

Gradu Amaierako Lana / Trabajo Fin de Grado
Gradu bikoitza Fisikan eta Ingeniaritza Elektronikoan
/ Doble Grado en Física y en Ingeniería Electrónica
(Ingeniaritza Elektronikoa / Ingeniería Electrónica)

Erresonantzia kritikoen detekzioa zarata analisi bidez mikouhinetako anplifikadoreetan

Egilea/Autor/a:
Josu Diego López

Zuzendariak/Directores:
Juan María Collantes Metola
Nerea Otegi Urdanpilleta

Gaien Aurkibidea

1	Sarrera	1
2	Oinarri Teorikoa	3
2.1	Testuingurua	3
2.2	Zarataren funtsak	4
2.2.1	Zarata termiko iturriak	6
2.3	Zarata simulazioak ADS-n	7
2.3.1	Zarata analisi lineala	7
2.3.2	Zarata analisi ez lineala	8
3	Neurketa sistemaren diseinua eta simulazioa	11
3.1	Metodologia	11
3.2	DC-ko erregimena	12
3.2.1	Sarrerako zarata handitzea	15
3.2.2	Inpedantzia altuko ukipenezko zunda	18
3.3	Seinale handiko erregimena	19
3.3.1	Akoplamenduzko zundan oinarritutako estrategia	23
3.3.2	Neurgailuaren zarata maila jaisteko estrategia	25
4	Ondorioak	29

Kapitulua 1

Sarrera

Mikrouhinetako potentzia anplifikadoreetan erresonantzia kritikoen presentziak eragin txarra du haien portaera zein errendimenduan, azkenean, oszilatzeraren iritsiz gero, anplifikadorearen beraren suntsitzea eragin dezaketelarik. Fenomeno hauek sateliteetako aplikazioetan dira batez ere kaltegarri, non berebizikoa den jatorriz egonkorra den diseinuak teknologiaren zaharkitze edota bestelako parametro aldaketaren aurrean oszilaziorik ez aurkeztea. Testuinguru honetan, erresonantzia kritiko hauek detektatzeko teknika eta erreminta egokiak eskura izatea berebizikoa da.

Egun, badakigu erresonantzia kritiko hauek polo-zero identifikazio metodoaren bidez detektagarriak direla. Analisi hauek zirkuituari dagokion polo eta zeroen mapa eskaintzen digute eta honela, erresonantzia kritikoen eragile diren indargetze koefiziente txikiko poloak zuzenean identifika daitezke. Alabaina, metodo oso eraginkorra den arren, beste gauza batzuren artean, simulazio emaitzen prozesamendua eskatzen du. Honetarako, software gehigarri bat erabili beharra dago eta baliteke zirkuituaren diseinatzaileak eskuragarri ez izatea.

Egoera honen aurrean, gradu amaierako lan honetan polo-zero identifikazioaren metodo alternatibo diren zarata aitzindariak aztertuko dira. Laburki, metodo honen funtsa oszilazio aurretik ematen diren zarata muturrak, zarata aitzindari izenekoak, neurtzea da, erresonantzia kritikoak detektatze aldera. Behin hemen gaudela, lan honen helburu nagusi dituela esan dezakegu. Alde batetik, zarata aitzindari hauek detektatzeko neurketa sistema bat ahalik eta modu errealistenean simulatzea. Baldintza hau betetzea ezinbestekoa izango da, lanean aterako diren ondorioak benetako neurketa batera bideratuta egongo direnez. Bigarren helburua aitzindariaren detekzioa ahalbidetuko duten estrategiak aztertu eta garatzea izango da, estrategia desberdinak alderatuz zein uztartuz. Izan ere, berriki oszilazio kritikoak zarata simulazioen bidez detekta daitezkeela frogatu den arren, lortu diren baloreak egiazko neurketa batean detektagarri izateko bezain handiak ez dira. Beraz, zalantzarik gabe, ikerketa interes handiko gai baten aurrean gaude.

Kapitulua 2

Oinarri Teorikoa

2.1 Testuingurua

Mikrouhinetako potentzia anplifikadoreek oszilazio parasitoetarako joera dute, bai erregimen lineal zein ez-linealean [1]. Oszilazio parasito hauen ondorioz anplifikadoreek euren funtzionamenduan huts egiten dute, distorsionaturiko seinaleak sortuz. Zoriz sortzen diren seinale hauei ezegonkortasun deritzegu eta, zer esanik ez, hauen presentziak zorigaiztoko eraginak dakartza mikrouhinetako potentzia anplifikadoreen jokaera zein errendimenduan, azkenik anplifikadorearen beraren suntsitzea eragin dezaketelarik. Halako fenomenoak sateliteetako aplikazioetan dira batez ere kaltegarri.

Oszilazio parasito hauek emateko bi baldintza bete behar dira: oszilazioa abiatzeko eta hura mantentzeko [2]. DC-ko erregimenean oszilazioak polarizazio zirkuituari estuki lotuta daude. Halakoetan, polarizazio sareetako elementuak berrelikadura elementu intrintsekoekin (oro har ate-drenadore edo base-kolektore kapazitate bat) konbinatzen da, Hartley topologian bezala aipaturiko oszilazio baldintzak betez. Bata zein bestean, oszilazioak polarizazio puntuak finkaturiko DC erregimenean hasten dira eta kHz-MHz tarteko maiztasun bat eskura dezakete. Seinale handiko erregimari dagokionez, bi oszilazio mota bereiz ditzazkegu: oszilazio ezpuru parametrikokoak eta maiztasun dibisio parametrikokoak. Oszilazio hauek sarrerako seinalearen oinarritzko maiztasunaren eta potentziaren funtzio dira [3].

Zirkuituaren egonkortasunari dagokionez, anplifikadore baten diseinua sendoa dela diogu bere ohiko funtzionamendu baldintzetatik neurri batean aldenduta ere nahi ez den oszilaziorik agertzen ez bada. Honek esan nahi du jatorriz egonkorra den diseinuak ez duela oszilaziorik aurkeztu behar teknologiaren zaharkitze, inguru tenperatura edota polarizazio bariazio bezalako aldaketek aurrean. Polo kritikoen existentzia da problema honen gakoa. Laburki, polo kritikoak eskuineko plano erdiaren gertu dauden horiek dira, indargetze koefiziente txikia dutenak alegia. Beraz, hasiera batean egonkor diren arren, zenbait parametroen aldaketek euren ezegonkortzea eragin dezakete. Areago, poloak ezegonkortzen ez badira ere, euren existentziak anplifikadorearen funtzionamendu egokian eragina izan dezake [4]. Arazoen artean, erresonantzia handien agerpena polarizazio tentsioaren transferentzia funtzioan, erregimen iragankorren luzapena konmutazio moduan dauden anplifikadoreetan edota zarata muturren agerpena irteerako espektroan aurkitzen dira.

Guzti honengatik, erresonantzia kritikoak detektatu zein deuseztatzea interes handiko arloa bilakatu da. Beraz, beharrezkoa da ezegonkortasun hauen balizko agerpena detektatzea ahalbidetzen duten erreminta zein diagnosi teknika egokiak eskura izatea, bai DC zein seinale handiko erregimenetan. Egonkortasun analisi hauen artean, polo-zero identifikazioan oinarriturik oso erabilgarria dugu gaur egun. Analisi hauek zirkuituari dagokion polo eta zeroen mapa eskaintzen digute eta honela, lehen aipaturiko indargetze koefiziente txikiko poloak zuzenean identifika daitezke. Hala ere, analisi mota hauek seinale txikiko korrante edo boltai iturri bat gehitzea behar dute, baita simulazio emaitzen prozesamendua ere, software gehigarri bat erabiliz. Polo-zero identifikazioan oinarrituz egonkortasun analisiak egiten dituzten programa hauen artean STAN (ingelesetik STability ANalysis) [5, 6, 7] aipa dezakegu. Hain zuzen ere, honakoa UPV/EHUko RF eta Mikrouhin ikerkuntza taldeak CNES Frantziako Espazio Agentziarekin elkarlanean garatu zuen softwarea. Hala izanik, lan honetan emaitzak alderatzeko erabiliko dugu.

Alabaina, gerta liteke zirkuituaren diseinatzaileak erreminta hauek ez izatea esku-ragarri. Testuinguru honetan, gradu amaierako lanean zehar metodo alternatibo bat aztertuko erresonantzia kritikoak detektatzeko: zarata aitzindariak. Teknika honetan, zirkuituaren polo eta zeroak zuzenean identifikatu gabe, sistemak polo kritikoak edukitzearen ondoriozko zarataren igoeraz baliatuko gara. Izan ere, lehen aipatu moduan, polo kritiko hauek eskuin erdi-planora gerturatu heinean (sistema ezegonkortzera gerturatu heinean alegia), zirkuituaren zarata handitu egiten da. Izatez, zarataren igoera hau zarata espektroan antzeman daiteke zarata aitzindari delakoaren bidez. Zarata aitzindariak frekuentzia kritikoaren inguruan ematen den zarata hazkuntza lokalizatua da [3]. Guzti honengatik, gradu amaierako lan honetan zarata aitzindarien baliagarritasuna aztertuko da erresonantzia kritikoak detektatzeko.

Baliagarritasun hau aztertzeko simulazioetaz baliatuko gara. Duela gutxi, oszilazio kritikoak zarata simulazioen bidez detekta daitezkeela frogatu da [8], baina, lortu diren baloreak, txikiegiak diren heinean, egiazko neurketa batean detektaezinak dira. Garaturiko prozedura gerora benetako neurketak egitera bideratuta egongo denez, ahalik eta modu errealista batean simulatzea berebizikoa dela nabarmendu beharra dago.

2.2 Zarataren funtsak

Elektronikaren testuinguruan, zarata, zentzurik zabalenean, zirkuitu edo sistema baten seinalearekin interferitzen duen edozein perturbaziori deritzogu. Zaratak duen jatorriaren arabera, bi zarata mota bereiz ditzazkegu: kanpo zarata (edo interferentziak) eta barne zarata. Kanpo zarataren iturria, izenak dioenez, sistema elektronikotik at dago; euren artean aurkitzen dira, esaterako, naturak sorturikoa (ekaitzak eta erradiazio kosmikoa) eta jatorri artifizialekoa (ekipamendu elektrikoaren erradiazioak). Dena den, lan honetan zehar, sarri egiten den bezala, geuk zarata hitza barne zarataz hitz egiteko erabiliko dugu, gailuetan erabilitako materialetan ematen diren eramaileen garraio prozesuetan gertatzen diren zorizko fluktuazioen ondoriozkoa den hori.¹

¹Ondorioz, hemendik aurrera, lanean zehar zarata hitza erabiltzen dugun bakoitzean barne zaratari erreferentzia egiten egongo gara.

Zarata garrantzitsua da, izan ere, sistema digital, konputazional eta kontrol sistemetan arazoaren iturri nagusienetako bat da. Hain zuzen ere, zaratak finkatzen du detektatu daitekeen seinale txikiena, modu honetan geure neurketen behe muga ezarriz. Zalantzarik gabe, zarata kezkatu behar gaituen afera da. Dena den, gradu amaierako lan hau zarata neurtzera bideratuta dagoenez, geure kasuan, aipaturikoek ez gaituzte gehiegi arduratuko.

Zirkuitu elektronikoetan zarata mota ezberdinak dauden arren, zarata termikoa da funtsezkoena, zero absolutuko tenperaturan ez dagoen edozein eroale elektrikoetan agertzen delako, hauetan ematen den kargen zorizko higiduren ondorioz. Zarata mota hau Bell Laborategietako J.B. Johnson-ek ikusi zuen lehendabiziz 1927. urtean [9], haren inguruko analisi teorikoa H. Nyquist-ek burutu zuelarik 1928an [10]. Honengatik, zarata mota honi Johnson-en zarata edo Nyquist-en zarata izenak eman izan zaizkio.

