

5 GHz Radio Front-End Design

projekt i Systemutveckling, TNE067

Grupp 7
Jan-Erik Andersson
Bahare Bahrami
Fredrik Karlsson
Håkan Karlsson

Examinator: Shaofang Gong
ITN, Linköpings universitet
December 2003

Sammanfattning

En radio front-end är en krets som omvandlar en RF-signal till en lägre frekvens så att den blir lättare att hantera. Den justerar även effekten på signalen så att den lätt kan urskiljas i steget efter. För att designa och simulera vårt system har vi använt ADS (Advanced Design System), som är ett kraftfullt verktyg för elektronikdesign. I ADS finns möjlighet att designa och simulera på blocknivå, komponentnivå och layoutnivå. Vi har designat två bandpassfilter, en mixer, en förstärkare och matchande nätverk för denna front-end. Filtrena och ett matchande nätverk är designade med distribuerade komponenter på grund av den höga frekvensen. Två matchande nätverk och förstärkaren är designade för en lägre frekvens och därför kunde vi använda diskreta komponenter. Mixern består både av distribuerade komponenter och dioder. I början av våra simuleringar hade vi stora problem med att utsignalen var alldeles för svag, därför har mycket tid spenderats på att få systemet att sänka signalen så lite som möjligt. Detta har lösts genom design av matchande nätverk, alternativa designer av mixern och konstruktion av förstärkare. Till slut lyckades vi uppnå ett resultat som överensstämmer med de specifikationer vi fick i projektbeskrivningen.

Innehållsförteckning

Inledning.....	4
Syfte	4
Metod	4
Systemöversikt	5
Filter	6
Bandpassfilter.....	6
Användning i Radio Front-End	7
RF filter	7
Kopplade filter.....	7
Design.....	9
Matchande nätverk	11
Teori	11
Matchande nätverk i projektet.....	12
Mixer	15
Teori	15
Konstruktionslösningar	17
Simuleringsresultat.....	22
Förstärkare.....	23
Referenser.....	26
Litteratur	26
Websidor	26
Bilagor.....	27
Bilaga A.....	27
Bilaga B.....	29

Inledning

Som en del i kursen Systemutveckling (TNE067) fick vi tillfälle att genomföra ett projekt inom RF-design. Vi valde att göra delar av en radio front-end vilket innebär design av filter, matchande nätverk, mixer och IF-förstärkare.

Syfte

Syftet med projektet är att tillämpa och utveckla våra kunskaper inom systemutveckling och RF-elektronik. Vidare ska vi lära oss att använda ett design- och simulerings- verktyg för RF-elektronik (ADS) för att realisera en radio front-end enligt projektspecifikation (se Bilaga A).

Metod

Inledningsvis gjorde vi en litteraturstudie, där vi har inhämtat kunskaper om de ingående komponenterna. Vi har främst använt Advanced Design System (ADS) för att designa och simulera vår radio front-end. Vidare har vi gjort beräkningar förhand och i viss utsträckning använt Matlab.

Systemöversikt

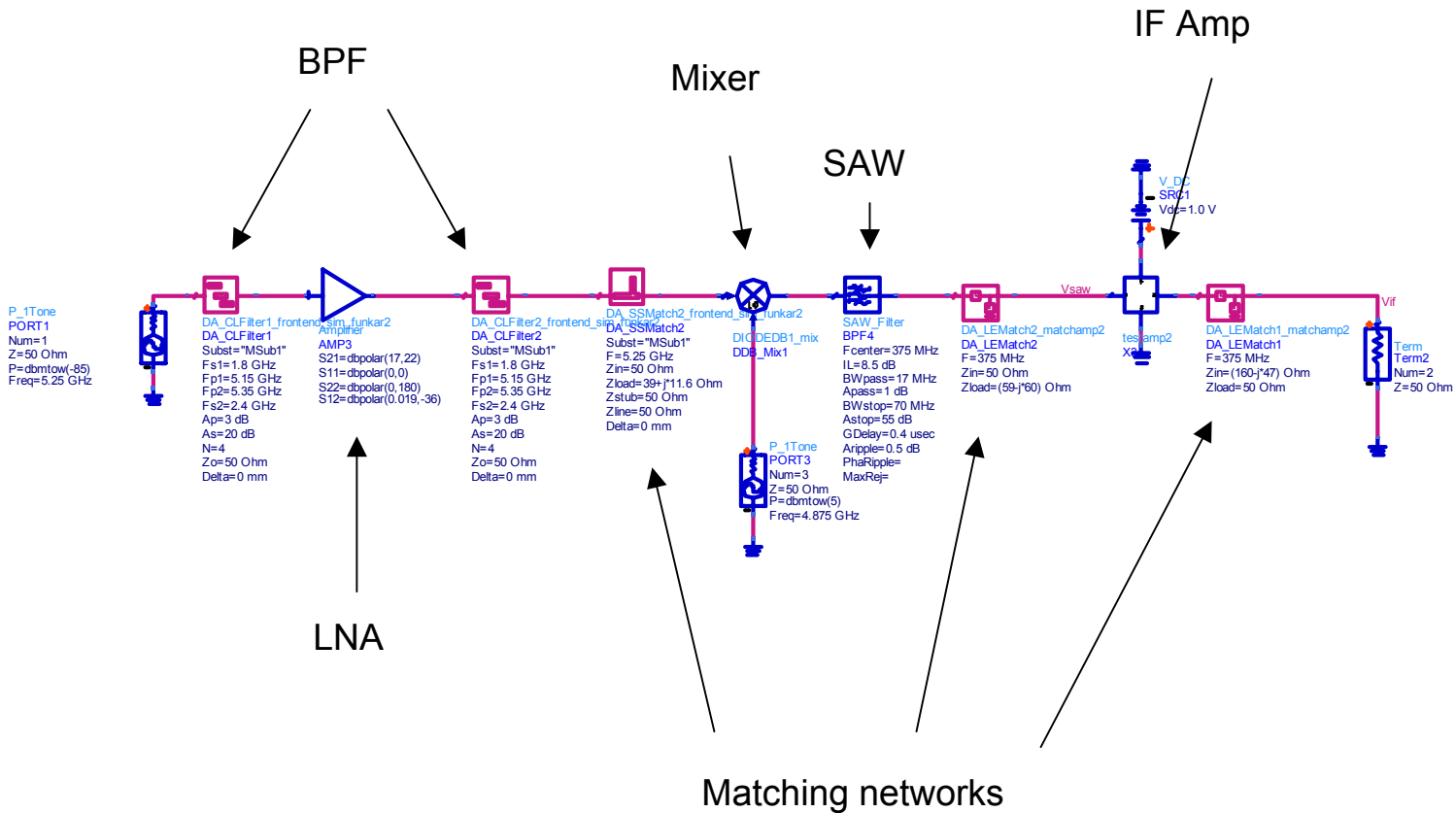


Fig. 1 - Blockschemata för 5 GHz Radio Front-End Design.

Syftet med en radio front-end är att bearbeta signalen från antennen så att den blir mer hanterbar. Bearbetningen som sker är förstärkning, filtrering och nedkonvertering av frekvensen. Efter detta steg kommer ytterligare ett liknande steg som konverterar ner signalen till en ännu lägre frekvens. Effektgeneratoren i början av steget emulerar signalen från antennen. Efter "antennen" placerar vi ett bandpassfilter som har till uppgift att sänka alla oönskade frekvenskomponenter som antennen tar emot. Lågbrusförstärkaren (LNA) förstärker signalen med ca 17 dB. LNA:n ger upphov till ytterligare oönskade frekvenskomponenter som det andra bandpassfiltret i systemet tar bort. Mellan bandpassfiltret och mixern finns det ett matchningsnätverk uppbyggt av distribuerade komponenter. Kring IF-förstärkaren finns det två nätverk bestående av diskreta komponenter. Matchningsnätverkets syfte är att maximera effektöverföringen genom att matcha impedanserna. Mixern är komponenten som konverterar ner frekvensen. Till mixern måste en signal från en lokal oscillator kopplas, den emuleras dock av en effektgenerator kretsen. SAW-filtret som kommer efter mixern är ett bandpassfilter som filtrerar ut signalen vid den önskade frekvensen. För att uppnå tillräcklig uteffekt används en IF-förstärkare.

Filter

Bandpassfilter

I detta system används tre filter, vilka alla är av typen bandpass. Filtrens uppgift är att dämpa styrkan på de frekvenskomponenter av signalen som är oönskade. Även om antennen är designad för att ta emot en viss frekvens så kan ändå stör signaler komma in i systemet och en signal kan ha flera olika frekvenskomponenter som måste filtreras bort. Funktionen för ett idealt bandpassfilter visas i figur 1 nedan.

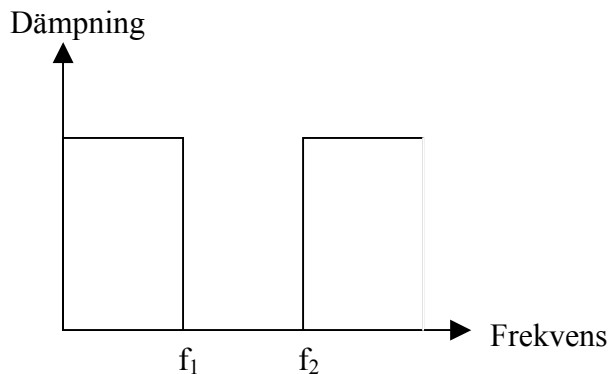


Fig. 2 - Idealt bandpassfilter

Här är gränserna mellan passband och stoppband exakta och man kan precis ange vilka frekvenskomponenter som ska släppas igenom. I verkligheten är det svårt att realisera ett sådant filter på grund av att det skulle krävas dels ideala, dels ett mycket stort antal komponenter. En mer realistisk karakteristik ges av figur 2, där filtrets "väggar" får en viss lutning. Desto brantare lutning på dessa väggar desto exaktare kan brytningsfrekvensen definieras. Men det kräver då högre ordning, vilket innebär fler reaktiva komponenter och ett mer komplext nätverk.

