

Gradu Amaierako Lana / Trabajo Fin de Grado
Fisikako eta Ingeniaritza Elektronikoko Gradu Bikoitza (Ingeniaritza Elektronikoa) / Doble
Grado en Física e Ingeniería Electrónica (Ingeniería Electrónica)

Antenen Desegokitzapenaren Eragina RFko Sistema Txertatu eta Maiztasun Altuko Potentzia Anplifikadoreetan

Egilea/Autor/a:
Ainhize Barrainkua Aguirre
Zuzendaria/Director/a:
Aitziber Anakabe Iturriaga

Gaien Aurkibidea

1	Sarrera eta Helburuak	2
2	RFko Sistema Txertatu Baten Egokitzapen Sarearen Azterketa	4
2.1	ULMA Embedded Solutions-en RFko Sistema Txertatua	4
2.2	Jatorrizko Egokitzapen Sarea	6
2.3	Zirkuituko Nodo Ezberdinetako Inpedantzien Egoera	8
2.4	Desegokitzapen Baldintzen Eragina	10
2.5	Potentzia Transferentzia Maximorako Egokitzapen Sarearen Diseinua	14
2.6	Sare Idealetik Sare Errealera: Diseinatutako Egokitzapen Sarearen Inplementazioa	17
2.6.1	Transmisio Lerroen eta Lurrerako Konexioen Eragina	17
2.6.2	Proposatutako Sare Errealak	20
3	Desegokitzapen Baldintzapeko Egonkortasun Analisia	24
3.1	Oinarri Teorikoa	24
3.1.1	Rollet-en Egonkortasun Faktorea	25
3.1.2	Polo-zero Identifikazio Metodoa	25
3.1.3	Irteerako Desegokitzapen Baldintzen Menpean Aurkitzen Diren Potentzia Anplifikagailuen Egonkortasun Analisia	27
3.2	FET Transistoreekin Eraikitako Potentzia Anplifikagailu Baten Egonkortasun Analisia. .	30
3.2.1	Sarrerako Potentziaren Eragina	35
3.2.2	Ateko Polarizazio Erresistentziaren Eragina.	40
3.2.3	Provisoa Egiaztatzearen Garrantzia	43
4	Ondorioak	45
	Bibliografia	47

Kapitulua 1

Sarrera eta Helburuak

RF zirkuituetan, inpedantzien egokitzapena ezinbestekoa da, iturriaren eta kargaren arteko potentzia transferentzia maximoa izango bada. Potentzia transferentzia maximoa, kargaren inpedantzia, iturriaren inpedantziaren konplexu konjokatua denean ematen da. Honela, inpedantzien egokitzapen prozesuaren xedea, kargako inpedantziak iturriaren inpedantziaren konplexu konjokatua izan dadin lortzea da. Horretarako, erreaktantziek osatutako sare elektriko bat eraiki daiteke, egokitzapen sarea deritzona [1]-[2].

Aitzitik, RF eta mikrouhinetak zirkuituetan karga gisa erabili ohi diren elementu erradiatzaileen sarrerako inpedantzia, inguruaren arabera izaten ohi da. Egoera horrek eragin ditzakeen desegokitzapenen aurrean, potentzia transmisioa ez da maximoa izango eta ondorioz, islapen fenomenoak jazotzen da zirkuituak kargari transmisitutako seinalean. Horrek, sistemaren degradazioa eragin dezake: dela efizientzia nabarmen murrizten delako, dela ezegonkortu daitekeelako, edo kasurik txarretan, sistema erabat hondatzen delako.

Sistema txertatuetan, desegokitzapen baldintzek eragindako potentzia transmisioko galerak konpentsatu daitezke, seinalea digitalki moldatuz potentzia gehiago eman dezan. Hala ere, horrek, murriztu egiten ditu bateriaren bizitza eta sentsorearen efizientzia. Bestalde, gailu aktiboak dituzten zirkuitu analogikoetan, kargaren inpedantzia aldaketek sortutako desegokitzapenek, zirkuitu elektronikoa ezegonkortu dezakete [3]-[8].