Badakigunez, zero absolutuaren gainetiko edozein tenperaturan, edozein materialaren elektroiak zoriz higitzen dira, kitzikapen termikoaren ondorioz. Hala izanik, zenbat eta tenperatura handiagoa, orduan eta gehiago higituko dira ausaz. Elektroi bakoi-tzak -1.602×10^{-19} C-etako karga izanik, mugitu heinean, zorizko korrante txikiak sortzen dituzte. Batzbestean makroskopikoki eragindako korrantea nulua bada ere, korrante fluktuazio txiki hauek materialaren terminalen artean tentsio bat eragiten dute, zarata deitu dugun zorizko seinale elektrikoa sortuz. Esandakoa kontuan hartuz, zentzuzkoa da zarata termikoaren zarata potentzia erabilgarri dentsitate espektrala tenperaturarekiko proportzionala izatea. Honen ildora, ezinezkoa da tenperatura ez nuluan dagoen zirkuitu bateko zarata termikoa guztiz eliminatzea. Halere, posiblea da hura manipulatzeko eta honela haren eraginak minimizatzea.

Askotan zarata termikoaren zarata potentzia erabilgarri dentsitate espektrala frekuentzian laua kontsideratzen den arren ², honakoa hurbilketa bat besterik ez da; frekuentzian laua izango balitz, maiztasun guztietara integratzean potentzia infinitua izango genuke bestela. Errealitatean, alde batetik, zarata termikoaren zarata potentzia erabilgarri dentsitate espektrala TeraHertzetako frekuentzietara arte da laua [11]. Bestalde, neurketa sistemaren banda zabaleraren ondorioz geure zarata iturriak iragazketa jasango du.

Lan hau mikrouhinen esparruan zentratuko denez, geure kasuan zarata termikoaren zarata potentzia erabilgarri dentsitate espektrala frekuentzian laua dela kontsideratzea ondo da. Orduan, zarata potentzia erabilgarria tenperatura absolutuaren eta neurketa sistemaren banda zabaleraren proportzionala izango da:

$$N_{av} = k_B T B \quad (2.1)$$

Non k_B Boltzmann-en konstantea ($1.38 \times 10^{-23} J/K$) den, T eroalearen tenperatura den Kelvin-etan (K) eta B neurketa sistemaren banda zabalera ³ hertz-etan (Hz).

²Maiztasuneko osagai guztiek ekarpen bera dutenez, kolore zuriarekin analogia eginez, zarata termikoa zarata zuri ezizenez ezaguna da ere.

³B banda zabalera ENB izenaz ezagutu ohi da (Equivalent Noise Bandwidth) eta ez da oro har erabiltzen den -3 dB-tako banda zabaleraren berdina, handiagoa baizik.

Formula ikusita ohartu, zarata termiko potentzia erabilgarria ez dela materialaren erresistentziaren balioaren menpekoa.

Zarata neurketetan $T_0 = 290$ K hartu ohi da erreferentzia temperatura gisa [12], askotan hurbilketa moduan giro temperatura erreferentzia temperatura honekin berdintzen delarik. Partikularki, T_0 -n dagoen erresistentzia baten zarata potentzia erabilgarria 1 Hz-tako banda zabalerarako: $N_{av} = 4 \times 10^{-21}$ W/Hz. Hertzeko dezibelio-miliwatt-etan, dB_m /Hz-tan:

$$N_{av}-dB_m(1Hz) = 10 \log \left(\frac{4 \times 10^{-18} mW}{1 mW} \right) = -174 \frac{dB_m}{Hz} \quad (2.2)$$

Maila hau da giro tenperaturan lor daitekeen zarata mailarik txikiena hertzeko. Beraz, ezinezkoa da zarata maila txikiago bat lortzea tenperatura jaitsi ezean.

Zarata termikoak sistema baten zarata maila minimoa finkatzen duen arren, ez da zarata mota bakarra. Izatez, hauek dira adibidez gailu batean eman daitezkeen zarata motek izan ditzaketen jatorri batzuk [11]:

- Schottky zarata: erdieroale bateko eramaileek potentzial barrera bat zorizko aldiuneetan igarotzearen ondorioz ematen da. Gailuan zeharreko DC-ko korrontearen araberakoa da beraz.
- Sorrera/birkonbinaketa zarata: Kanpo perturbazioei erantzuteko, erdieroaleetan berez ematen dira sorrera eta birkonbinaketa prozesuak, eramaileen kontzentrazioak orekara itzultzeko. Orduan, prozesu hauek eramaileen ausazko agerpen eta desagerpena dakar, zarata mota hau sortuz.
- Flick-er zarata: $1/f$ zarata izenaz ere ezaguna, erdieroaleetako eramaileen mugikortasunaren zorizko fluktuazioek sortua dela onartzen da. Izen hau ikusita, imagina daiteke bere ezaugarri bereizgarria behe maiztasunetan hazten den zarata izatea dela, goi maiztasunetan zarata termikoa nagusi delarik. Flick-er zarata eta zarata zuria desberdintzen dituen frekuentziari f_c ertz frekuentzia deritzogu.

Dena den, gradu amaierako lan honetan zehar zarata termikoan zentratuko gara.

2.2.1 Zarata termiko iturriak

Zarata neurketen testuinguruan zarata iturriak funtsezko elementuak dira. Praktikan jartzerako orduan, zarata iturri komertzial ohikoenak olde efektuaren bidez funtzionatzen duten kapazitate txikiko diodoetan oinarritzen dira [13]. Diodo hauek polarizatu gabe daudenean, irteerako zarata atenuatzaileak sortzen duen zarata termikoa izango da: $k_B T_c$. Ordea, diodoa polarizatuta dagoenean, irteerako zarata $k_B T_c B$ baino handiagoa izango da, diodoan sorturiko olde zarataren ondorioz.

Hemendik aurrera, bi maila hauei T_c eta T_h deituko diegu (ingelesezik cold and hot). Geure iturria haueitariko zarata tenperatura batean dagoela esaten bada ere, honek ez du esan nahi iturria benetan tenperatura fisiko horretan dagoela. Aditzera ematen ari dena da tenperatura horretan egongo litzatekeen zarata termikoko iturri batek eta geure iturriak zarata potentzia berdina sortuko luketela; identifikazio simple bat da, besterik gabe.

Orduan, halako zarata iturri bat ezaugarritzeko ENR (ingelesezik Excess Noise Ratio) magnitudea erabili dezakegu:

$$ENR_{db} = 10 \log \left(\frac{T_h - T_c}{T_0} \right) \quad (2.3)$$

Non $T_0 = 290$ K. Definizio honen ildora, 0dB-tako ENR bat dugula esatean, diodoaren on eta off egoeren arteko tenperatura aldaketa 290K-etakoa dela aditzera ematen ari gara.

Egindako analogia kontuan hartuz, olde efektuan oinarritzen den zarata iturria ADS-n ereduatzeko, bi tenperatura balio jakin izan ditzakeen erresistentzia (erabiliko den iturriaren zarata berdina sortzen dutenak, noski) erabiliko dugu, besterik gabe. Horretarako programan tenperatura izeneko aldagai bat defini dezakegu eta honek, egoeraren arabera, T_c edo T_h balioa hartuko du. Kasuan, $T_c = 290$ K izango da. T_h lortzeko, zarata iturri hauen artean ohikoa den $ENR_{db} = 14.6$ dB balioa erabiliko dugu:

$$T_h = T_c + ENR_{lin} * T_0 \quad (2.4)$$

2.3 Zarata simulazioak ADS-n

Simulazioak burutzeko Keysight Technologies enpresak garaturiko Advanced Design System (ADS) softwarea erabiliko da [14]. Izan ere, gaur egun RF eta mikrouhin alorretan diseinurako gehien erabiltzen den tresna da, oso eraginkorra izanik. Atal honetan zehar ez dira simulazioen nondik norakoak zehatz-mehatz azalduko, ez baita hau lanaren helburua. Dena den, ez dago soberan ADS programak zarata simulazioak nola burutzen dituen inguruko nozio bat izatea. Partikularki, lan honetan bi erregimen mota ezberdinetako (DC erregimena eta seinale handikoa) erresonantziei loturiko zarata simulatu nahi den heinean, komenigarria da erregimen bakoitzeko simulazioak nola burutuko diren azaltzea, baita bien arteko ezberdintasunak aipatzea ere. Hain zuzen ere, DC erregimenean ager daitezkeen zarata aitzindariak aztertzeke, zarata analisi lineala burutuko da. Aldiz, seinale handiko erregimenekoak aztertzeke zarata analisi ez lineal bat burutu beharko da, zirkuituari RFko seinalea sartuz burutuko dena.

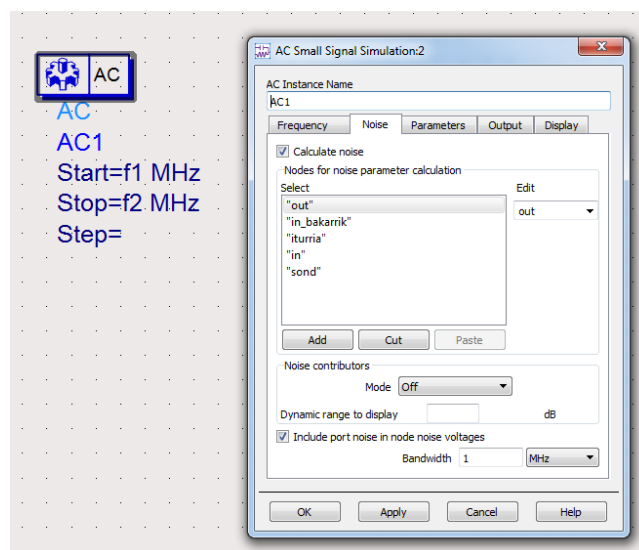
2.3.1 Zarata analisi lineala

Zarata analisi linealak AC simulazioen bidez egiten dira, simulazio hauek maiztasunaren eremuan egiten direlarik. Izatez, zarata analisisia egiten den frekuentzia AC analisisia egiten denekoa da. Simulazio mota identifikatzeko, zarata tentsio eta korronteak Noise hitzarekin gordetzen dira datasetean. Zarata simulazio hauek topologiaren, portu kopuruaren eta zirkuitoaren independenteak dira, zarata hauen kontribuzioa kontuan hartzen delarik:

- Galerak dituzten elementu pasiboen zarata termikoa; ohiko erresistentziek sorturikoa kasu.
- Temperatura eta polarizazio puntuaren araberakoak diren gailu ez linealen zarata. Hauen artean aurreko atalean aipaturikoak sartzen dira.
- Gailu aktibo linealen zarata.
- Zarata iturriek sorturiko zarata.

Zarata simulazioek zirkuituko elementu bakoitzak sorturiko zarata konputatzen dute eta, ostean, zirkuituaren zarataren propietateetan izango duen eragina zehazten dute. Modu honetan, aukeraturiko edozein nodotako zarata lor daiteke.

2.1 irudian ADS simulazio programak zarata analisi linealak egiteko eskaintzen dituen baliabideak ageri dira. Lehenengo, AC analisisia burutuko den maiztasun tartea zehaztu behar da. Lehen aipatu dugunez, zarata analisisia maiztasun hauetan egingo da ere. Ostean, zarata analisi lineala zein nodotan burutuko den zehaztuko da. Hau egiterako orduan berebizikoa da aztergai den nodoari izen bat esleitzea. Azkenik, sistemaren banda zabalera zehaztu behar da. Hurrengo kapituluan ikusiko dugunez, simulazioak ahalik eta errealistenen izateko, banda zabalera ezin izango du edozein balio izan.



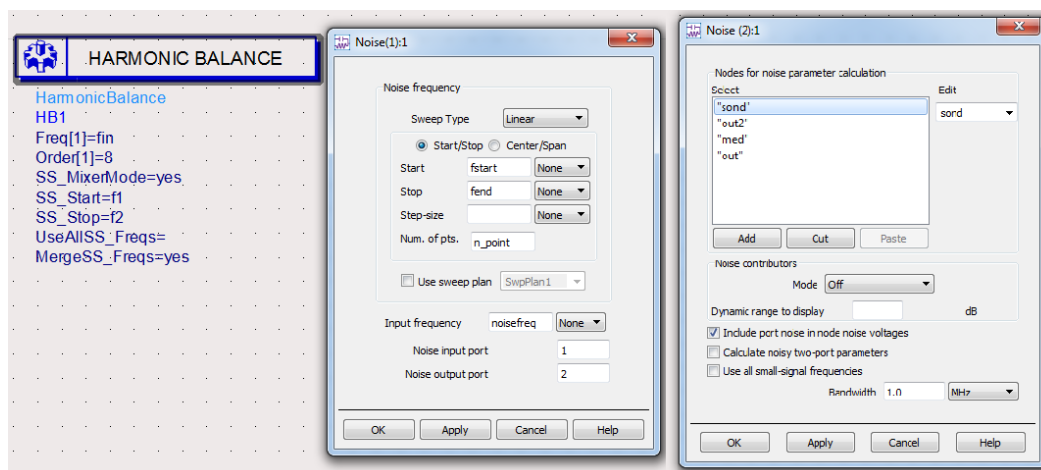
Irudia 2.1: ADS simulazio programak AC simulazioen bidez zarata analisi linealak egiteko orduan eskaintzen dituen aukerak.