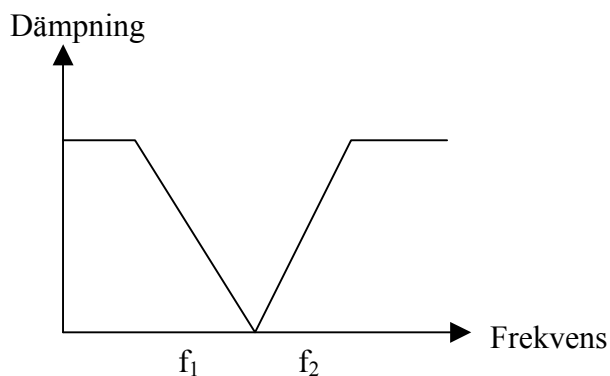


Fig. 3 - Bandpassfilter med mer realistisk karakteristik

Användning i Radio Front-End

Det första filtret sitter precis efter antennen. Detta filter har till uppgift att dämpa alla frekvenskomponenter som kommer från antennen förutom de mellan 5,15 och 5,35 GHz. Bärvägen för signalen är på 5,25 GHz och bandbredden är på 200 MHz och därför är alla frekvenser utanför det området ointressanta. Det andra filtret sitter efter LNA:n (Low Noise Amplifier) och ska ta bort frekvenskomponenter som uppstår pga av LNA:ns olinjära beteende. Eftersom dessa två filter har samma passband gör vi designen av dessa två filter identiskt och de benämns framöver BPF (BandPassFilter). För denna tillämpning valde vi att designa filtrena med ordning 4, vilket innebär att de innehåller 4 reaktiva komponenter. Det ger tillräckligt brant lutning för att filtrera rätt signaler och ett inte alltför komplicerat nätverk av kapacitanser och induktorer. (Ludwig)

Det tredje filtret sitter efter mixern. Av mixerns natur generas flera olika frekvenskomponenter förutom den på 375 MHz vi vill få ut. Detta filter ser alltså till att det endast är signalen på 375 MHz som går in i IF-förstärkaren (Intermediate Frequency Amplifier). Ett filter som detta är relativt komplext att designa då det kräver högt Q-värde så designen av detta filter ingår inte i projektet. Ett högt Q-värde betyder att gränserna mellan passband och stopband är mycket distinkta, vilket innebär att karakteristiken för filtret mer liknar den för ett idealt filter. Priset man får betala för denna funktion är att SAW-filtret har relativt stor dämpning även vid centerfrekvensen. För att kunna simulera har vi valt ett SAW-filter från SAWTEK (SAWTEK855653) som har en dämpning på 15dB. Även detta filter är ett bandpassfilter med centerfrekvens på 375 MHz och i fortsättningen benämner vi det SAW. (<http://www.triquint.com/company/divisions/sawtek/docs/855653/855653.pdf>)

RF filter

Vid design av filter som ska kunna användas vid så höga frekvenser som vårt system ska göra så går det inte att realisera filter med vanliga diskreta komponenter. Anledningen är att den fysiska storleken på komponenterna skulle bli så liten att det inte går att designa med vanliga, diskreta komponenter. Det finns två alternativa sätt att konstruera filter för höga frekvenser. Det första är att konvertera de reaktiva komponenterna till distribuerade element där längden på transmissionsledaren avgör vilken typ av komponent som implementeras. Det andra, och även det sätt vi använde oss av, är att använda så kallade kopplade filter. (Ludwig)

Kopplade filter

I figur 4 visas ett substrat med två microstrip lines bredvid varandra. Leder man ström genom den ena ger det elektriska fältet upphov till strömmar i den andra. Detta är samma egenskap som används vid kopplade induktorer och transformatorer. Strömmen som induceras i den andra ledaren är bland annat beroende av måtten på ledaren, avståndet mellan ledarna och olika materialparametrar. Det bildas också kapacitiva effekter mellan ledare och ledare samt mellan ledare och substrat som visas i figur 5. Dessa effekter utnyttjas för att få fram och styra de filterliknande egenskaper som designen ger upphov till.

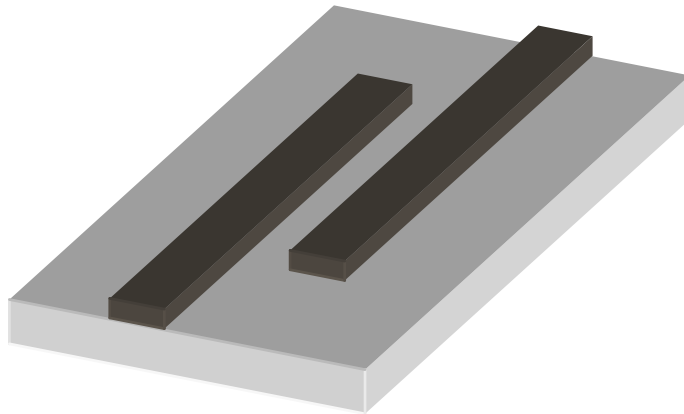


Fig. 4 - Två microstrip lines på ett substrat

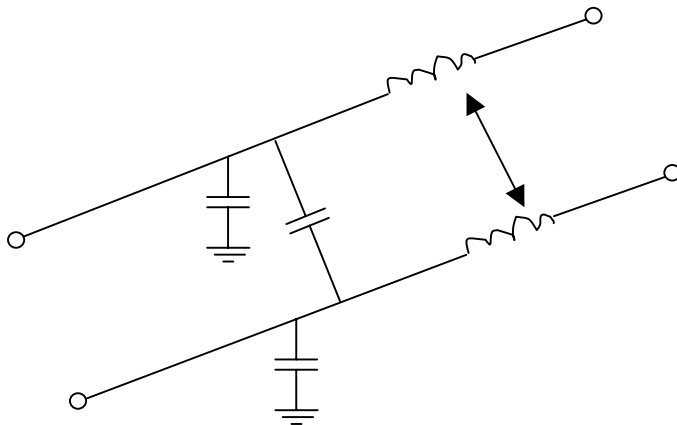


Fig. 5 - Schematisk bild av två microstrip lines på ett substrat och dess parasitiska kapacitanser och kopplad induktans.

Endast två ledare bredvid varandra räcker inte för att konstruera ett filter med bra prestanda såsom brant övergång mellan passband och stopband. Läger man flera sektioner efter varandra (figur 6) och skapar ett så kallat kaskadkopplat filter så ökar prestandan. (Ludwig)

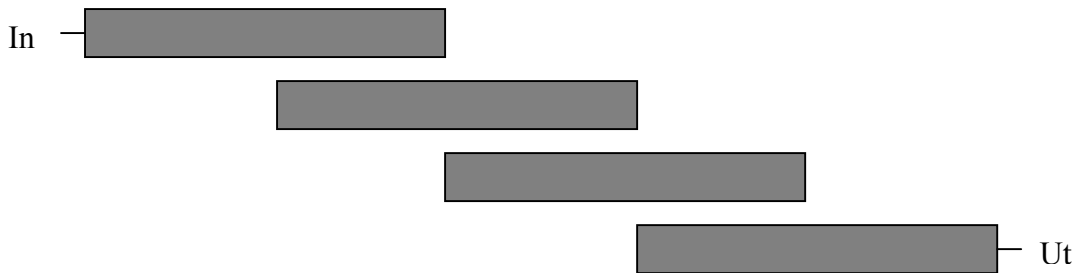


Fig. 6 - Bandpassfilter konstruerat genom kaskadkoppling av flera närliggande microstrip lines

Design

I ADS (Advanced Design System) finns det verktyg för implementering av filter. De klarar av att designa filter både på komponentnivå och som microstrip lines. Verktöget fungerar mycket bra och det enda vi behöver ange är var vårt passband ska ligga någonstans och av vilken ordning filtret ska vara. ADS designar sen automatiskt ett kopplat filter som på schemanivå ser ut som i figur 7.

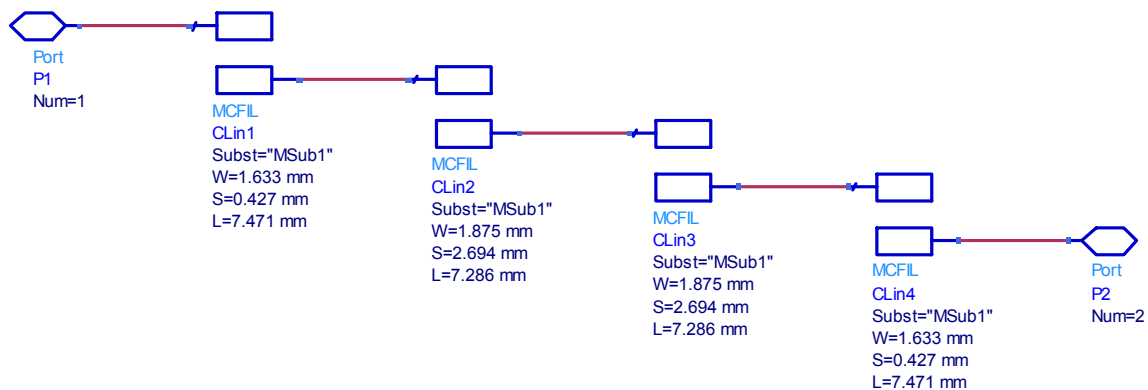


Fig. 7 - Kopplat bandpassfilter på schemanivå för ett passband på 5,15-5,35 MHz

Från denna schematiska design av filtret kan ADS generera en layout så som det skulle se ut på ett substrat. Vi har valt ett vanligt FR-4 substrat med en relativ dielektricitetskonstant på 4,5 och en tjocklek på 1 mm. Resultatet av layoutgenereringen visas i figur 8.

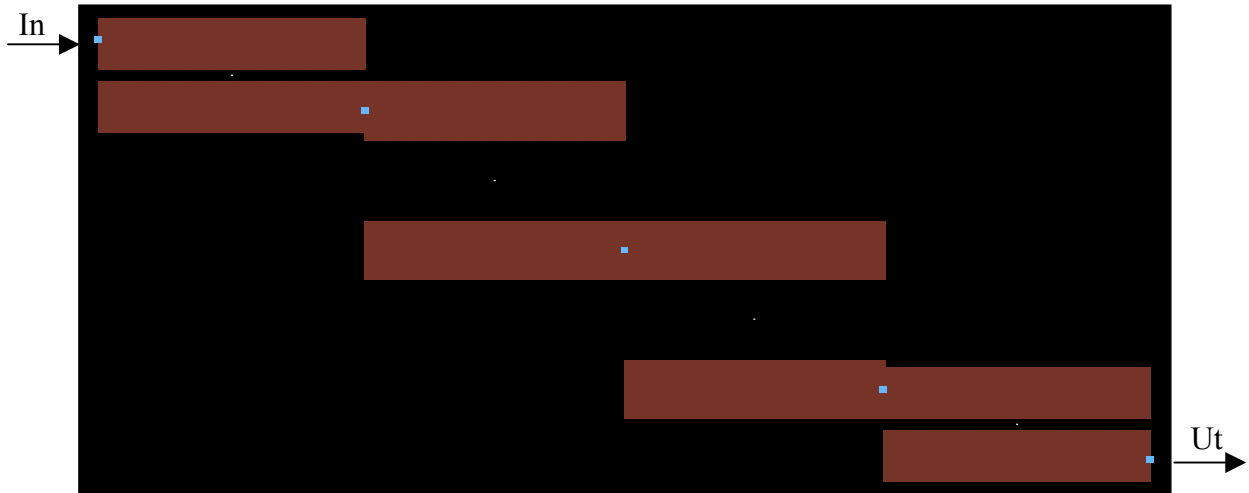


Fig. 8 - Layout av bandpassfilter

I både figur 7 och figur 8 ser vi att det är fyra mellanrum mellan ledarna, vilket är lika med ordningen av filtret. Hade vi valt en högre ordning hade filtret haft fler övergångar och tagit upp större plats på substratet.

Matchande nätverk

Teori

För höga signalfrekvenser kan man inte längre använda Kirchhoffs välkända lagar utan att få stora felmarginaler från ett korrekt resultat. Detta beror på att spänningar och strömmar inte längre kan betraktas som konstanta, vid en viss tidpunkt, i till exempel en rak ledare vid höga frekvenser, utan nu måste betraktas som vågor. Dessa vågegenskaper måste beaktas då signalens våglängd blir jämförbar storleksmässigt med ”medelkomponentens storlek”. Som tumregel kan man säga att man inte längre kan använda Kirchhoffs lagar längre då ”medelkomponentens storlek är mer än en tiondel av signalens våglängd”.

På grund av dessa vågegenskaper kommer signalen nu att reflekteras olika mycket beroende på ledarens och lastens impedanser. Vid perfekt matchning av dessa impedanser uppstår ingen reflektion av signalen och därmed förloras ingen effekt på grund av den samma. Det är dessa effektförluster som kan undvikas genom bra designade passiva, matchande nätverk. För att uppnå perfekt matchning skall källans utimpedans vara lika med komplex-konjugatet av lastens impedans. Detta stämmer ju sällan direkt, utan man blir tvungen att lägga till ett nätverk av komponenter som ”matchar” dessa impedanser.

Matchande nätverk används inte bara för att minimera effektförluster utan även för att minimera brus med mera. Matchningsnätverken kan bestå av diskreta (”lumped”) komponenter, microstrip lines eller både och. Passiva komponenter kan med fördel användas upp till cirka 1 GHz, beroende på att deras karaktär förändras avsevärt vid högre frekvenser. Vid högre frekvenser behövs väldigt små kapacitanser och induktanser till nätverken, vilka inte kan uppnås med diskreta komponenter.

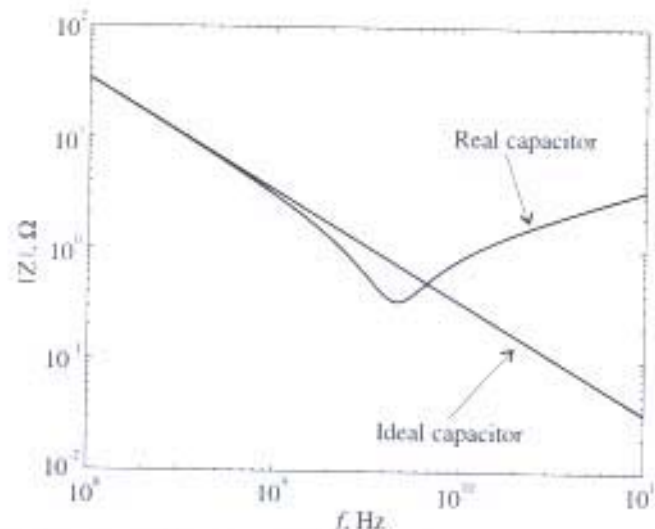


Fig. 9 - Impedanskaraktäristik vid olika frekvenser för en reell och en ideal kondensator

För frekvenser över 1 GHz används istället microstrip lines som inte påverkas på samma sätt av parasitiska induktanser, som passiva komponenter gör, vid höga frekvenser. Andra fördelar med microstrip lines är att de tar upp mindre med plats än diskreta komponenter och att de är lätta att designa för de exakta induktansvärden som man behöver. Däremot blir

microstripledarna orealiserbart långa ifall man vill använda dem som induktanser vid lägre frekvenser.

De enklaste diskreta, matchande nätverken består av två komponenter, så kallade L-nätverk. Komponenterna är kondensatorer eller spolar och det finns åtta möjligheter att kombinera dessa för att matcha en källa och en last.

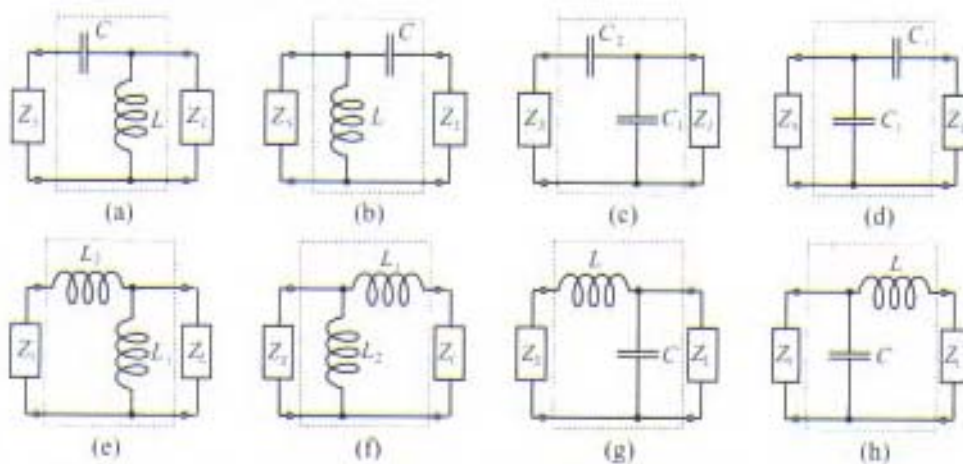


Fig. 10 - De åtta möjliga kombinationerna för ett L-nätverk

Med single-stub matchande nätverk ändras microstripledarnas längder och/eller karaktäristiska impedanser för att uppnå önskad in-/utimpedans. Som bilden nedan visar, så kan man kombinera ledarna på fyra olika sätt beroende på var man placerar "stubben" och om man kortsluter den eller ej. (Ludwig)

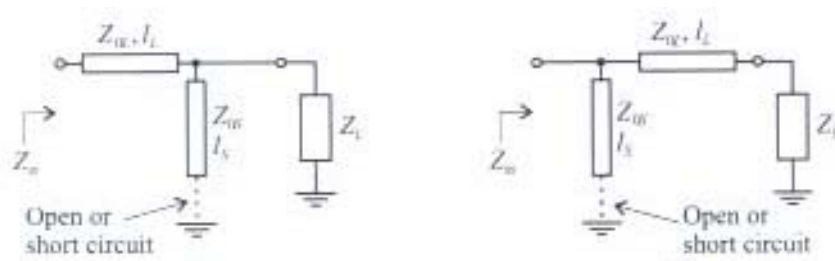


Fig. 11 - De olika möjliga single-stub matchande nätverken

Matchande nätverk i projektet

I vårt projekt har vi använt oss av tre matchande nätverk. Två diskreta, L-nätverk på var sida om IF-förstärkaren (där frekvensen är 375 MHz) och ett nätverk med microstrip lines innan mixern (där frekvensen är 5,25 GHz). Nätverkens placering i kretsen kan ses i fig. 12.

Vi bestämde oss för att matcha alla komponenter till 50 Ohm. Men vi insåg snart att vissa komponenter redan hade in-/utimpedanser tillräckligt nära 50 Ohm för att det inte skulle vara någon idé att matcha dessa ytterligare. Detta var på vardera sidan av de båda kopplade filtrena och kring de modeller som vi inte gjort på komponentnivå, det vill säga låg-brus-förstärkaren (LNA) och SAW-filtret. Runt övriga komponenter, alltså mixern och IF-förstärkaren provade vi att lägga in matchande filter. Men vi insåg igen att alla matchande nätverk inte skulle göra någon nytta utan snarare försämra uteffekten på vår radio front-end. Det berodde på att de

passiva komponenter som användes gav en större effektförlust än vad vinsten blev av matchningen. Slutligen använde vi alltså tre matchande nätverk.