2.3.2 Zarata analisi ez lineala

Zarata analisi hau Balantze Harmoniko (Harmonic Balance, HB) izeneko simulazioaren bidez egiten da. Balantze Harmonikoa zirkuitu eta sistema ez linealen distortsioa simulatzeko frekuentzia eremuko teknika da. RF eta mikrouhin problemak frekuentzia eremuan adieraztea naturalagoa denez, halakoetan sarritan metodo hau erabiltzen da. Testuinguru honetan, Balantze Harmonikoko simulazioek tentsioak eta korronteak frekuentzia eremuan lortzen dituzte, egoera geldikorraren tentsio edo intentsitate eduki espektrala zuzenean kalkulatu.

Balantze harmonikoaren emaitzak zarata simulazio ez linealen operazio puntu periodikoa zehazteko erabiltzen dira. Operazio puntu periodiko hau zirkuituaren tentsio eta korronteen egoera egonkorra da oinarrizko maiztasunetan, harmonikoetan eta konbinaturiko maiztasun guztietan.

2.2 irudian ADS simulazio programak zarata analisi ez linealak egiteko eskaintzen dituen baliabideak ageri dira. Lehenengo, sarrerako seinalearen frekuentzia zehaztu behar da, baita frekuentzia horren zenbat harmoniko kontsideratuko diren simulazioan zehar. Ostean, Harmonic Balance-a analisisia burutuko den maiztasun tartea zehaztu behar da, lehen aipatu dugunez, zarata analisisia maiztasun berdinetan egingo da. Zehaztasun guztiak 2.2 irudian ezkerrean dagoen leihoan ageri dira. Ondoren, zarata analisi ez lineala zein nodotan burutuko den zehaztuko da. Azkenik, sistemaren banda zabalera zehaztu behar da. Nodoak zein banda zabalera, 2.2 irudian eskuinean dagoen leihoan zehazten dira. Aipagarria da, parametro baten ekorketarik egin behar izanez gero, Harmonic Balance-aren barnean definituko dela, AC motako simulazioetan ez bezala.



Irudia 2.2: ADS simulazio programak Balantze Harmoniko simulazioen bidez zarata analisi ez linealak egitekorako orduan eskaintzen dituen aukerak.

Kapitulua 3

Neurketa sistemaren diseinua eta simulazioa

3.1 Metodologia

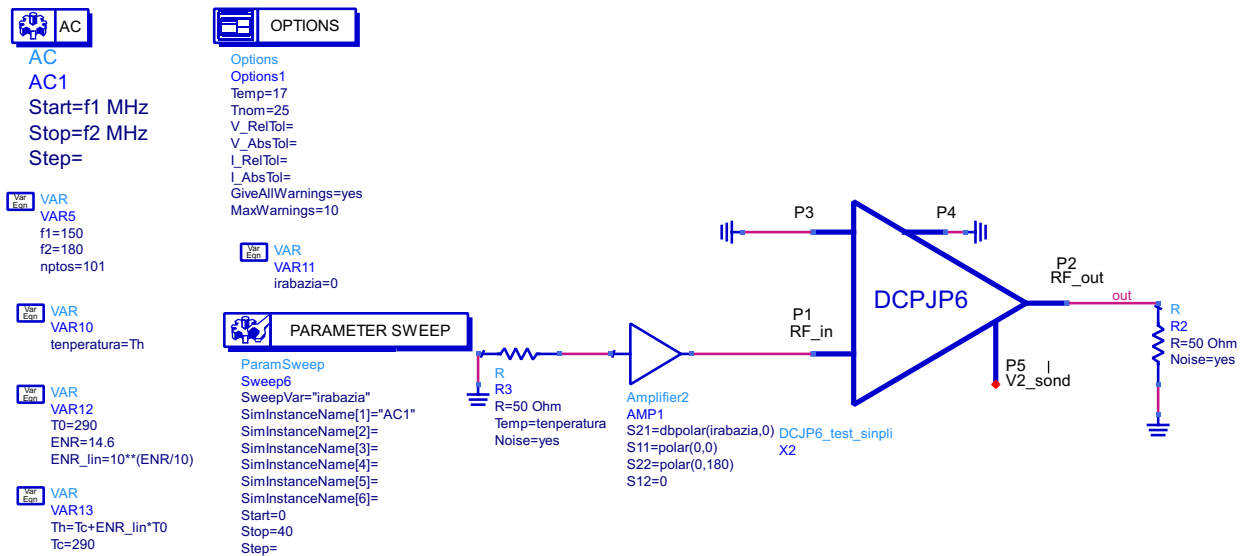
Sarreran azaldu denez, garatuko den metodo alternatiboaren funtsa oszilazio aurreko zarata tontorra, zarata aitzindari deitu duguna, detektatzea da sistemaren balizko ezegonkortzea aurreratzeko. Zarata berez seinale txikia izanik, hauen detekzioa ez da batere erraza. Honen ildora, ohikoa da aitzindaria zarata neurgailuaren berezko zarata mailaren azpitik geratzea, hau da, ezin ikustea. Arazo honi aurre egiteko, hiru estrategia nagusi daudela esan dezakegu: zirkuituaren sarreran zarata sartzea aitzindariaren zarata maila igotzeko, zunda batez baliatzea amplifikadore barneko punturen batean aitzindariaren zarata maila irteeran baino handiagoa den ikusteko edota neurgailuaren zarata maila jaistea.

Izatez, aitzindariaren zarata maila igotzeko laugarren estrategia bat erabil genezake; polarizazio bidez erresonantzia behartzearena, edota potentziaren bidez seinale handiko erregimenean. Izan ere, geroago sakonago aztertuko denez, polarizazio zein potentzia ezberdinek polo eta zero mapa desberdinak ematen dituzten heinean, haietan ekorketa bat eginez eskuin planotik oso gertu dauden poloak bila ditzazkegu. Modu honetan, zarata mutur oso zorrotzak aurki daitezke, zalantzarik gabe, askozaz detektagarriago direnak. Kontua da, honakoa modu errealista batean inplementatzea oso zaila dela; izatez, esaterako, simulazioetan lor genezake tontor oso zorrotza ematen duen polarizazio puntua, baina gero praktikan hainbesteko zehaztasuna lortzea ezinezkoa izatea. Lan honen sarreran jadanik aritu gara modu ahalik eta errealista batean simulatzeaz; esandakoak kontuan hartuz, laugarren estrategia honen garapenean ez dugu sakonduko.

Bada, gainerako ataletan zehar, Advanced Design System (ADS) programaren simulazioetaz baliatuko gara modu errealista batean zarata aitzindariak neurtzen dituen setup-a pausuz pausu eraikitzeke.

3.2 DC-ko erregimena

Geure hasierako helburua DC-ko erregimeneko erresonantziak detektatzea izango da. Helburu honetarako erabiliko den neurketa sistema, polarizaturiko anplifikadore batez eta irteerako zarata neurtzeko neurgailu batez, espektro analizatzailea kasu, osatuta egongo da. Zer esanik ez, aipaturiko anplifikadorea zarata termikoa sortzen duen iturri batek elikatu egingo du. Neurtu beharreko irteerako zarata anplifikadorearen polarizazioarekin batera aldatu arren, oro har maila baxua izango du eta, beraz, neurtzeko oso zaila izango da. Irteerako zarata hau handitzeko helburua duten estrategiak aztertzeko, ADS simulazioek eskaintzen dituzten tresna eta malgutasunaz baliatuko gara. Aztertuko den neurketa sistemaren ADS-ko implementazioa 3.1 irudian aurkeztu da:



Irudia 3.1: DC-ko erregimeneko erresonantziak detektatzeko aztertu eta garatuko den Setup-aren itxura.

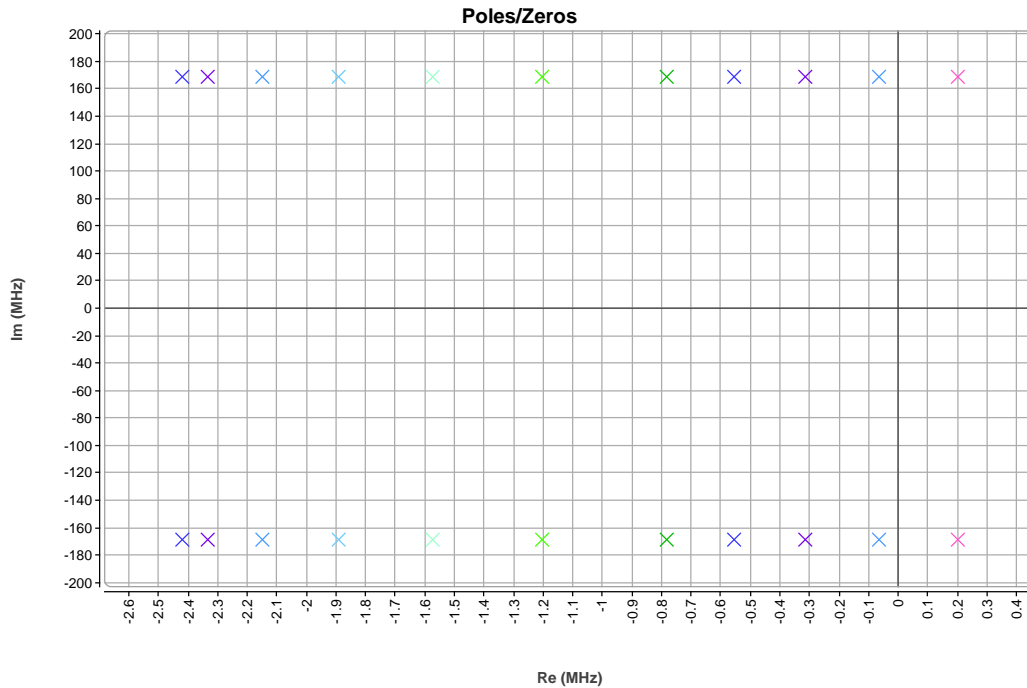
Setup honetan ondorengo osagaiak topa ditzakegu, ezkerretik eskuinera:

- Zarata iturria izango den sarrerako erresistentzia. Erresistentzia honek 14.6 dB-ko ENR-ko zarata iturri bezala jokatuko du, bere tenperaturaren arabera.
- Iturriak emaniko zarata handitzeko erabiliko den anplifikadorea. ADS-n, anplifikadorearen irabazia zehazteko S_{21} Scattering parametroaren [15] modulua (aurreranzko transmisio koefizientea) finkatu beharra dago, gainerako hiru koefizienteena nulua delarik idealki. Azken hiru koefiziente hauek anulatzea modu errealistena ez den arren, ez ditu gure ondorioak aldatuko.
- Aztergai dugun zirkuitua, geure kasuan anplifikadore bat izango dena.
- Anplifikadorearen irteeran eta lehen erredutzapen batean betiere, 50Ω -tako karga bat erabiliko da, benetako neurketetan erabiliko genukeen espektro analizadorearen sarrerako inpedantzia erreduztatze aldera. Ohartu modu honetan ez garela espektro analizadorearen zarata modu errealista batean erreduztatzen ari. Honakoa geroago sakonago aztertuko dugu.

Momentu honetara iritsita, nabarmendu egin beharra dago zirkuituaren erresonantzien detekzioa, edo egonkortasun analisia modu orokorrago batean, bere ohiko funtzionamenduko karga baldintzapetan burutzen ari garela, 50Ω balioko erresistentziekin kargatuta, alegia. Izan ere, karga hauek zirkuituaren egonkortasunean eragina duten heinean [4], funtsezkoa da ADS-ko implementazioan benetako zirkuituaren karga baldintza berdinak edukitzea.

Anplifikadore bezala, GaAS FET gailu bakarra erabiliz mikrostrip teknologian erailki den potentzia ertaineko eta etapa bakarreko L-bandako (1-2 GHz) anplifikadorea erabiliko da [8]. Anplifikadore honek V_{GG} polarizazio jakin batentzat erresonantzia kritiko bat dauka 168.6 MHz-tan; polo konplexu konjokatuak ardatz irudikaritik oso gertu daude beraz. V_{DD} polarizazioa handituz, poloak eskuin planora pasatzen dira eta sistema ezegonkortzen da.