Microstrip lines

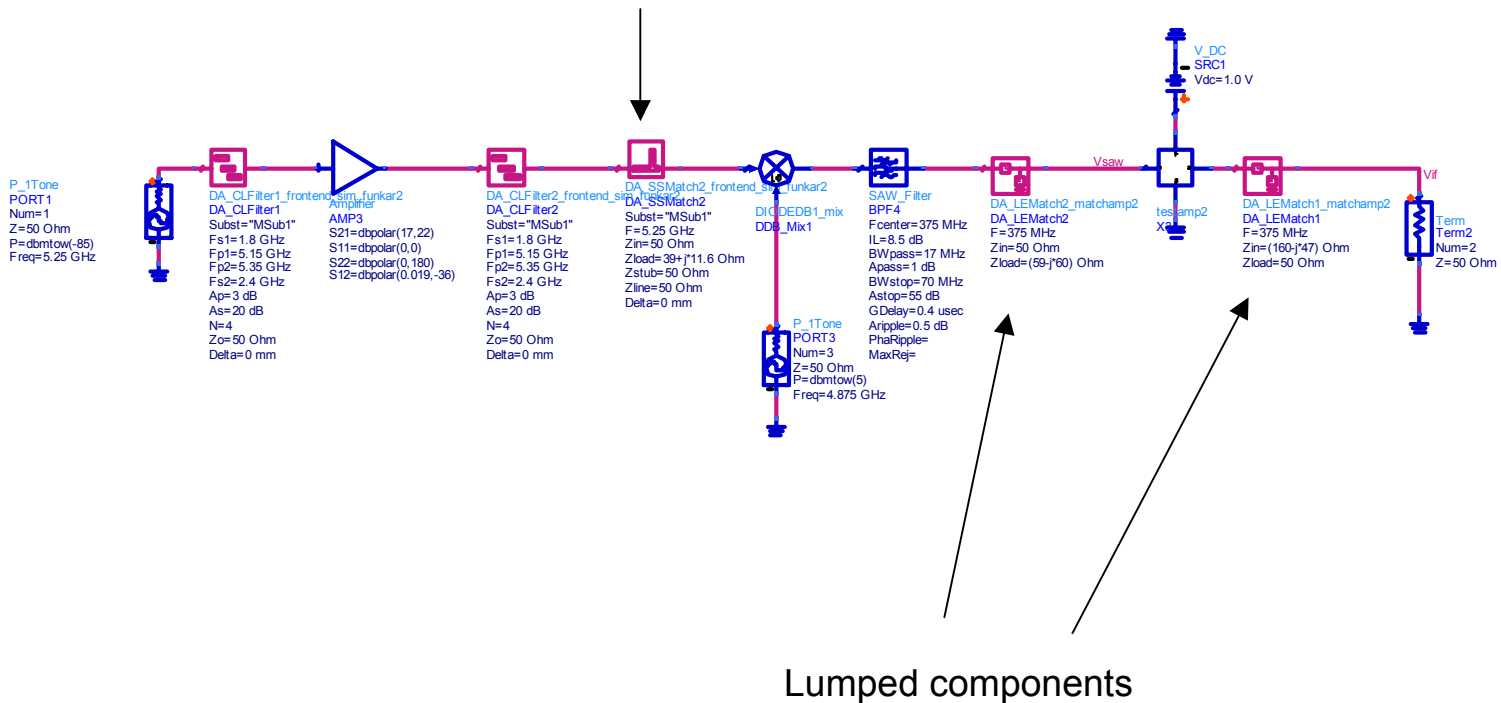


Fig. 12 - Matchande nätverk i projektet

Själva designarbetet utfördes genom impedansmätningar i ADS, vars resultat senare användes för att generera rätt matchande nätverk i programmets designguide. Från guiden sköttes sedan alla beräkningar automatiskt och vi behövde endast bestämma oss för vilken topologi (typ av nätverk) som vi ville använda oss av. Nätverkstopologier som valdes och värden på komponenter kan ses i fig. 13,14. För att kontrollera värdena gjordes även beräkningar av dessa, för nätverket till vänster om IF-förstärkaren, med hjälp av Smith Chart. Resultaten stämmer mycket väl överens med de av programmet genererade värdena, vilket också kan ses i bilaga B.

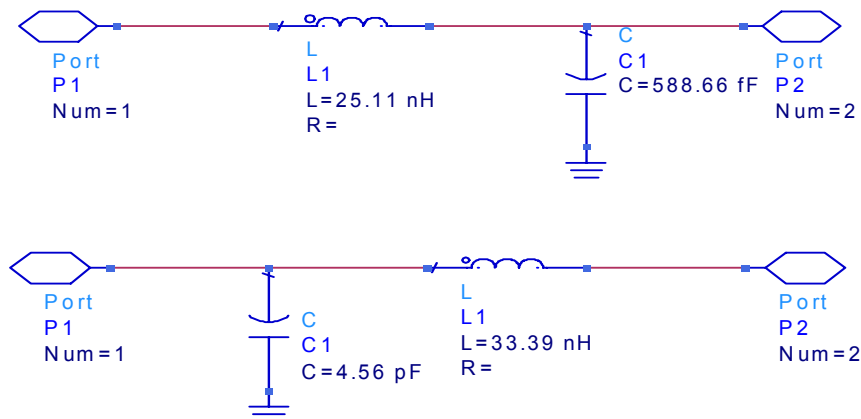


Fig. 13 - Matchande nätverk med diskreta komponenter på schemanivå

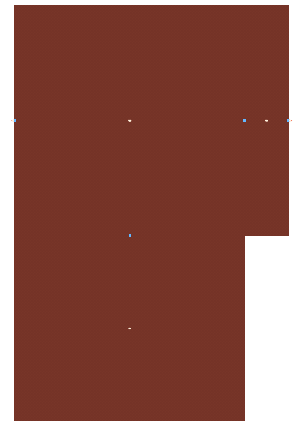
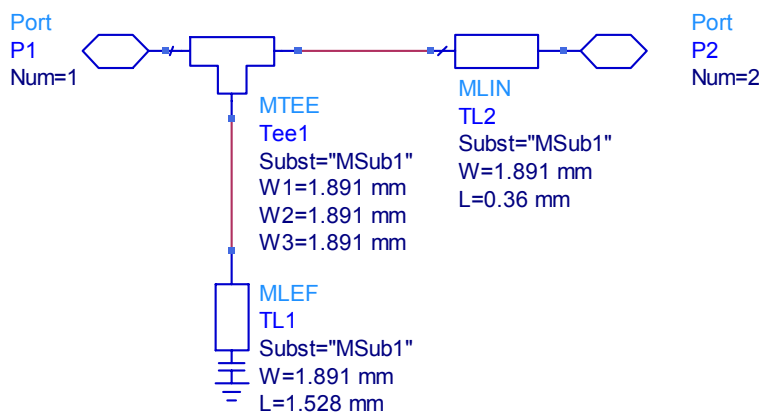


Fig. 14 - Matchande nätverk med microstrip lines på schema- och layoutnivå

När man designar matchande nätverk med ett program som ADS, så bör man även, kritiskt, se över resultaten. Vi tycker att våra komponentvärden i de matchande nätverken är realistiska och rimliga. Det enda värde som kan tyckas vara i minsta laget för en diskret komponent är kondensatorn i nätverket till vänster om IF-förstärkaren. Det är cirka 0.5 pF och kan vara nära en undre realistisk gräns för en diskret kondensator. Slutligen gjorde vi också en layout av microstripnätverket (fig. 14).

Mixer

Teori

Mixern är den komponent som ska konvertera ner frekvensen till en mer hanterbar frekvens så att man kan demodulera signalen. En mixer kan både konvertera ner och upp frekvensen. I vårt fall vill vi ha en frekvens på 375 MHz från en insignal på 5.25 GHz och för att uppnå detta filtrerar man bort alla frekvenser i det uppkonverterade området. Detta leder till att man bara får ut de frekvenser som är lägre än insignalen. Uppbyggnaden av en mixer utgörs av två delar, nämligen kombinerare (combiner) och detektor. Kombinerarens uppgift är att till insignalen addera en signal från en lokal oscillator som har en frekvens som är skild från insignalen. Detektorns uppgift är generera den konverterade signalen: $f_{RF} \pm f_{LO}$ och för att göra det så måste den bestå av en komponent som har ett olinjärt beteende.

$$\begin{cases} y(t) = aX(t) + bX(t)^2 \\ X(t) = c \cos(\omega_1 \cdot t) + d \cos(\omega_2 \cdot t) \end{cases} \Rightarrow y(t) = a(c \cos(\omega_1 \cdot t) + d \cos(\omega_2 \cdot t)) +$$

$$\begin{aligned} & b(c \cos(\omega_1 \cdot t) + d \cos(\omega_2 \cdot t))^2 = ac \cos(\omega_1 \cdot t) + ad \cos(\omega_2 \cdot t) + bc^2 \cos^2(\omega_1 \cdot t) \\ & + 2bcd \cos(\omega_1 \cdot t) \cos(\omega_2 \cdot t) + bd^2 \cos^2(\omega_2 \cdot t) = ac \cos(\omega_1 \cdot t) + ad \cos(\omega_2 \cdot t) + bc^2 \cos^2(\omega_1 \cdot t) \\ & + bcd \cos(\omega_1 \cdot t + \omega_2 \cdot t) + bcd \cos(\omega_1 \cdot t - \omega_2 \cdot t) + bd^2 \cos^2(\omega_2 \cdot t) \end{aligned}$$

Exempel på komponenter som används i en mixer är dioder, bipolära transistorer och fälteffekttransistorer. Projektspecifikationen begränsar oss till att använda en passiv mixer och då återstår bara alternativet att konstruera en mixer som är baserad på dioder. Det finns flera olika mixertyper som är baserade på dioder. Till exempel en single-balanced mixer med en branch line coupler följt av två dioder och en double-balanced mixer med två baluner följt av en diodbrygga. (Ludwig)

Strömmens beroende av den pålagda spänningen över en diod ges av den så kallade

Shockleyekvationen: $I = I_0(e^{\frac{qV}{kT}} - 1)$. Konstanterna q , k , T och I_0 är elektronens laddning, Boltzmanns konstant, temperaturen i Kelvin respektive läckströmmen när dioden är backkopplad. V är spänningen över dioden (Streetman). Det beteende som är önskvärt är att få en utsignal med frekvensen $f_{RF} \pm f_{LO}$ från mixern och det uppnås med en kvadratisk funktion. Shockleyekvationen innehåller en exponentialfunktion och ingen kvadratisk funktion men om man Taylorutvecklar får man:

$$\begin{cases} \frac{dI}{dV} = \frac{qI_0}{kT} e^{\frac{qV}{kT}} \\ \frac{d^2I}{dV^2} = \left(\frac{q}{kT}\right)^2 I_0 e^{\frac{qV}{kT}} \end{cases}, \text{ om } V_Q = 0 \Rightarrow I(V) = 0 + V \frac{qI_0}{kT} + \frac{1}{2} V^2 \left(\frac{q}{kT}\right)^2 I_0$$

$$I(V) = I_Q + V \left(\frac{dI}{dV}\right) \Big|_{V_Q} + \frac{1}{2} V^2 \left(\frac{d^2I}{dV^2}\right) \Big|_{V_Q}$$

Fig.15 - Taylorutveckling av Shockleyekvationen kring punkten $V=0$

Tayloruttrycket ovan kan ses som ett uttryck för en diod utan biasering, det vill säga om vi skulle använda den som detektor skulle den enda spänningen över dioden vara signalen från kombineraren $f_{RF} + f_{LO}$. En viktig faktor som påverkar i vilket spänningsområde som dioden är olinjär är läckströmmen när dioden är backspänd. Nedan visas två olika grafer: Shockleyekvationen, andra ordningens Taylorpolynom och första ordningens Taylorpolynom för två olika I_0 . I den första grafen är $I_0 = 1\text{nA}$ och i den andra grafen är $I_0 = 1\text{fA}$. Vidare har det också antagits att $T = 300\text{K}$.