Honakoa ikusteko, ohiko polo eta zeroen analisi bat burutu da ADS simuladore elektriko gisa erabiliz eta lehen aipaturiko STAN identifikazio erreminta gisa. 3.2 irudiak polo kritiko konplexu konjokatu pare baten bilakaera erakusten du V_{DD} 5 V-etatik 9 V-etara aldatu heinean, $V_{GG} = -1.7$ V delarik. Orduan orain, simulazioen bidez zaratarekin zer gertatzen den aztertuko dugu.



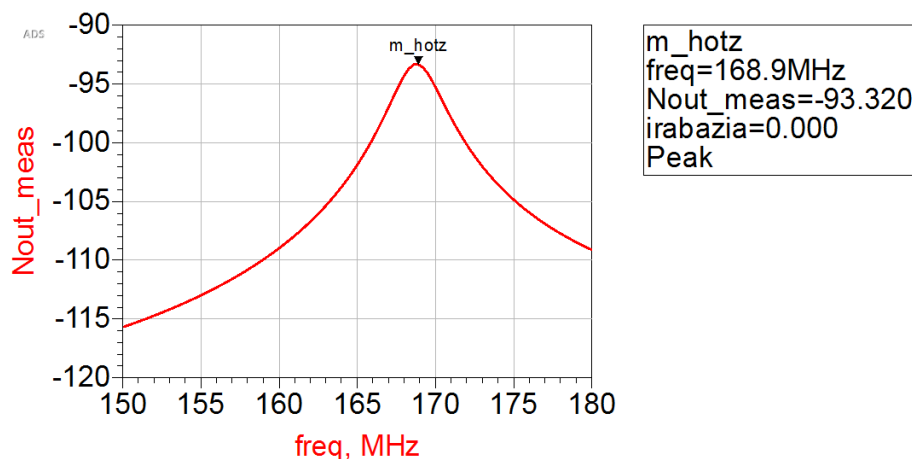
Irudia 3.2: Polo kritikoaren eboluzioa V_{DD} 5-tik 9 V-etara aldatzean, $V_{GG} = -1.7$ V izanik.

Ez da simulaziorik egin behar sarreran tenperatura baxuko zarata termikoko iturri bat soilik jarriz lortuko den zarata maila oso baxua izango dela jakiteko; egiazko neurketetan ikusten den zerbait baita. Gauza da orain, simulazioei esker, zarata maila hau modu errealista batean igotzeko estrategiak erraz garatu ahal ditugula. Hala eta guztiz ere, espektro analizatzailearen banda zabaleraren kontuak diskusio txiki bat merezi duenez, egiazko neurketak berresten dituen simulazio sinple bat egingo dugu.

2.2 ekuazioari erreparatuz, nabaria da espektro analizatzailearen banda zabalera handituz zarata ere handitzen dela. Orduan, pentsa daiteke banda zabalera nahi beste handituz, zarata mailak limiterik gabe egin dezakeela gora. Izatez, honakoa simulazioetan egin dezakegu, baina ez da errealista. Izan ere, ADS programak egiten duena da 2.2 ekuazioko balioari zuzenean banda zabalera biderkatu. Alabaina, errealitatean espektro analizatzailearen banda zabalerak haren bereizmena finkatzen du. Orduan, banda zabalera handiegia hartzen badugu, espektro analizatzaileak banda barneko seinalearen batz besteko balio bat hartuko du, aitzindaria desagertaraziz. Beraz, zarata handitzeko posiblea da banda zabalera handitzea, baina neurketa sistema batean edukiko genukeen balio batera arte eta erresonantziaren aldean estua dela ziurtatuz.

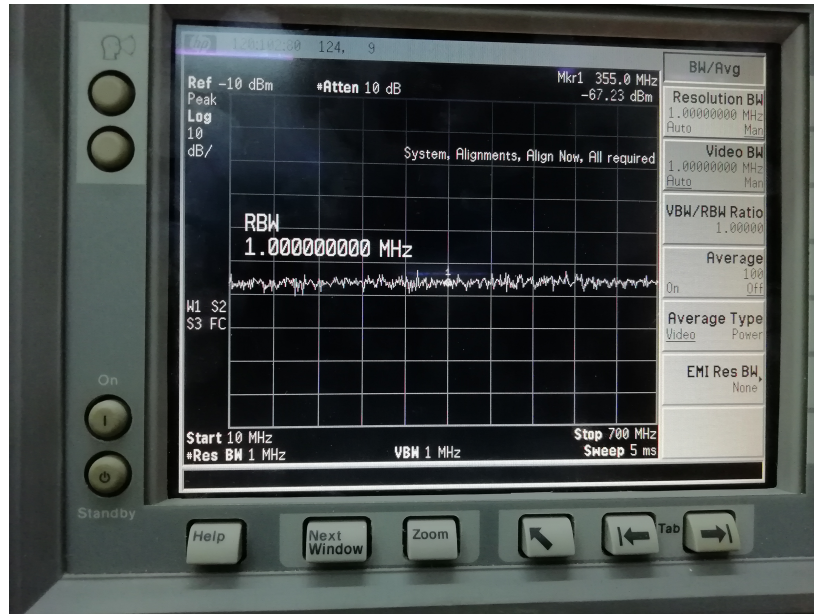
Hemendik aurrera $B = 1$ MHz izango da, espektro analizatzailearentzat balio arrazogarria dena geure asmoetarako behintzat. Izan ere, kontuan hartu behar da, esaterako erresonantzia kritikoak esperimentalki polo-zero identifikazio bidez ezaugarritzeko oso bereizmen banda zabalera txikiak behar izaten direla sare analizatzaile bektorialean [4], neurketak nabarmenki motelduz proposatzen ari garen metodoarekin alderatuz.

Banda zabalera honekin AC motako simulazio bat eginez, irteerako zarata potentzia frekuentziaren funtzioan adierazten duen grafikoa irudika dezakegu, 3.3 irudian egin denez.



Irudia 3.3: Irteeran neurturiko zarata potentzia frekuentziaren funtzio, zarata iturria T_c tenperatura hotzean dagoelarik.

Adibide bat jartzearen, Zientzia eta Teknologia Fakultateko RF eta Mikrouhin Laborategian dagoen E4403B espektro analizatzaileak -67 dBm inguruko zarata hondo agertzen du defektuz 1MHz-eko banda zabalerarekin, potentzia baxuagoak bere zarata mailatik behera gelditzen direlarik (ikus bedi 3.4 irudia). Beraz, hasieratik genekenez, banda zabalera handitu arren, aitzindariaren zarata maila detektatzeko baxuegia da oraindik.



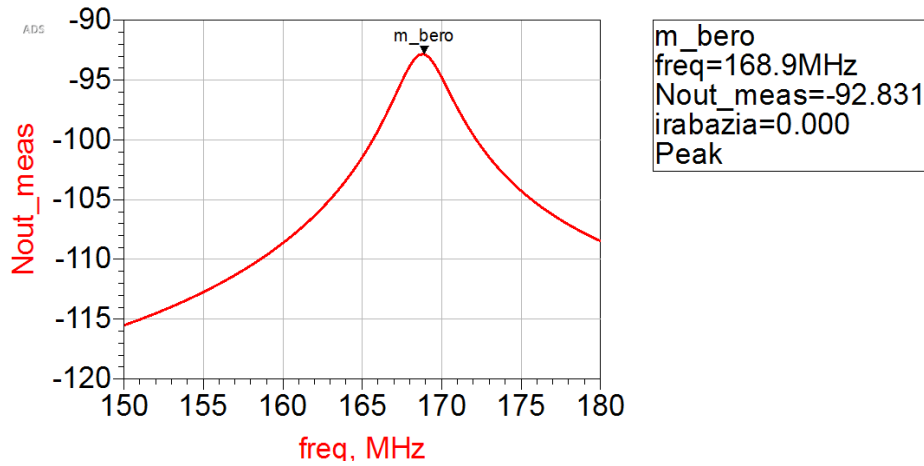
Irudia 3.4: Zientzia eta Teknologia Fakultateko RF eta Mikrouhin Laborategian dagoen E4403B espektro analizatzailearen zarata hondo 1 MHz-etako banda zabalerarekin.

3.2.1 Sarrerako zarata handitzea

Lehen aipatu bezala, hau konpontzeko lehenengo estrategia sarrerako zarata handitzea izango da. Azpimarragarria da, zarataren balio handiegietara jotzen ez bada, sarrerako zarata handitzeak ez duela eraginik izango sistemaren egonkortasunean; beste modu batera esanda, ez du polo eta zeroen kokapena aldatzen.

Orduan sarrerako zarata termikoa handitzen duen iturria, 2.2.1 puntuan aipaturikoaren modukoa, jar dezakegu anplifikadorearen sarreran. Gure kasuan 14.6 dB-etako ENR-ari dagokion tenperatura beroan (8653.69 K) dagoen erresistentzia izango da.

Zarata iturriaren tenperatura hotzerako egindako kalkulua errepikatu egin dugu tenperatura berorako eta simulazioaren emaitza 3.5 grafikoan irudikatu dugu. Ikus daitekeenez, sarrerako zarata iturriaren tenperatura igotzea ez da nahikoa aitzindaria detektatzeko. Izatez, zarata maila ia ez da igotzen; honakoa gainditu beharreko zarata batekin dago erlazionatuta dagoela esan dezakegu, orain aztertuko dugunez.



Irudia 3.5: Irteeran neurturiko zarata potentzia frekuentziaren funtzio, zarata iturria T_h tenperatura beroan dagoelarik.

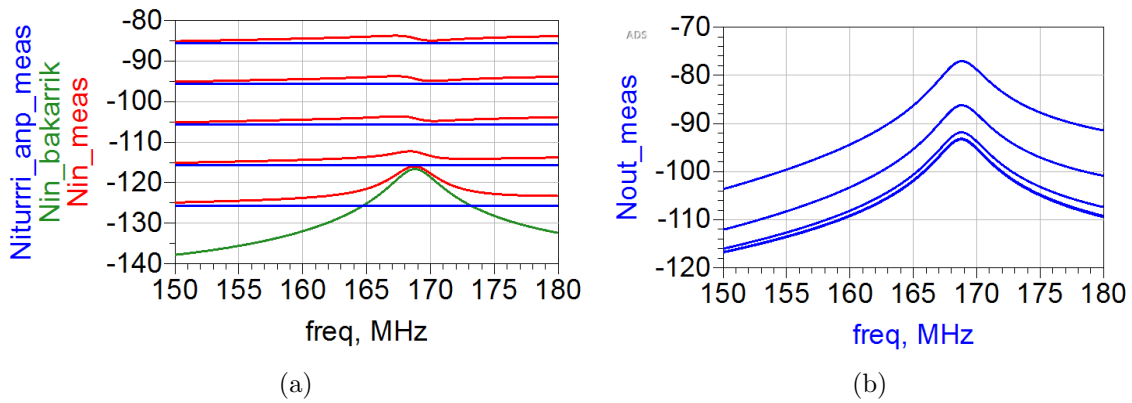
Analisi sakonago bat egiteko, honako bi zarata mailak konparatuko ditugu: anplifikaturiko iturriak emaniko zarata (Niturri_anp_meas) eta aztergai dugun anplifikadoreak berez sarrerara entregaturikoa (Nin_bakarrik), 3.6 irudian ikus daitekeenez. Iturriak emaniko zarata berezi ahal izateko, bloke bat sartuko dugu bi anplifikadoreen artean. Bloke hau Scattering parametro hauek dituen bi portuko elementua izango da:

$$S_{11} = 0.997 \angle 165^\circ \quad S_{12} = 0 \quad S_{21} = 1 \quad S_{22} = 0 \quad (3.1)$$

Izan ere, S_{12} atzeranzko transmisio koefizientea nulua izanik, ez da itzultzen seinalerik iturrira eta S_{21} aurreranzko transmisio koefiziente lineala unitatea izanik, iturritik sartzen den seinale guztia anplifikadorearen sarrerara doa. Alabaina, garrantzitsua da, ohartzea S_{11} erreflexio koefizientearen modulua ia unitatea dela. Izan ere, anplifikadorea 1.2 GHz-tan lan egiteko diseinatuta dagoenez, geure neurketa maiztasunetan (MHz ordenetakoak) 50Ω -etara ez dago batere egokituta (zehazki, ia erreflexiboa da). Simulazioen bidez frogatu izan da bere sarrerako islapen koefizientearen balioa aipaturiko balioaren ingurukoa dela. Hortaz, funtsezkoa da geure blokean balio hau ezartzea, iturriak emaniko zarataren simulazioa errealista izan dadin. Gainera, elementu berri honek zaratarik sartu ez dezan, haren tenperatura 0K-tan zehaztuko dugu.

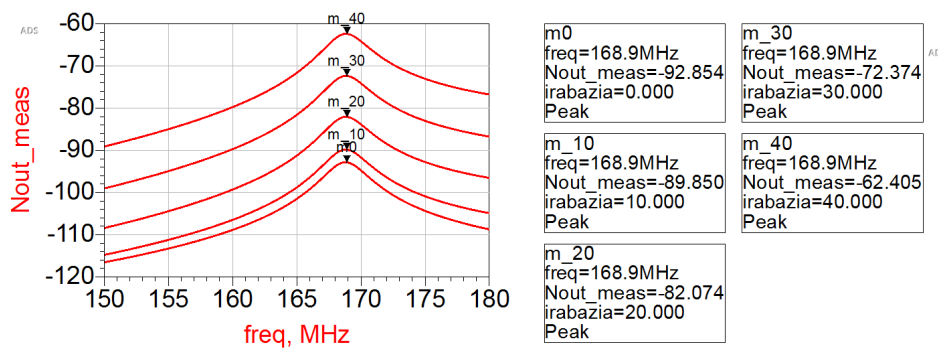
Analisi hau tenperatura hotzean egingo da, sarrerako zarata anplifikadorearen irabazia 0-30 dB-ra aldatuz. Honekin batera, irteerako zarataren (Nout_meas) bilakaera aztertuko da.

3.6-ko eskuineko irudian irteerako zaratari erreparatuz, ikus dezakegu lehenengo bi irabazientzat (0-10 dB) kurbak gainezarrita daudela. Hirugarrenarena, 20 dB-takoaren, zarata maila pixka bat handiagoa delarik. Azkenekoaren zarata maila nabarmen handiagoa da. Ezkerreko irudiari begiratzuz, ikus dezakegu, hain zuzen, lehenengo bi irabazien kasuan iturriak emaniko zarata anplifikatuak ez duela anplifikadorearen sarrerako zarata maila gaintitzen. Beraz, badirudi, sarrerako zarata hau gaintitzen ez den bitartean, irteeran ez dela ekarpenik ikusten. Honakoa kasurik kasu sakonago aztertu beharreko gaia dela ematen du.



Irudia 3.6: **a)** Anplifikaturiko sarrerako zarata maila (Niturria_meas) eta anplifikadorearen zarata (Nin_bakarrik_meas) frekuentziaren funtzio sarrerako zarataren anplifikadorearen hainbat irabazitarako. Hauekin batera, bien batura izango litzatekeen Nin_meas. **b)** Irteerako zarata frekuentziaren funtzio sarrerako zarataren anplifikadorearen irabazi berdinetarako, kasurik kasu.

Hala izanik, egiazko neurketa baten aurrean, nabarmena da sarrerako zaratak ahalik eta handienen izan behar duela. Beraz, temperatura beroa ezarriko dugu hemendik aurrera. Kasuan, temperatura honi dagokion sarrerako zarata anplifikatzean zein balioren artean mugitzen ari garen ikusiko dugu. Honetarako ekorketa bat egingo dugu anplifikadorearen irabazian, 0-40 dB (anplifikadoreek oro har duten irabazi maximoa) tartean. 3.7 irudian ikus dezakegu 20 dB inguru gainditu arte, anplifikazioaren eragina ez dela nabaria, lehen 3.6 irudian ikusitakoaren arrazoi berdinarengatik dela esan dezakegu. daitekeenez, 40 dB-rekin ere hozta-hozta ari gara adibidez 3.4 irudiko zarata hondoa gailentzen.

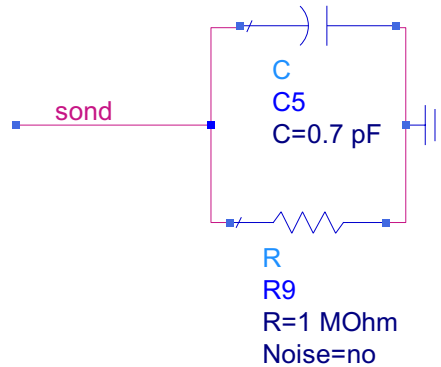


Irudia 3.7: Irteeran neurturiko zarata potentzia frekuentziaren funtzio, T_h -n dagoen iturriaren zarata anplifikatu delarik.

3.2.2 Inpedantzia altuko ukipenezko zunda

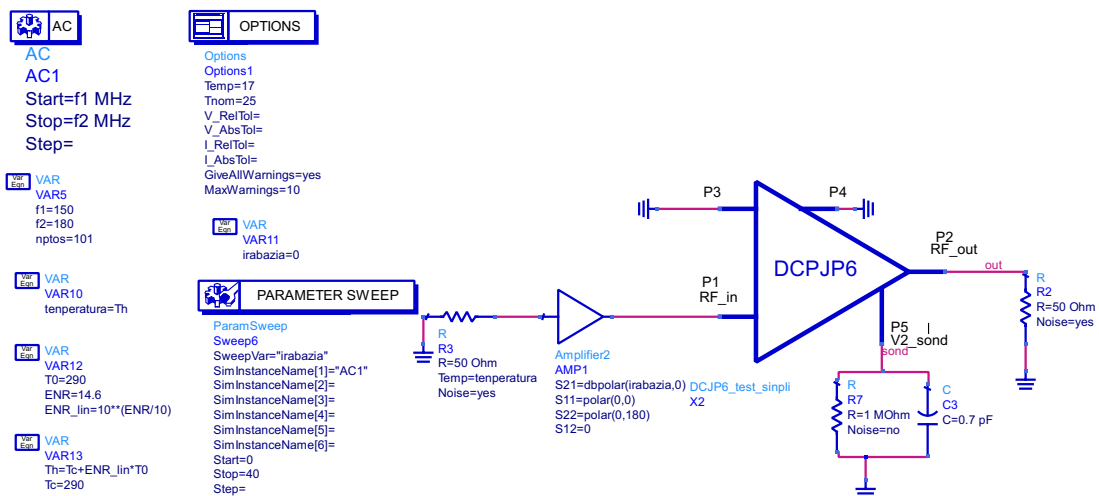
Orain arte sarrerako zarata handituz irteerako zarata arrazoizko balioak erabiliz ahal bezain beste anplifikatu dugu. Bigarren estrategia baten moduan, oraingoan zarata irteeran ikusi orde anplifikadore barneko punturen batean zentratuko gara. Estrategia hau justifikatzeko, ohartu anplifikadorea L bandakoa izanik, haren egokitzen sareak RF maiztasunetarako 50Ω -tara egokituta daudela. Geure erresonantzia ordea 170 MHz-tan gertatzen da, maiztasun honetako seinaleak irteerara ahulduta iristen direlarik. Beraz, guztiz zentzuzkoa da zunda bat erabiltzea anplifikadore barnera sartzeko.

Honetarako, errealitatean ukipenezko inpedantzia altuko zunda bat erabiliko dugu, Keysight Technologies enpresak ekoizten dituen 85024A zundak kasu [16]. Zunda honi dagozkion datu orrietatik abiatuz, badakigu paraleloan dauden balio handiko erresistentzia batez eta kapazitate txiki batez osatuta dagoela. Hain zuzen ere, osagai bakoitzaren balio zehatzak 3.8 irudian aurki ditzakegu.



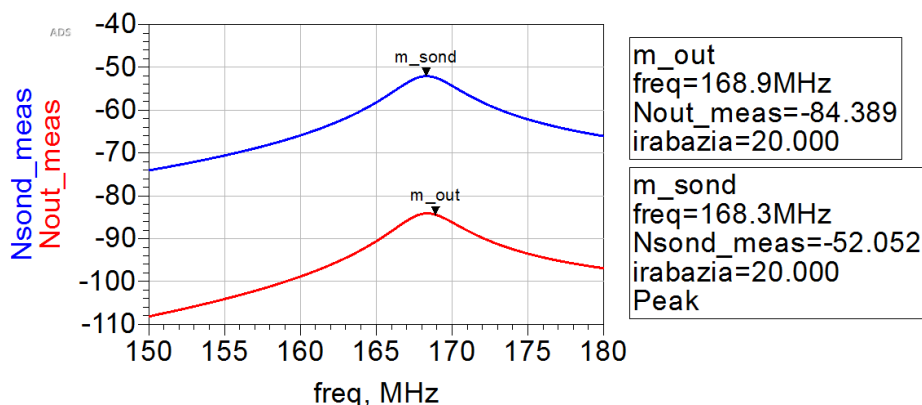
Irudia 3.8: Keysight Technologies enpresak ekoizturiko ukipenezko zundaren osaera.

Zunda hau anplifikadorea osatzen duen transistorearen drenadorean kokatuko dugu:



Irudia 3.9: Aurreko setup-aren ukipenezko zunda anplifikadorea osatzen duen transistorearen drenadorean kokatzean.

Simulazio honetan eta hemendik aurrerakoetan, sarrerako zarata anplifikatzeko 20 dB-etako irabazia duen anplifikadorea erabiliko dugu, izan ere, irabazi hau duten anplifikadoreak nahiko eskuragarriak dira. 3.10 irudian ikus dezakegunez, zunda baten bidez anplifikadore barnera sartzeak pena merezi duela, zarata maila 30 dB inguru gorago ikustea ahalbidetzen baitu. Beraz, laborategiko espektro analizatzailean irteeran zarata aitzindaria ikusten ez genuen arren, zundaren bidez anplifikadorera sartzean detektagarria da.



Irudia 3.10: Ukipenezko zundarekin anplifikadore barnean neurturiko zarata potentzia frekuentziaren funtzio irteeran neurtutakoarekin alderatuta, T_h temperatura beroan dagoen iturriaren zarata 20 dB-tan anplifikatu delarik, hurrenez hurren.

Puntu honetan komeni da aipatzea ukipenezko zundak irteerako zaratan eragin txiki bat baduela, baita ukipeneko puntuan bertan ere. Nolanahi ere, neurketen kasuan zunda honek ez du eragin nabarmenik izan zirkuituaren egonkortasunean [17] eta hortaz analisiaren ondorioak baliagarritzat eman ditzakegu.

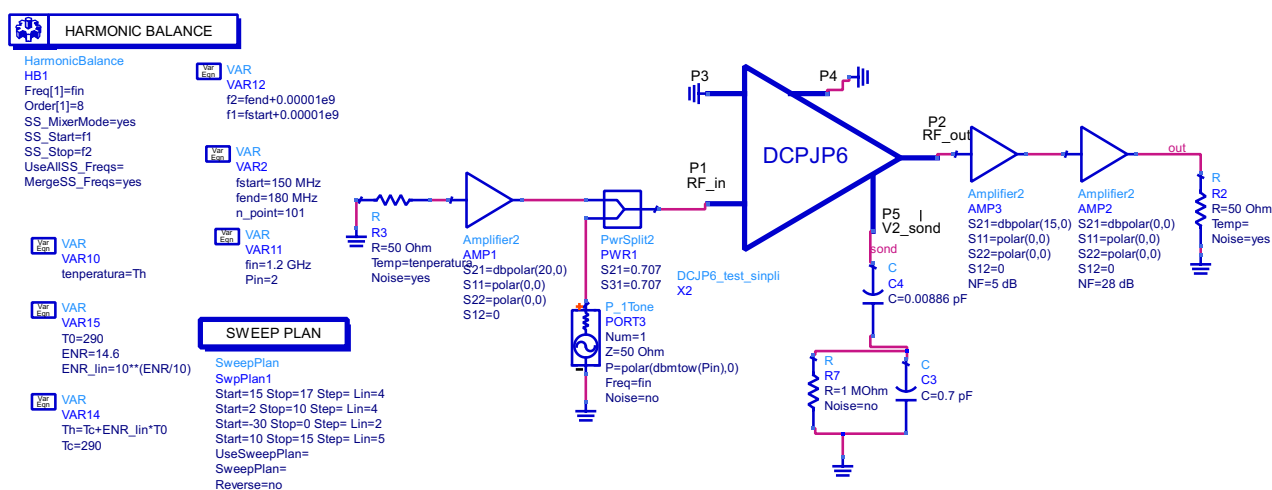
3.3 Seinale handiko erregimena

Hurrengo pausua seinale handiko erregimeneko erresonantziak detektatzea izango da. Helburu honetarako erabiliko dugun neurketa sistema DC-ko erregimenean erabilikoaren antzekoa da, dena den, funtsezko ezberdintasun bat dago: kasu honetan, anplifikadoreak polarizazioa ez ezik, RF-ko seinalea izango du sarreran ere. Alabaina, fisikoki zarata termikoko iturria eta seinale sorgailua ezin dira seriean jarri. Honakoa konpontzeko, potentzia konbinatzaile bat erabiliko dugu. Modu honetan, sarrerako zarata zein RF-ko seinalea anplifikadorearen sarreran batu ditzakegu.