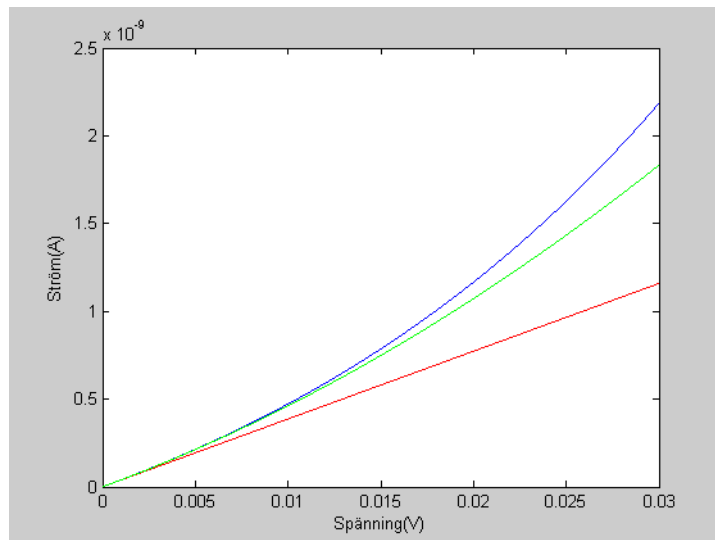


Fig. 16 - IV-diagram för diod med $I_0 = 1\text{nA}$. Blå, grön och röd är Shockleyekvationen, andraordningens Taylorpolynom respektive förstaordningens Taylorpolynom.

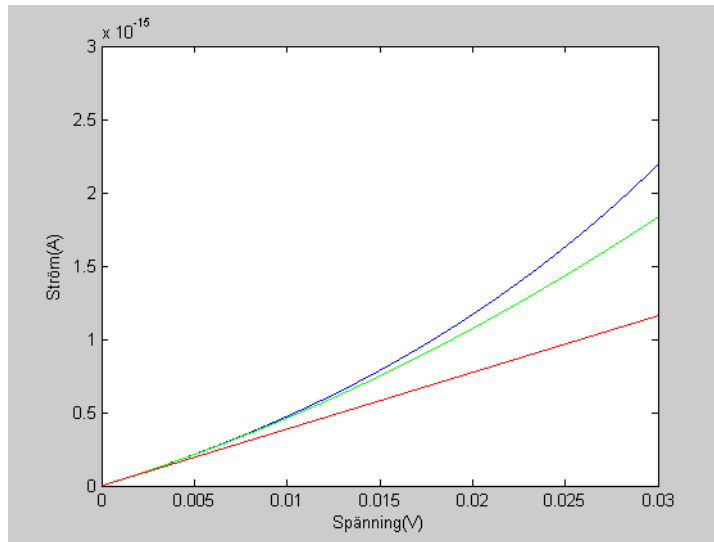


Fig. 17 - IV-diagram för diod med $I_0 = 1\text{fA}$. Blå, grön och röd är Shockley evationen, andraordningens Taylorpolynom respektive förstaordningens Taylorpolynom

I de två graferna kan vi tydligt se i vilken region som Shockleyekvationen har ett linjärt beteende och vi kan också se skillnaden mellan de olika läckströmmarna. Storleken på läckströmmarna är viktiga för att insignalen ska hamna i diodens olinjära område.

$$\begin{cases} I_0 = 1 \cdot 10^{-6} \\ c = 1 \cdot 10^{-8} \\ d = 3.16 \cdot 10^{-3} \end{cases} \Rightarrow I = cd \cdot \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{q}{kT} \right)^2 e^{\frac{q(c+d)}{kT}} \cdot I_0 \cdot \cos((w_1 - w_2)t) = 1 \cdot 10^{-8} \cdot 3.16 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{1.6 \cdot 10^{-19}}{1.38 \cdot 10^{-23} \cdot 300} \right)^2 \cdot e^{\frac{1.6 \cdot 10^{-19} (1 \cdot 10^{-8} + 3.16 \cdot 10^{-3})}{1.38 \cdot 10^{-23} \cdot 300}} \cdot 1 \cdot 10^{-6} \cdot \cos((w_1 - w_2)t) \approx 2.36 \cdot 10^{-14} \cdot \cos((w_1 - w_2)t)V$$

Fig. 18 - Visar beräkningar för utsignalen vid den önskade frekvensen vid en insignal bestående av två olika frekvenskomponenter. (Ludwig)

Konstruktionslösningar

Den frekvens som önskas ut från mixern är 375 MHz och det kan åstadkommas genom att ha en lämplig signal från den lokala oscillatoren till mixern. Mixern är kapabel att generera en utsignal: $f_{RF} - f_{LO}$. Detta leder till att vi får en frekvens på signalen från den lokala oscillatoren:

$$f_{LO} = f_{RF} - f_{IF} = 5250\text{MHz} - 375\text{MHz} = 4875\text{MHz}$$

De två mixertyper som rapporten granskar närmre som möjliga kandidater för att användas i radio front-end designen är en double-balanced ringmixer och en single-balanced mixer med en 90° branchline coupler. Först kommer ringmixern att behandlas. En double-balanced ringmixer består av två baluner och en diodbrygga med fyra dioder. En balun är en komponent som består av en spole på ingången och två spolar på utgången. Balunen genererar, av en insignal, två differentierade utsignaler ut^+ och ut^- . Dessa signaler kommer från vardera spolen på utgången. I en double-balanced ringmixer är balunerna speglade mot varandra och mellan dem sitter diodbryggan. På ingångarna på de två balunerna är signalen f_{RF} respektive f_{LO} inkopplade. På den balunen som f_{LO} är kopplad till är de två spolarna på

utgångssidan kopplade till jord i ena änden. Istället för jord är motsvarande ändar på utgångssidan, för balunen med RF-signalen, kopplade till utgången för hela mixern. Mixerutgången levererar signalen med frekvensen f_{IF} och en hel del andra oönskade signaler som filtreras bort av SAW-filtret.

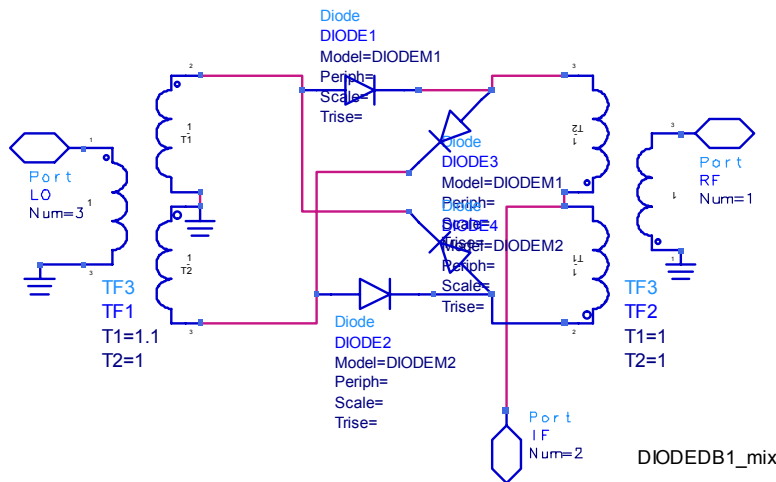


Fig. 19 - En double-balanced ringmixer på schemanivå

Det finns både nackdelar och fördelar med en double-balanced ringmixer. Några fördelar:

- Relativt låg konverteringsförlust, vanligtvis kring 7 dB.
- Genererar en utsignal där signalerna från RF-sidan och den lokala oscillatoren sänks relativt kraftigt.
- Behöver ingen extern spänningskälla utan den enda effekt som mixern konsumerar är den som försvinner på grund av konverteringsförluster.
- Klarar av ett brett band av frekvenser.

Några nackdelar:

- Relativt hög brusnivå(noise figure). Den är ungefär lika stor som konverteringsförlusten.
- Kräver hög effekt från den lokala oscillatoren. Typiska värden för diskreta kopplingar är kring 13 dBm.
- Dioderna måste vara matchade till varandra. Detta genererar dock inte några problem i integrerade implementeringar eftersom dioderna borde vara bra matchade när de är realiserade på samma kiselyta och producerade under exakt samma omständigheter.
- Dyra komponenter

(http://my.integritynet.com.au/purdic/dbl_bal_mix.htm)

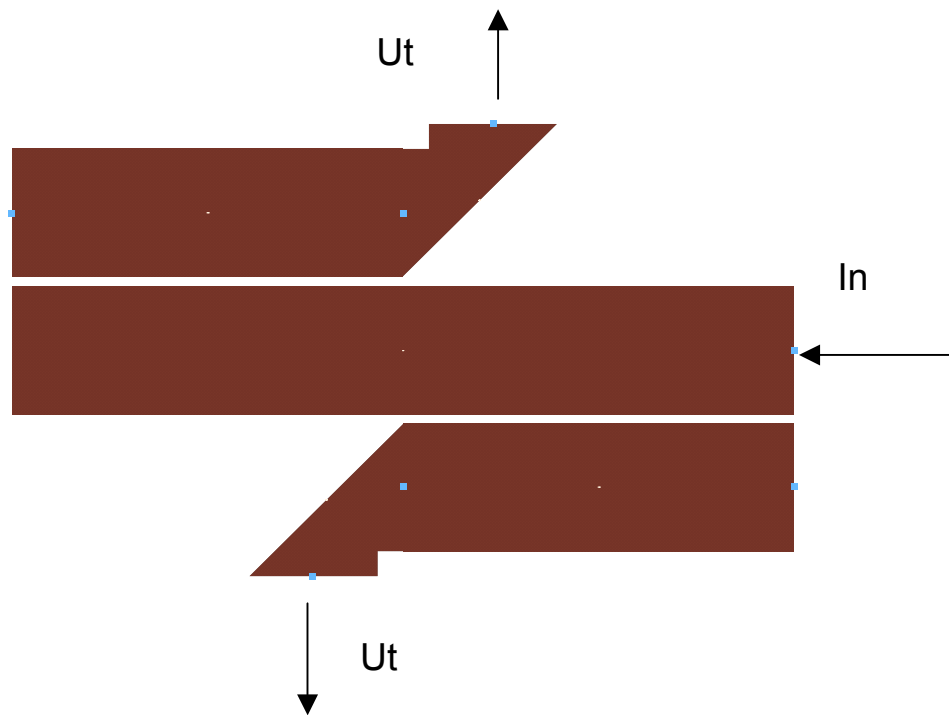


Fig. 20 - Balun realiserad med distribuerade komponenter.

I verkligheten är det omöjligt att realisera en balun med diskreta komponenter vid höga frekvenser som 5.25 GHz. Balunen måste därför realiseras med distribuerade komponenter. Ingången utgörs av en öppen ”stubbe” (open stub) som har samma längd som halva våglängden, vilket innebär en längd på ca. 11 mm vid 5.25 GHz. Längs med ingångsstubben finns det på vardera sida två microstrip-lines som utgör utgångarna för den differentierade signalen. Dessa två microstrip-lines har samma längd som en kvarts våglängd (ca. 5.5 mm vid 5.25 GHz) och sitter snett emot varandra med ingången mellan sig. En kvarts våglängd motsvarar en fasvridning på 180° och det innebär att det i de två olika utgångs microstrip-linesen induceras strömmar som är fasvridna 180° i förhållande till varandra. Utförda simuleringar på balunen ger en mycket bra fasvridning (179°) på utsignalerna men den sänker signalen väldigt mycket, ca. -15 dB.

Den andra designtypen är som tidigare nämnts en single-balanced mixer som består av en 90° branch line coupler, en dual diod detektor och en kapacitans. Den här designen erbjuder en bättre möjlighet att vidhålla separation mellan f_{RF} och f_{LO} i förhållande till en vanlig single-ended design. Till de två portarna på den ena sidan av 90° branch line couplern kopplas f_{RF} respektive f_{LO} . På portarna på den andra sidan kopplas två dioder med stoppriktningen åt olika håll. Efter dioden kopplas sedan en kondensator.

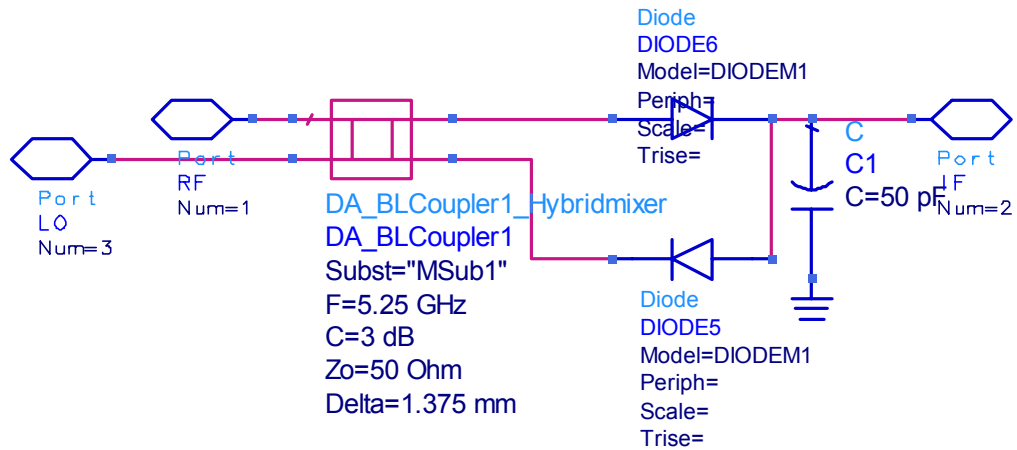


Fig. 21 - Single-Balanced mixer

En 90° branch line coupler består av microstrip-lines med olika Z_0 . Varje port har samma värde på Z_0 men mellan de portar som är hopkopplade horisontellt finns det ett segment med bredare microstrip-line som har en impedans på $Z_0/\sqrt{2}$. Mellan de portar som är sammankopplade vertikalt har microstrip-linen samma värde på Z_0 som portarna. Den horisontella och vertikala kopplingen mellan olika portar bildar en kvadrat med sidan en kvarts våglängd. (Ludwig)

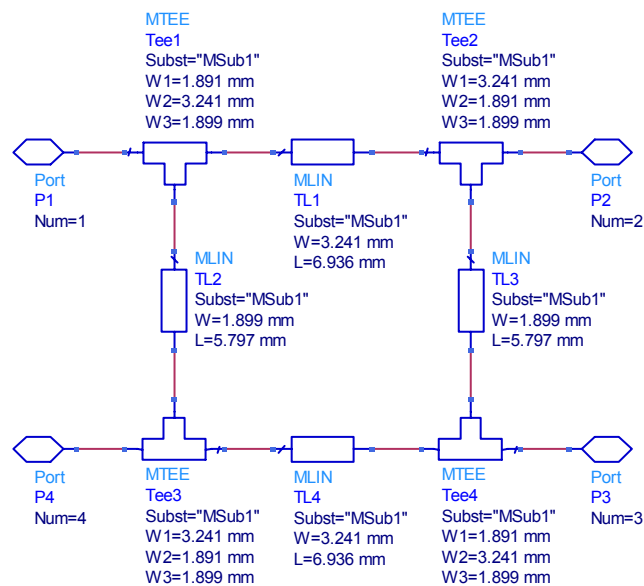


Fig. 22 - En 90° branch line coupler på schanmanivå

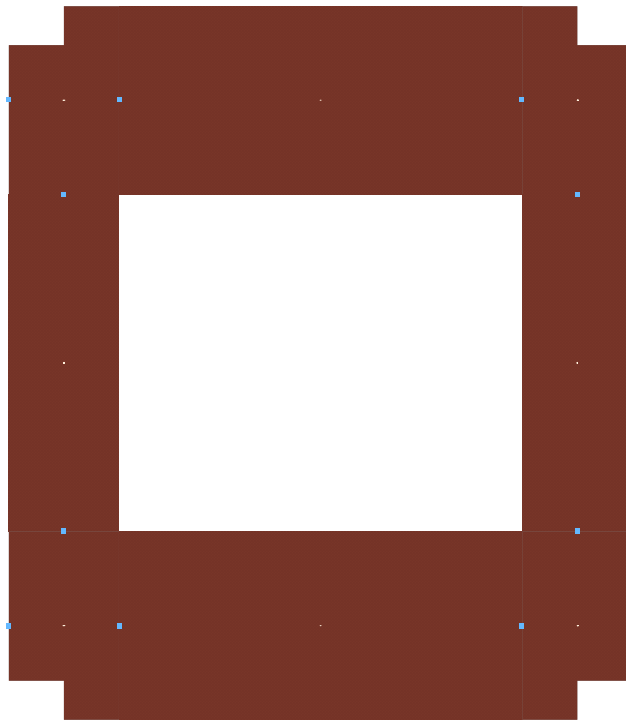


Fig. 23 - En 90° branch line coupler på layoutnivå

Det krävs en kapsel med tre ingångar om man ska implementera mixern i integrerad form och en sådan kapsel har vi skapat i ADS:

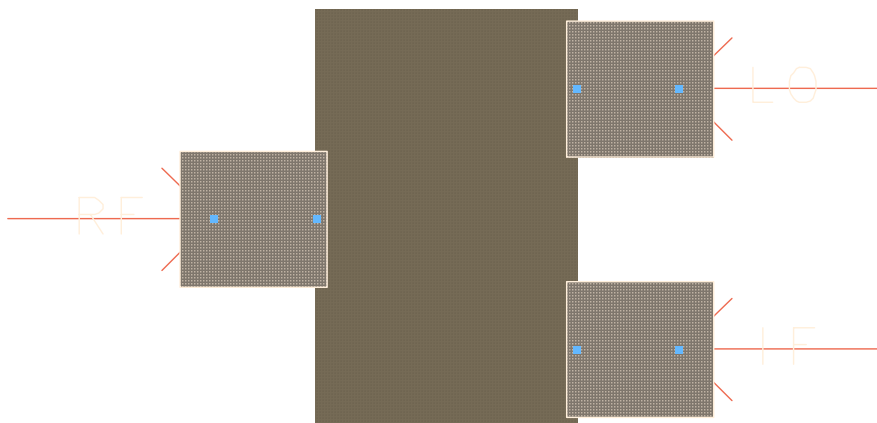


Fig. 24 - Kapsel för Single-Balanced mixer

Simuleringsresultat

Simuleringsparametrar för Single-Balanced mixer: RF-effekt -85 dBm, RF-frekvens 5.25 GHz, LO-effekt 5 dBm, LO-frekvens 4.875 GHz och last samt impedans i signalgeneratorer är 50 Ohm. Resultatet blev en konverteringsförlust (conversion gain) på -1.434 dB.

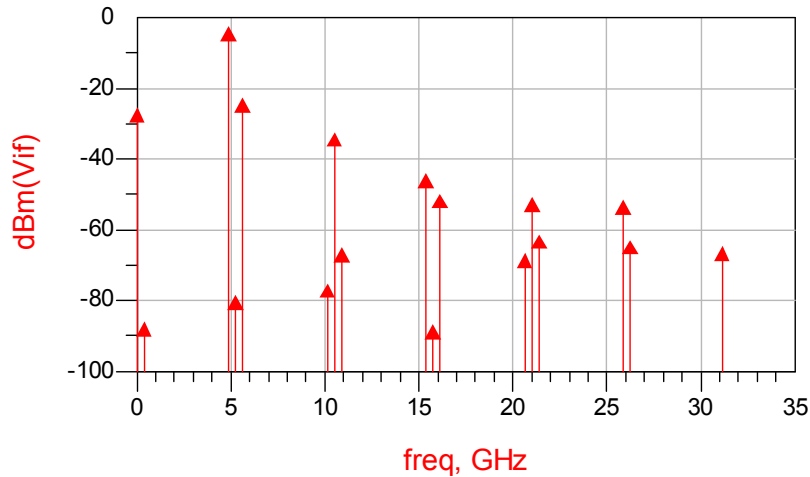


Fig. 25 - Spektrumet på utgången för Single-Balanced mixer

Simuleringsparametrar för Double-Balanced diod ringmixer: RF-effekt -85 dBm, RF-frekvens 5.25 GHz, LO-effekt 5 dBm, LO-frekvens 4.875 GHz, ideala baluner och last samt impedans i signalgeneratorer är 50 Ohm. Resultatet blev en konverteringsförlust på -6.5 dB

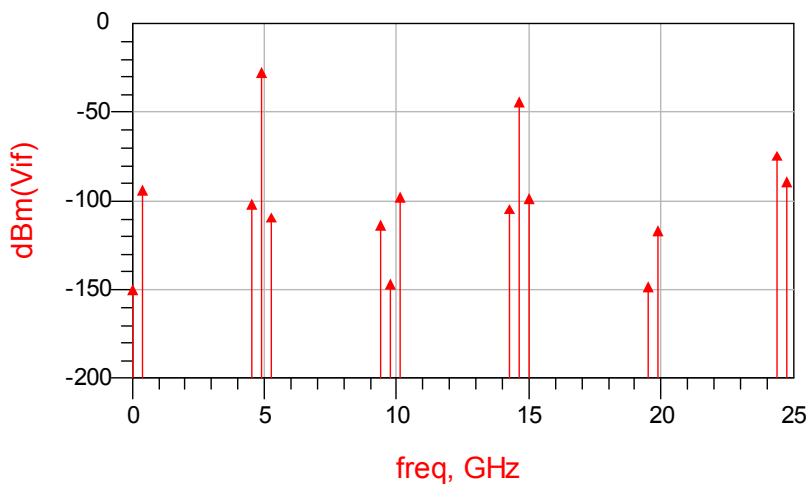


Fig. 26 - Spektrumet på utgången för Double-Balanced diode ringmixer

Förstärkare

Som vi alla vet så behövs det förstärkare för att förstärka och höja utsignalen och därmed få den önskade styrkan på utsignalen.