Bestalde, aurreko atalean, espektro analizatzailea oso modu simple batean erduztatua izan da lehen hurbilketa gisa; soilik bere sarrerako inpedantzia kontuan hartuz. Izatez, honakoa hurbilketa oso kaxkarra da, 3.4 irudian ageri denez, benetako neurgailuek zarata hondo altuago bat ezartzen dutelako. Hain zuzen ere, 2.2 ekuazioari jarraituz, orain arte erabili den 1 MHz-etako bandan, giro tenperaturaren dagoen erresistentziak -114 dB inguruko zarata maila ezarriko luke. Orduan, neurgailuaren eragina erduztatzeko, espektro analizatzailearen zarata figura kontsideratuko da. Honetarako, aipaturiko irteera inpedantziaren aurrean 30 dB inguruko bloke bat jarriko da. Zarata figura hau baino hobeak dauden arren, txarragoak ere badira, 3.4 irudikoarena

kasu. Orora, nahiko zarata figura errealista da [18].

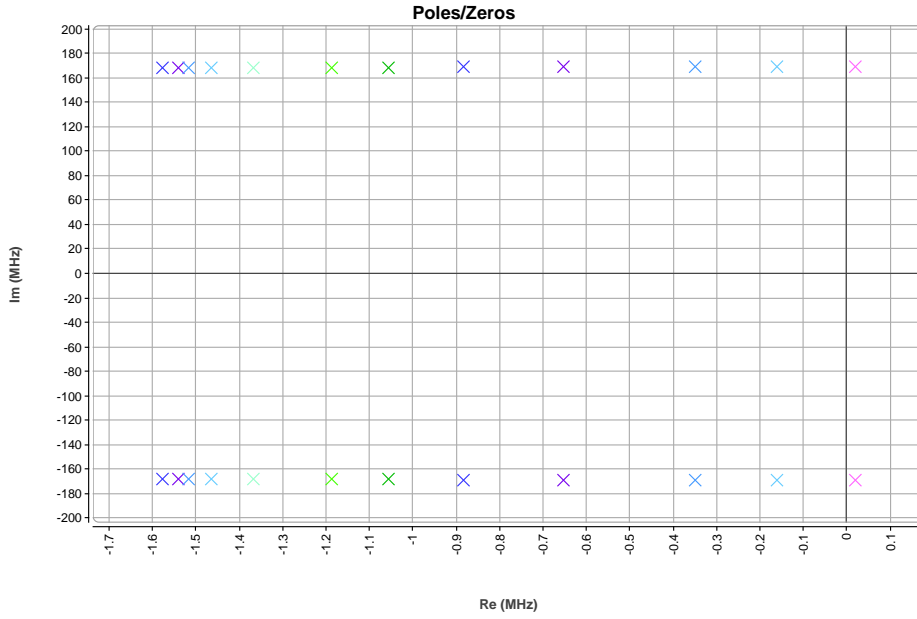
Esandakoak kontuan hartuz, neurketa sistema ADS-n erduztatu dugu 3.11 irudian. Sarreran zarata iturria eta zarata handitzeko anplifikadorea ikus daitezke alde batetik. Bestetik, RFko seinalea emango duen potentzia iturria dugu. Azaldu bezala, konbinatzaile baten bidez lortzen da biak aztergai dugun anplifikadorearen sarrerara joatea. Anplifikadore honen irteeran espektrro analizatzailearen erduztapenerako erabiliko diren bloke ezberdinak ditugu: bi anplifikadore eta irteerako karga. Azken anplifikadoreak espektrro analizatzailearen zarata figura erduztatuko du, esan den bezala, eta bestea berriz, zarata figura hau jaisten lagunduko digun aurreanplifikadorea izango da. Dena den, hasiera batean anplifikadore hauek ez dira erabiliko eta gerora hartuko dira kontutan, azalduko den bezala. Azkenik, anplifikadorearen barnean zarata neurtzea ahalbidetuko duen zunda dugu, kasu honetan aurrekoarekiko desberdina izan beharko du, geroago azalduko denez.



Irudia 3.11: Setup-aren itxura seinale handiko erregimenean.

Señale handiko erregimeneko simulazioetan, DC erregimeneko diskusioan finkatu den banda zabalera bera erabiliko da. Kontuan hartu beharra dago, lehen aipatu denez, balio hau kasurik kasu aldatu behar dela. Hain zuzen ere, maiztasunean es-tuago diren erresonantziak bagenitu, litekena da 1 MHz-tako banda zabalerarentzat egindako simulazioek balio ez izatea, espektrro analizatzaileak bataz besteko balio bat hartuko duelako, aitzindaria desagertaraziz. Gainera, aztertu izan dugu zarata tenperaturak handia izan behar duela, baita sarrerako zarata maila handitzea helburua duen anplifikadorearen irabaziak ere.

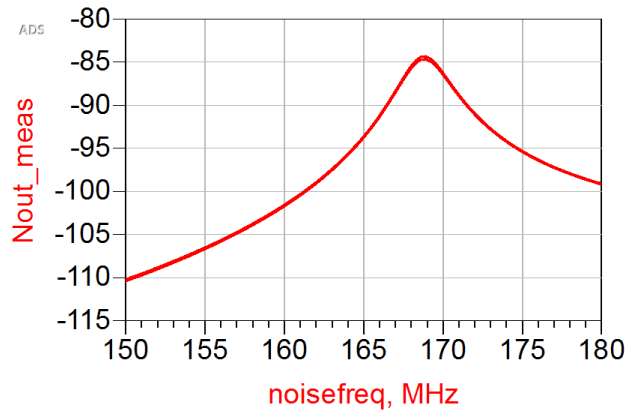
Lehendabizi, sartu berri dugun seinalearen potentziak sistemaren egonkortasunean zer eragin duen aztertuko da. Berrero ere, ohiko polo eta zeroen analisi bat burutu da STAN [6, 7] identifikazio erreminta gisa erabiliz. 3.12 irudiak 3.2 irudian ageri den $V_{DD} = 7 \text{ V}$ eta $V_{GG} = -1.7 \text{ V}$ -ko polarizazioari dagozkion konjokaturiko polo kritiko parearen bilakaera erakusten du, seinale handiaren potentzia -30 dB_m -tik 16.33 dB_m -ra aldatu heinean.



Irudia 3.12: Polo kritikoaren eboluzioa polarizazioa $V_{DD} = 7$ V eta $V_{GG} = -1.7$ V izanik, seinale handiaren potentzia -30 dB_m-tik 16.33 dB_m-ra aldatu heinean

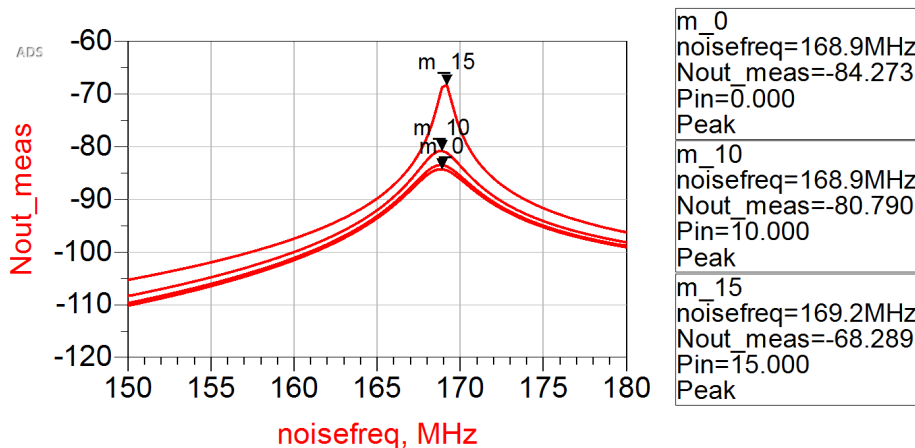
Ikus daitekeenez, sarrerako seinalearen potentzia handituz, poloak eskuin planora pasatzen dira eta sistema ezegonkortzen da. Aipagarria da, ezkerretatik hasita, lehenengo bi polo konplexu konjugatuei dagokien potentzia, -30 dB_m eta 0 dB_m direla, hurrenez hurren. Beraz, potentzia tarte honetan ez dugu eragin handirik espero; beste modura esanda, DC-ko erregimeneko balio antzekoak lortzea espero da; hori bai, konbinatzailean galtzen dena kontuan hartuz. Ohartu, bereziki potentzia 15.66 dB_m - 16.33 dB_m tartean dagoenean ezegonkortzen zaigula sistema.

Honetan oinarrituz, lehendabizi, setup-a ondo eraiki dugula frogatzea dugu. Izan ere, aurreko paragrafoan aipatu den moduan, potentziaren ekorketa bat egingo bagenu -30 dB_m eta 0 dB_m tarteko balioentzat DC-ko erregimeneko balio antzekoak berreskuratzea espero da. Oinarri teorikoan azaldu den moduan, Harmonic Balance motako analisi bat burutu behar da zarata analisi ez lineala burutzeko, kasu honetan sarrerako seinalearen frekuentzia 1.2 GHz-tan ezarri delarik. Kasuan, ekorketa bikoitz bat egin behar ez izateko, berriro ere sarrerako zarata anplifikadorearen irabazia 20 dB-tan finkatu dugu. Bestalde, ohartu aurreko atalean lortu diren emaitzekin konparatu ahal izateko, espektro analizatzailearen zarata figuraren ereduaketa ez dugula kontuan hartu 3.13 irudiko simulazioan.



Irudia 3.13: Irteerako zarata potentzia sarrerako seinalearen potentzia -30 dB_m eta 0 dB_m tarteko balio sorta batentzat.

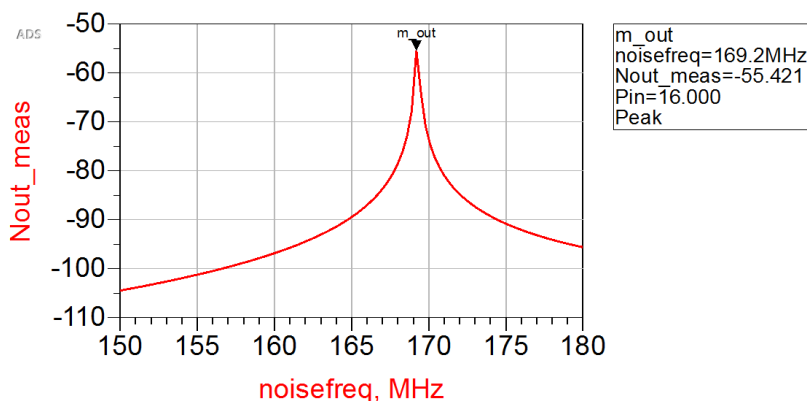
Espero genuenez, potentzia nahiko baxua jarrita, DC-ko erregimenera bueltatzen gara, hori bai, konbinatzailean galtzen dena kontuan hartuz (begiratu 3.7 irudia). Beraz, prest gaude 0 dB_m eta 15 dB_m tarteko potentzia balio sorta bat erabiltzeak irteerako zarata mailan duen eragina aztertzeko. Analsi berri hau azertu berri den analisiaren baldintza berdinpean egin da.



Irudia 3.14: Irteerako zarata potentzia sarrerako seinalearen potentzia 0 dB_m eta 15 dB_m tarteko balio sorta batentzat.