I det här fallet har vi valt att använda oss utav två kaskadkopplade GE-steg. Detta för att vi ville ha bästa möjliga utsignal för den önskvärda frekvensen på 375 MHz. Till vår krets kopplade vi in en spänningskälla, U, Fig.27. Detta för att kunna försörja kopplingen med den rätta spänningen för att erhålla optimal förstärkning.

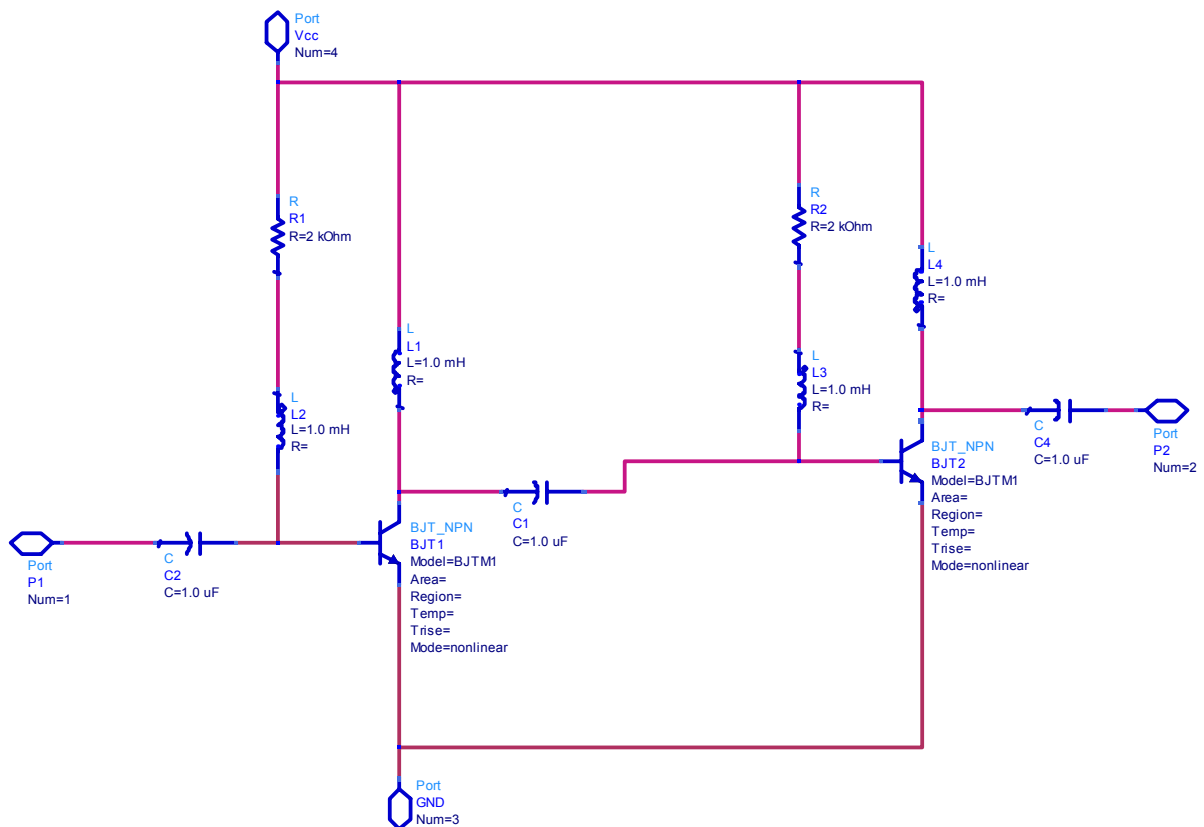


Fig. 27 - Schemanivå för IF-förstärkaren

Uträkning har gjorts för att kunna bestämma värdet för strömmen som går genom kretsen.

$$U_{Vcc} = 1,0 \text{ V}$$

$$R = 2 \text{ k ohm}$$

$$L = 1,0 \text{ m H}$$

Spänningen över bipolartransistorernas bas och emitter ligger alltid på cirka 0,7 V, vilket ger oss följande spänning över resistorn R.

$$U_{Vcc} - U_{NPN} = 1,0 - 0,7 = 0,3 \text{ V}$$

$$I = U / R = 0,3 / 2 * 10^3 = 1,5 * 10^{-4} = 0,15 \text{ mA}$$

Eftersom L har ett lågt värde påverkar den inte kretsen och är därför försumbart.

Vi har använt oss utav fyra stycken portar, spänningsmatningen V_{cc} , Jord (GND), In - respektive Out - signal.
Genom dessa kopplas den vidare till kapseln som visas i figuren nedan.

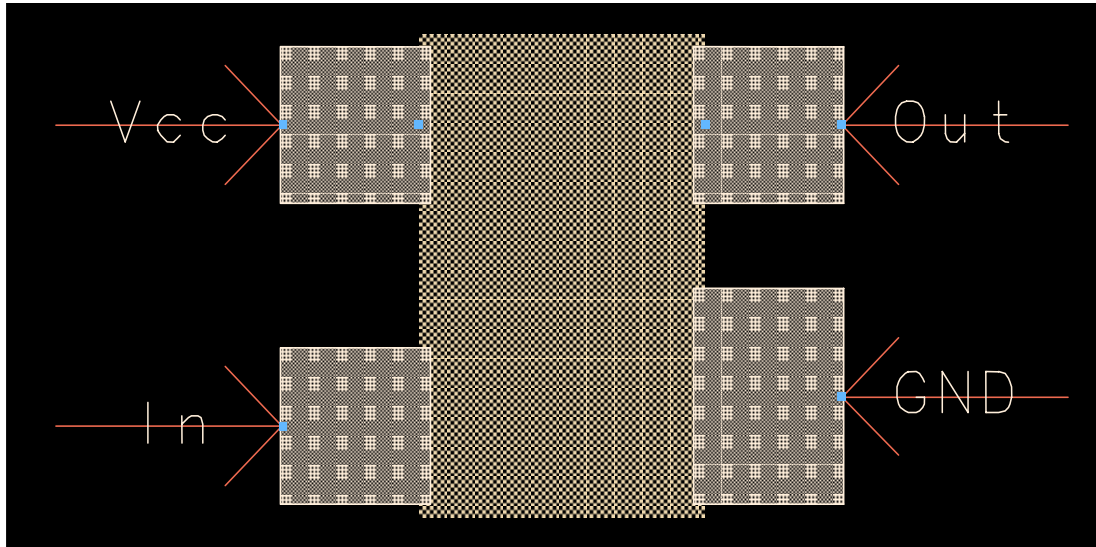


Fig. 28 - Kapsel för IF-förstärkare

När alla värden ställts in på de olika komponenterna i förstärkarkretsen var det dags att simulera och se att allting fungerade som det skulle.
Det slutgiltiga förstärkningen som önskades vid det förutbestämda frekvensen 375 MHz blev då 43 dB. Detta kan ses på figuren nedan. (Molin)

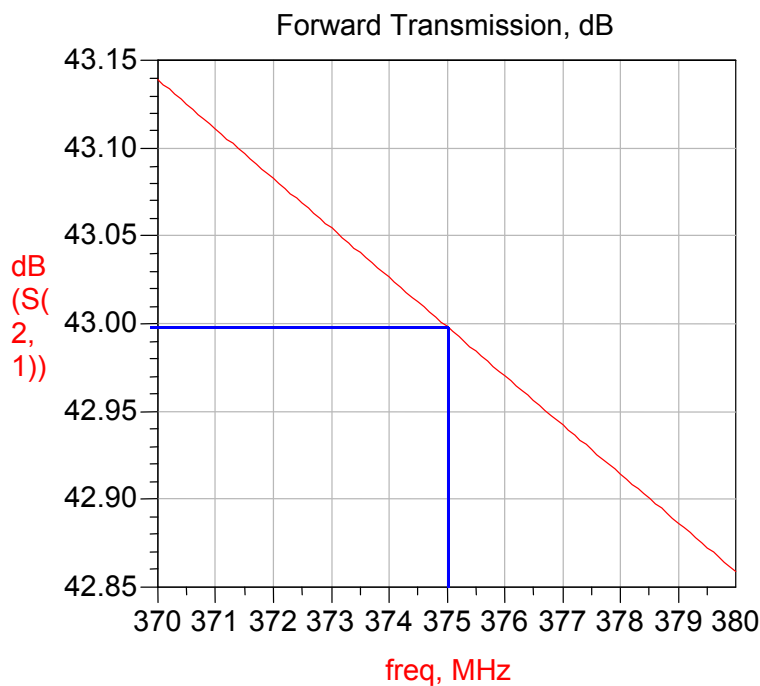


Fig. 29 - Simulering av IF-förstärkare

Resultat

Simuleringsresultatet i figur 30 får vi när vi har en insignal med effekten -85 dBm och en effekt på 5 dBm från lokala oscillatorn. Vidare har vi använt oss av den single-balanced mixern, som beskrivs i mixerkapitlet, därför att den hade en lägre konverteringsförlust.

Följande substratmodell har använts:

- $H=1$ mm
- $E_r=4.5$
- $H_u=1.0e+033$ mm
- $T=37$ μ m
- $TanD=0.02$
- $Rough=0$ mm
- Övriga parametrar är default i ADS
- $Mur=1$
- $Cond= 1.0e+033$ mm

Följande diodmodell används för dioderna i mixern:

- $I_s=1$ nA
- $R_s=0.1$ Ohm
- $N=1$
- $T_t=5$ ps
- $C_{j0}=0.2$ pF
- $V_j=0.5$ V
- $M=0.2$
- $X_{ti}=2$
- $E_g=0.69$

Ur figuren kan man avläsa en förstärkning på cirka -39 dBm vid den önskade utfrekvensen 375 MHz. Övriga frekvenskomponenter, utom en, ligger långt under kravspecifikationerna för projektet. Den frekvenskomponent som ligger kring 700 MHz ligger ganska nära gränsen på -100 dBm, men ändå med en tillräcklig marginal. Med andra ord uppfylls projektets kravspecifikation.

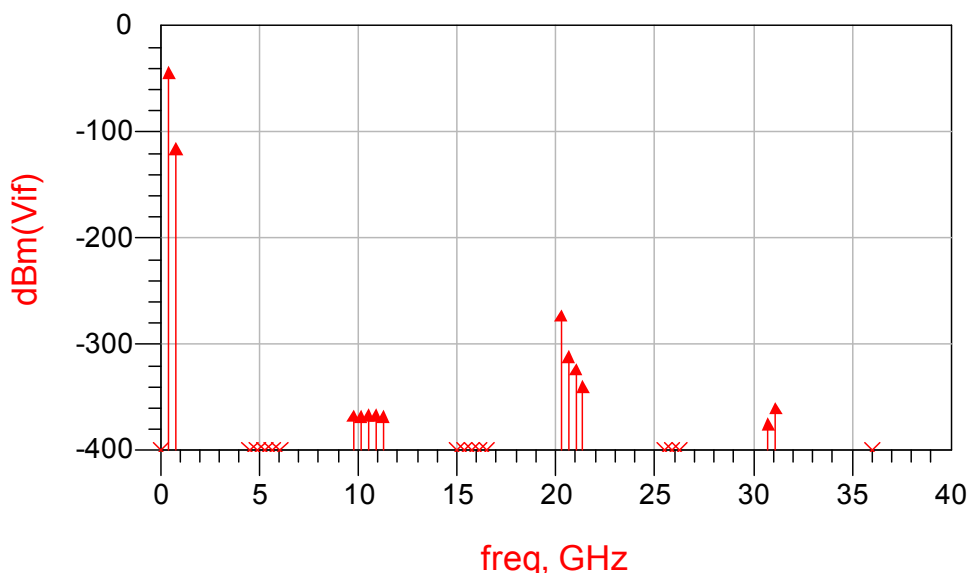


Fig. 30 - Slutgiltigt simuleringsresultat för hela radio front-end

Referenser

Litteratur

(Ludwig & Bretchko 2000), RF Circuit Design – Theory and Applications, Prentice Hall, ISBN 0-13-095323-7

Molin, Bengt (2001), Analog Elektronik, Studentlitteratur, ISBN 914401435X

(Streetman & Banerjee 2000), Solid State Electronic Devices, Prentice Hall, ISBN 0-13-025538-6

Websidor

SAWTEK Data Sheet, Part Number 855653

<http://www.triquint.com/company/divisions/sawtek/docs/855653/855653.pdf>

(Acc. 2003-12-09)

Purdie, Ian, Amateur Radio Tutorial Pages

http://my.integritynet.com.au/purdic/dbl_bal_mix.htm (Acc. 2003-12-09)

TNE067 System Design, 2003

Project 3

5 GHz Radio Front-End Design

1. Purpose

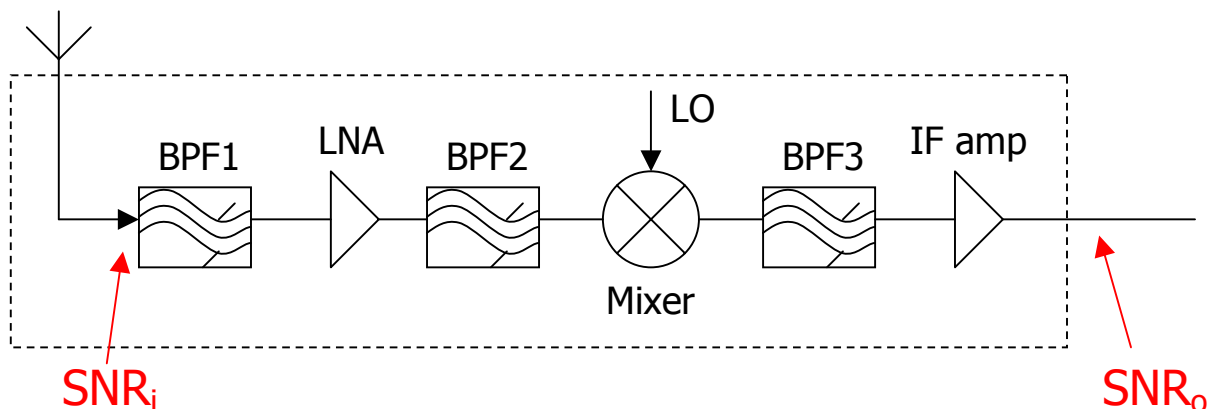
Design a 5-GHz radio front-end receiver using the CAD tool ADS (Advanced Design Systems from Agilent).

2. Requirements

- Done all labs in TNE067
- Majority of the group members have learnt TNE053 RF electronics
- Coordination with the 5-Hz antenna and amplifier projects (Project 1&2)

3. Preparation

Read the course notes concerning radio front-end design and understand the functionality of all components in the figure below.



4. Specification

- RF band = 5.15-5.35 GHz
- Receiving sensitivity = -85 dBm
- IF = 375 MHz (SAWTEK855653)
- Minimum IF signal power ≥ -50 dBm
- Out-band signal power < -100 dBm
- Passive mixer circuit

5. Tasks

- a. Schematic design of the front-end block diagram
- b. System level simulation using the designed schematic
- c. Component design of filters, mixer and IF amplifier
- d. Circuit level simulation
- e. Layout implementation

6. Report

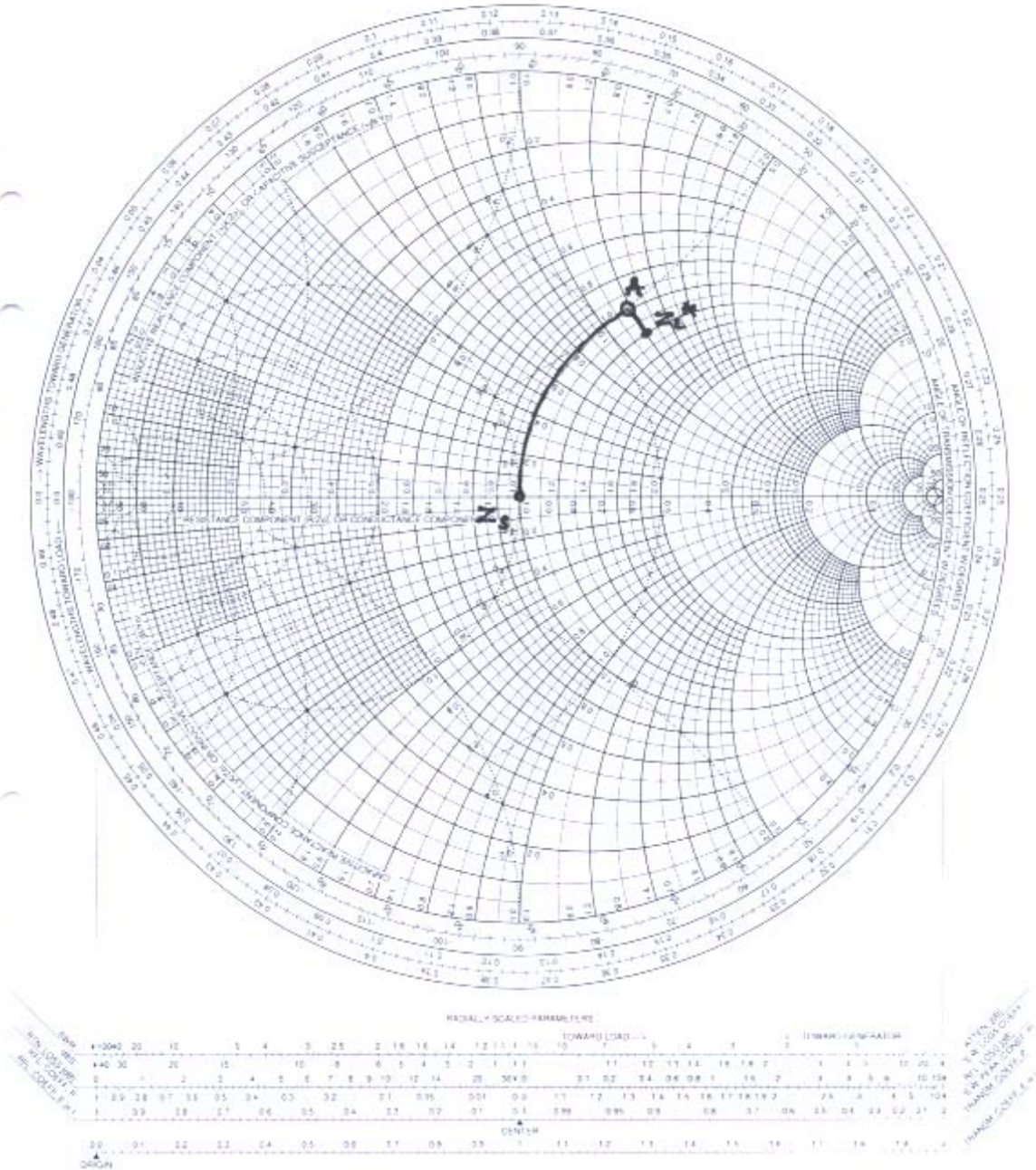
- a. Course and project name
- b. Name list of group members participated in the project
- c. Theoretical description of the 5-GHz receiver front-end
- d. Schematic and layout
- e. Simulation results
- f. PowerPoint presentation

7. Deadline

The report must be handed in to Shaofang Gong latest in Week 50.

Komponentvärdesberäkningar för matchningsnätverk mellan SAW-filter och IF-förstärkare.

The Complete Smith Chart (ZY)



$$Z_{in(IF-amp)} = Z_L = 59 - j60$$

$$Z_S = 50 \Omega$$

$$Z_0 = 50 \Omega$$

$$z_S = Z_S / Z_0 = 1$$

$$z_L = Z_L / Z_0 = 1.18 - j1.2$$

$$y_L = 0.85 + j0.83$$

$$f = 375 \text{ MHz}$$

Ur Smith Chart :

$$z_A = 1 + j1.18$$

$$y_A = 0.41 - j0.49$$

$$jx_L = z_A - z_S = (1 + j1.18) - (1 + j0) = j1.18$$

$$\Rightarrow L = \frac{x_L Z_0}{2\pi f} = \frac{1.18 \cdot 50}{2\pi \cdot 375 \cdot 10^6} = 25.04 \text{ nH}$$

$$jb_C = y_L - y_A = (0.85 + j0.83) - (0.41 - j0.49) = j0.07$$

$$\Rightarrow C = \frac{b_C}{Z_0 \cdot 2\pi f} = \frac{0.07}{50 \cdot 2\pi \cdot 375 \cdot 10^6} = 594 \text{ fF}$$