Analisi hau 3.12 polo-zero identifikazioan ikusitakoarekin bat dator ere. Izan ere, ikus dezakegu seinalearen potentzia handitu heinean, zarata tontorra, zarata aitzindaria deitu duguna, are nabariago dela, potentzia tarte batean behintzat. Honen azalpena da potentzia aldatzeak polo konjokatuak eskuin planorantz hurbiltzen dituela, sistema ez egonkortzera hurbilduz. Aipatu denez, sistema ez egonkortzera hurbiltzearen efektu bat irteerako zarata espektroan zarata handitzea dela, aitzindari deitu dugun fenomeno azaleratuz. Hala eta guztiz ere, ohartu potentzia 15 dB_m -takoa izanik ere, aitzindariak lortzen duen zarata maila ez dela 3.4 irudiko espektro analizatzailean ikusia izateko nahikoa.

Bada, 3.12 planoan oinarrituz, pentsa dezakegu 16 dB_m -tako sarrera potentzien kasurako zarata aitzindari oso zorrotza edukiko genukeela. Izatez, 3.15 irudian ikus daitekeenez, modu honetan laborategiko espektro analizatzailean neurgarria den irteerako zarata maila lortzen dugu. Alabaina, kontuan hartu behar da kasu honetan zarata handitzen ari dela polo konplexu konjokatuak potentzia bidez eskuin-planora hurbiltzen ari direlako. Gogoratu gure helburua ez dela poloen kokapena aldatuz zarata handitzea, baizik eta zarata indartzeko beste estrategia batzuk garatzea. Beraz, ez dugu honetan sakonduko.



Irudia 3.15: Irteerako zarata potentzia sarrerako seinalearen potentzia 16 dB_m denean, zarata aitzindari oso zorrotza lortuz.

Guzti honetaz jakitun garela, hemendik aurrera simulazioetarako sarrerako seinalearen potentzia 15 dB_m -tan zehaztuko dugu.

3.3.1 Akoplamenduzko zundan oinarritutako estrategia

Orain, zarata irteeran ikusi beharrean, amplifikadorearen barnera sartuko gara, zarata altuko puntu baten bila. DC-ko erregimenean garatu den estrategia bera da, baina kasu honetan zirkuituaren barnera sartzea konplikatua izateaz gain, askoz zailagoa da neurketa egiteko erabilitako zundak zirkuituaren egonkortasunean eraginik ez izatea.

Azken finean, zirkuituan jartzen den edozein kargak bere egonkortasunean eragina izan dezake. DC-ko erregimenean, nahikoa zen zundaren eragina neurketa burutzen zen maiztasun tartean arbuigarria izatearekin. Kasu honetan ordea, atal teorikoan azaldu dena kontsideratuz, zundaren eraginak arbuigarria izan beharko luke seinalearen maiztasunean (1.2 GHz gure kasuan) eta bere harmonikoetan. Aipagarria da, zundaren eragina arbuigarria izateko, zunda kokatzen den nodoaren inpedantziak zundarena berarena baino nabarmenki txikiagoa izan beharko lukeela, aipatu diren maiztasun guztientzat betiere.

Ukipen zunda batekin honakoa lortzea oso zaila da; adibide hurbil bat jartzearen, aurreko atalean erabili dugun zundaz baliatzea ezinezkoa litzateke, izan ere, 1.2 GHz-tan bere inpedantzia 190Ω ingurukoa izanik eta gainera, 3 GHz-etara artekoa izanda [16], aipaturiko maiztasunetan zirkuituaren egonkortasunean eragina izango du.

Honengatik guztiarengatik, beste mota bateko zundak beharrezkoak dira: akoplamenduzkoak. Berriro ere, izenak dioenez, akoplamenduzko zundak zirkuitura hurbilduta akoplamendu kapazitibo (edo induktibo) bidez seinalearen parte bat soilik hartzen dute.

Orduan akoplamendu bidezko sondetaz baliatu gaitzke aurreko atalean erabilitako estrategia errepikatzeke. Kasu honetan akoplamendu bidezko zundak ez direla ukipen bidezkoak bezain eraginkorrak, seinalearen parte bat soilik hartzen dutenez. Egoera honetan gaudela, egin beharreko galdera honakoa da: anplifikadore barrura sartzeak konpentsatzen du akoplamenduzko zunda batek berez dakarren seinale galera? Oraingoan ere, simulazioetaz baliatuko gara estrategia berri honen baliotasuna aztertzeke.

Gaiari heldu baino lehen, akoplamendu zundaren zentzuzko lehen ereduztapen bat egin behar dugu. Mota hauetan sonden funtsa akoplamendu kapazitiboan oinarritzen denez, zentzuzkoa da aurreneko hurbilketa honetan aurretik kapazitate bat duen ukipen zunda baten bidez ereduztatzea. Ukipenezko zunda aurreko atalean erabili duguna izango da berriro ere.

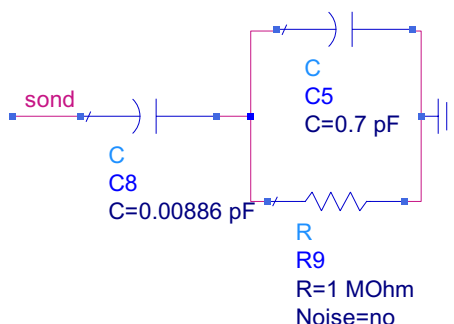
Kapazitatearen balioaren lehen hurbilketa bat egiteko, kontuan hartuko dugu neurketak egiterako unean zunda eta zirkuituaren arteko distantzia benetan oso txikia izango dela; euren arteko aire kantitatea eskasa izango da. Hala izanik, 1mm^3 -ko aire bolumenari dagokion kapazitate balioa izango da geure simulazioetan erabiliko duguna. Orduan, bi plakek osatzen duten kondentsadorearen kapazitatea honakoa bada:

$$C = \epsilon \frac{A}{d} = \epsilon_r \frac{\epsilon_0 A}{d} \quad (3.2)$$

Non hutseango permitibitate elektrikoa $\epsilon_0 = 8.854 \times 10^{-12} \frac{F}{m}$ den eta geure kasuan airearen permitibitate erlatiboa $\epsilon_r = 1.0006$, plaken azalera $A = 1 \text{ mm}^2$ eta euren arteko distantzia $d = 1 \text{ mm}$ izanik:

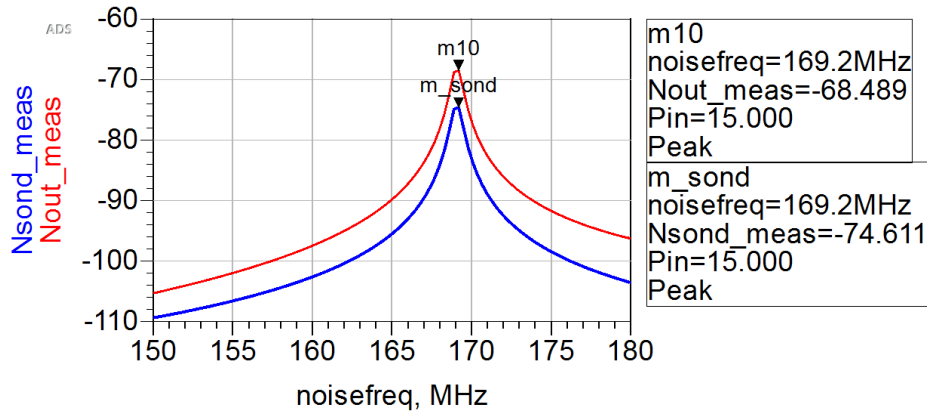
$$C = 0.00886 \text{ pF} \quad (3.3)$$

Guztira, akoplamendu kapazitibo bidez funtzionatzen duen zundarentzat garaturiko eredu errealista 3.16 irudian atxikitu da.



Irudia 3.16: Akoplamenduzko zunda bat lehenengo hurbilketa batean ereduztatzea ahalbidetzen duen diseinua.

Beraz, orain jarraitu beharreko prozedura akoplamenduzko zunda anplifikadorearen puntu desberdinetan kokatzea da, bertan dagoen zarata maila irteeran dagoenarekin alderatuz. Anplifikadorearen puntuen artean aukeratzeko orduan, batez ere maiztasunarekin aldatzen diren elementuen terminaletan kokatu da zunda. Beste behin, zarata mailarik handiena ematen duen puntua transistorearen drenadorea izan delarik, atxikitu den 3.17 irudia puntu horren zarata mailarenak dira, irteerako zarata mailarekin alderatuz.

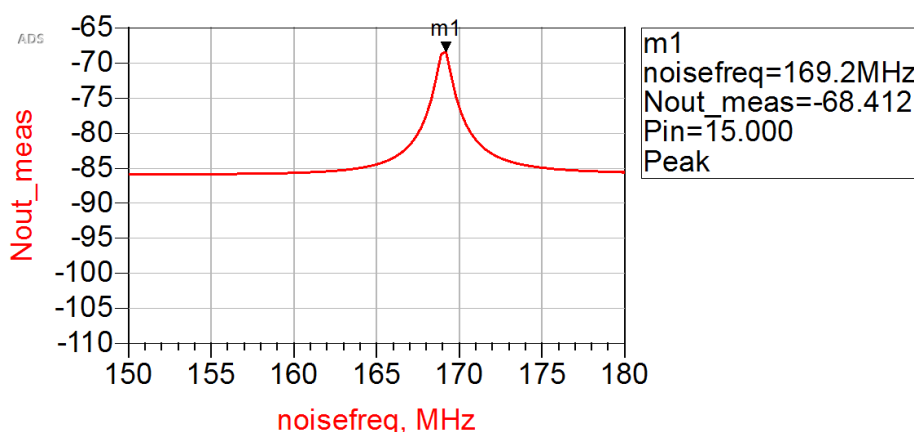


Irudia 3.17: Akoplamenduzko zundarekin anplifikadore barnean neurturiko zarata potentzia frekuentziaren funtzio irteeran neurtutakoarekin alderatuta, T_h -n dagoen iturriaren zarata anplifikatu dela eta sarrerako seinalearen potentzia 15 dB_m izanik.

Alde batetik ohartu, beste behin, potentzia honetarako polo konjokatuak eskuin planoaren gertu daudenez, zarata aitzindaria zorrotz-zorrotza dela. Bestalde, bi tontorren zarata maila alderatuz, argi dago irteeran lortzen den zarata maila akoplamendu bidezko zundarekin detektaturikoa baino handiagoa dela. Beraz, ondoriozta dezakegu lehen hurbilketa honetan anplifikadore barnera sartzeak seinale handiko kasuan ez duela pena merezi, akoplamendu bidez galtzen den seinalea sartzean irabazitakoa baino handiagoa delako. Dena den, zundarentzat erabili dugun eredua lehen hurbilketa bat besterik ez da izan eta litekeena da zundaren erduztapena gogerregia izatea. Ez hori bakarrik, gerta liteke akoplamendu zunda hobeak existitzea, alegia, seinalearen zati handiagoa hartzen duten horiek. Beraz, kasurik kasu aztertu beharko litzateke estrategia honen baliogarritasuna. Hala eta guztiz ere, atal honetari esker estrategia honek duen zailtasun mailaren inguruko ideia bat egin dugu.

3.3.2 Neurgailuaren zarata maila jaisteko estrategia

Azken estrategia gisa, neurgailuaren zarata maila jeisten saiatuko gara. Neurgailuaren eragina erduztatzeko, espektro analizatzailearen zarata figura kontsideratuko da. Atal honen hasieran azaldu denez, irteera inpedantziaren aurrean 28 dB -etako bloke bat jarriko da honetarako (begiratu 3.11). Hau eginik, orain arte aipaturiko baldintzapetan zarata simulazioak errepikatuz 3.18 irudia lortzen dugu.



Irudia 3.18: Espektratu analizatzailea modu egoki batean erduztatzean, haren irteeran neurtutako zarata frekuentziaren funtzio, T_h temperatura beroan dagoen iturriaren zarata anplifikatu delarik eta sarrerako seinalearen potentzia 15 dB_m izanik.

Espero genuenez, analizatzailearen zarata figura igo heinean, neurtzaileak sartutako zarataren ondorioz, zarata tontorrak presentzia galdu duela. Alegia, hura detektatzerako unean hain garrantzitsua den hondoarekiko altuera galdu du. Hala eta guztiz ere, ohartu zarata tontorraren maila ez dela ia aldatzen.

Gainera, 3.18 irudian ikus daiteke proposatu dugun neurgailuaren erduztapenak lanean zehar erreferentzia gisa kontsideratu dugun 3.4 espektratu analizatzaileak baino baldintza hobekariak ari dela agertzen. Hain zuzen ere, erduztapenaren kasuan zarata hondoan -85 dB_m inguruan dago, 3.4 irudiko kasukoan -65 dB_m -n dagoelarik. Hala izanik, 3.18 simulazio irudiko -70 dB_m inguruko tontorra erduztapenaren kasurako ikusgarria da. Alabaina, zarata hondoan gorago balego, aipaturiko kasuan gertatzen den bezala, ez genuke ikusiko.

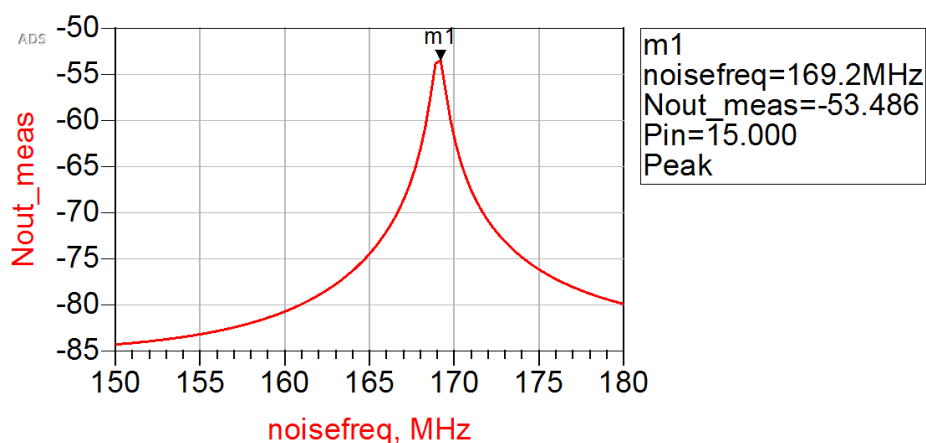
Ondoriozta dezakegu orain arte zarata aitzindariaren maila igotzen aritu garen arren, honakoak ez duela ezertarako balio zarata figura handiko neurgailua badugu. Beraz, oso garrantzitsua da irteerako zarata figura hobetzea, orain arte garatutako metodoak baliagarri izan daitezten.

Espektratu analizatzailearen zarata figura jeisteko, Friis-en formulaz baliatuko gara [19]. Friis-en formulak seriean dauden gailuek osatzen duten sistemaren zarata figura ematen digu etapa bakoitzaren zarata figura eta irabazitik abiatuz. Zehazki, bi etapen kasurako:

$$F_{sist} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} \quad (3.4)$$

Begi bistakoa da espektratu analizatzailearen aurretik F_1 zarata figura txikiko eta G_1 irabazi handiko anplifikadorea jarritz, irteerako zarata figura hobetuko dugula. Geure kasuan erabiliko dugun anplifikadoreak 15 dB -etako irabazia eta 5 dB -tako zarata figura izango ditu. Zalantzarik gabe, ez dira balio onenak, baina bai oso errealistak, ezaugarri hauek dituen anplifikadore bat erraz eskuratu daitekeenez.

3.19 simulazio irudian ikus daitekeenez, prozedura honen bidez zarata aitzindaria neurgarri diren balioetara hurbildu dugu, amplifikadorearen osteko seinalea berriz amplifikatu denez. Hori ez ezik, tontorra are nabarmenago eta hortaz, detektagarriago izatea lortu dugu. Izan ere, irteerako zarata figura hobetuz 30 dB-tako garaierako aitzindaria lortu dugu. Beraz, garrantzitsua da irteerako etaparen zarata maila jaitea, azken finean, ez duelako ezertarako balio tontorraren zarata maila ahalik eta gehien handitzea gero espektro analizatzaileak berez duen zaratatik bereiztu ezin badugu.



Irudia 3.19: Espektro analizatzailearen zarata figura hobetu ostean, haren irteeran neurtutako zarata frekuentziaren funtzio, T_h -n dagoen iturriaren zarata amplifikatu delarik eta sarrerako seinalearen potentzia 15 dB_m izanik.

Kapitulua 4

Ondorioak

Gradu amaierako lan honetan zehar mikrouhinetako anplifikadoreen portaera eta errendimenduan hain kaltegarri diren erresonantzia kritikoak detektatzea izan du helburu. Horretarako, polo-zero identifikazioaren metodo alternatibo diren zarata aitzindariak aztertu izan dira. Testuinguru honetan, bi helburu nagusi izan ditugu: zarata aitzindari hauek detektatzeko neurketa sistema bat ahalik eta modu errealistenean simulatzea eta hauen detekzioa ahalbidetuko duten estrategiak aztertu eta garatzea.

Lehendabizi, DC-ko erregimeneko erresonantziak detektatzera bideratu dugu lana. Modu honetan, DC-ko erregimeneko erresonantziak detektatzeko Setup bat proposatu eta aztertu izan dugu. Azterketa honetan, hasiera batetik ondorioztatu egin dugu ADS programaren simulazioak ez direla guztiz errealistak, bide honetan banda zabaleran nahi beste handitzea zarata aitzindariak detektatzeko estrategia egokia zergatik ez den azalduz. Behin honetaz jakitun izan garela, sarrerako zarata iturriaren tenperatura igotzea aitzindaria detektatzeko nahikoa ez dela ondorioztatu dugu simulazioei esker eta honakoa gainditu beharreko zarata maila batekin lotuta egon daitekeela proposatu dugu. Era berean, sarrerako zarata ahalik eta handien izatea hobea dela berretsi dugu, espero genuenez. DC-ko erregimenarekin bukatzeko, ukipenezko zunda baten erabilerak anplifikadore barnera sartzeko pena merezi duelaren ondorioa atera dugu.

Bigarrenez, seinale handiko erregimeneko erresonantziak detektatzean zentratu gara. Era berean, proposaturiko neurketa sistema DC-ko erregimenean erabilikoaren antzekoa izan den arren, funtsezko desberdintza bat duela ikusi da: aztergai dugun anplifikadorearen sarrerara eramaten den RF seinalea. Setup berri hau erakitzerako orduan, bi seinale uztartzea bermatzen duen potentzia konbinatzailearen baliogarritasuna ikasi da. Seinale handiko erregimeneko simulazioekin hasteko, frogatu egin da sarreran potentzia nahiko baxua jarrita, DC-ko erregimenera bueltatzen garela, konbinatzailean galdutakoa tartean. Bestalde, arrazoitu egin da zergatik sarrerako potentziaren igotzea ez den geure estrategien artean sartzen. Ondoren, seinale handiko erregimenean ukipenezko zundek eragin ditzaketen arazoak azaldu dira, akoplamenduzko zundak seinale handirako balizko alternatiba gisa aztertuz. Geure kasu zehatzean ikusi izan dugu akoplamenduzko zunda bat erabiltzeak ez duela merezi; dena den, zundarako proposaturiko ereduaren gogortasunak bide hau ez baztertzera eramane gaitu. Simulazioekin bukatzeko, irteerako etaparen zarata maila erduztatu dugu eta hura jaistearen garrantziaz ohartu gara. Azken finean, ez duelako ezertarako balio tontorraren zarata maila ahalik eta gehien handitzea gero espektro analizatzaileak berez duen zaratatik bereiztu ezin badugu.

Aipagarria da gradu amaierako lan honetan zehar balizko ikerkuntza ildo batzuk proposatu direla etorkizunari begira. Simulazioei dagokionez, hiru dira nabarmengarri. Alde batetik, 3.6 simulazio grafikoen ildora, sarrerako zaratak irteeran eragina izateko beharrezko maila hobetu ulertu beharko litzateke. Grafikoen azalpenean pasadan aipatu denez, badirudi iturriak emaniko zaratak aztergai dugun anplifikadorearen zarata maila gainditzen ez duen bitartean irteeran ekarpenik ez dela ikusten. Zalantzarik gabe, honakoa sakonago aztertu behar da beste kasu batzuetarako, ondorio orokorrik atera baino lehen. Honen ildora, mahaigaineratu daitekeen beste ikerketa puntu bat iturriak emaniko zaratak aipaturiko anplifikadorearen zarata maila gainditzen duenean irteeran ematen den irabazi galera ezaugarritzearen ingurukoa izan daiteke.

Simulazioen alorrean egin diren beste bi ikerketa proposamenak modu errealistago batean erduztatzearekin zerikusia dute. Alde batetik, ukipenezko zein akoplamentuzko zundak modu errealistago batean nola erduztatu aztertzea dago. Ukipenezko zunden ildora, interesgarria izan daiteke haren zarata aztertzea. Baita bere erabilerak zirkuituaren egonkortasunean dituen eraginak aztertzea ere. Bestalde, simulazioekin bukatuz, aztergai den gailuaren zarata iturriak ondo erduztatzea ondo legoke, bakoitzak duen eragina aztertuz.

Azkenik, aztertu eta garaturiko neurketa sistema errealitatean inplementatzea proposatzen da, mikrouhinetako anplifikadoreetan erresonantzia kritikoak detektatzeko. Azken finean, honakora egon delako gradu amaierako lan hau bideratuta uneoro.

Bibliografía

- [1] A. Anakabe. *Detección y eliminación de inestabilidades paramétricas en amplificadores de potencia para radiocomunicaciones*. PhD thesis, University of the Basque Country (UPV/EHU), 2004.
- [2] G. Gonzalez. *Foundations of oscillator circuit design*. Boston-London: Artech House Publishers, 2006.
- [3] N. Otegi, A. Anakabe, J. Pelaz, J. Collantes, and G. Soubercaze-Pun. Experimental characterization of stability margins in microwave amplifiers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 60(12):4145–4156, Dec 2012.
- [4] J. Pelaz, J. Collantes, N. Otegi, A. Anakabe, and G. Collins. Experimental control and design of low-frequency bias networks for dynamically biased amplifiers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 63(6):1923–1936, June 2015.
- [5] <https://www.amcad-engineering.com/software/ivcad-3-8/>.
- [6] J. Jugo. Closed-loop stability analysis of microwave amplifiers. *Electronics Letters*, 37:226–228(2), February 2001.
- [7] A. Anakabe, N. Aylln, J. M. Collantes, A. Mallet, G. Soubercaze-Pun, and K. Narendra. Automatic pole-zero identification for multivariable large-signal stability analysis of rf and microwave circuits. In *The 40th European Microwave Conference*, pages 477–480, Sep. 2010.
- [8] J. M. Collantes, N. Otegi, A. Anakabe, L. Mori, A. Barcenilla, and J. M. Gonzalez-Perez. Detecting critical resonances in microwave amplifiers through noise simulations. In *2018 IEEE MTT-S Latin America Microwave Conference (LAMC 2018)*, pages 1–3, Dec 2018.
- [9] J. B. Johnson. Thermal agitation of electricity in conductors. *Phys. Rev.*, 32:97–109, Jul 1928.
- [10] H. Nyquist. Thermal agitation of electric charge in conductors. *Phys. Rev.*, 32:110–113, Jul 1928.
- [11] Aldert Van der Ziel. *Noise in solid state devices and circuits*, 1986. "A Wiley-Interscience publication."
- [12] Ire standards on methods of measuring noise in linear twoports, 1959. *Proceedings of the IRE*, 48(1):60–68, Jan 1960.
- [13] *Agilent 346A/B/C Noise Source*. Agilent Operating and Service Manual 00346-90139, 2001.
- [14] <https://www.keysight.com/en/pc-1297113/advanced-design-system-ads?&cc=ES&lc=eng>.

- [15] David M. Pozar. *Microwave engineering*. New York: Addison-Wesley Publishing Company, 1990.
- [16] Keysight Technologies. *85024A High Frequency Probe, 300 kHz to 3 GHz, 5968-2101E*, July 2014.
- [17] J. M. Gonzalez, N. Otegi, A. Anakabe, L. Mori, A. Barcenilla, and J. Collantes. In-circuit characterization of low-frequency stability margins in power amplifiers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 67(2):822–833, Feb 2019.
- [18] W.D.Reeve. Noise measurements with a spectrum analyzer. http://www.reeve.com/Documents/Noise/Reeve_Noise_1_NoiseConcepts.pdf.
- [19] H. T. Friis. Noise figures of radio receivers. *Proceedings of the IRE*, 32(7):419–422, July 1944.