Honela, lan honek bi xede nagusi ditu. Batetik, RFko sistema txertatu erreale baten egokitzapen sarearen diseinua burutzea eta antenaren desegokitzapen baldintzek sistemaren gainean duten eragina aztertzea. Beste helburu nagusia, desegokitzapen baldintzen menpean aurkitzen diren potentzia anplifikagailuen egonkortasun analisia burutzea da.

Hori lortu bide, lan honen bigarren kapituluaren, antena zeramiko bat txertatua duen sistema baten egokitzapena aztertuko da. Honela, sentsorean inplementatutako jatorrizko egokitzapen sareak egokitzapena bermatzen duenentz aztertuko da. Aitzitik, sistema txertatua, desegokitzapenaren ondoriozko islapena jazotzen deneko egoeretan potentzia gehiago emateko konfiguratuta egon daiteke, seinale digitala moldatuz. Nolanahi ere, horrek bateriaren xahupen handiagoa eragingo du, sistemaren efizientzia zein bateriaren bizitza murriztuz. Honela, zirkuituaren nodo ezberdinetako inpedantzia egoerak aztertuko dira, eta horretan oinarrituz diseinatu islapen efektua minimizatuko duen egokitzapen sarea.

Hirugarren kapituluaren, bestalde, desegokitzapen baldintzetan aurkitzen diren potentzia anplifikagailuen egonkortasun analisia burutzeko metodologia berritzaile bat aztertu da. Izan ere, zirkuituei gehitzen zaizkien antenek, inguruaren arabera inpedantzia aurkezten dute eta karga baldintza nominalan (50Ω) egonkorra den zirkuitu bat ezegonkortu egin daiteke kargaren inpedantzia aldatzean. Honenbestez, aldaketa horien ondoriozko desegokitzapenak eragin ditzaketan ezegonkortasunak identifikatzea ezinbeste-

koa da.

Hori horrela, lehenbizi, seinale handian jarduten duten sistemen egonkortasun analisirako ohiko metodoak aurkeztu dira. Metodologia hauek, karga finkoko baldintzetan erabili ohi dira. Honela, karga aldakorreko baldintzen menpean egonkortasun analisia era eraginkorrean burutzea ahalbidetzen duen metodologia aurkeztuko da, identifikazio bidezko ohiko egonkortasun analisia [4], [7], [9], [10]-[13] eta A. Suárez-ek aurkeztutako metodologia [14] uztartuz. Azken metodologia hori, Rollet-en faktorearen [15] seinale handirako orokorpen bat da. Aipatu egonkortasun analisisien konbinazioa, potentzia anplifikagailu bati aplikatuko zaio. Horrela, sistemaren ezegonkortasunak identifikatu eta egiaztatuko dira, eta egonkortzea ahalbidetuko duten zenbait parametroren eragina aztertu. Horietan oinarrituz, aztertutako potentzia anplifikadorea edozein karga baldintzetan egonkorra deneko zenbait konfigurazio proposatuko dira.

Kapitulua 2

RFko Sistema Txertatu Baten Egokitzapen Sarearen Azterketa

2.1 ULMA Embedded Solutions-en RFko Sistema Txertatua

Egungo industrian, ezinbesteko garrantzia dauka produkzio lerroetan erabiltzen den makinariaren monitorizazioak. Izan ere, elementu baten matxurak produkzioa erabat geldiarazi dezake eta galera izugarriak eragin. Horregatik, denbora errealeko monitorizazioaren bitartez, osagaien egoera ezagutu daiteke zenbait parametroren neurketa burutuz. Horrela, elementu ezberdinen degradazioak aldaketak eragingo ditu neurtutako magnitude hauetan, produkzio sistemako elementu horiek identifikatzea ahalbidetuz, matxura gertatu aurretik.

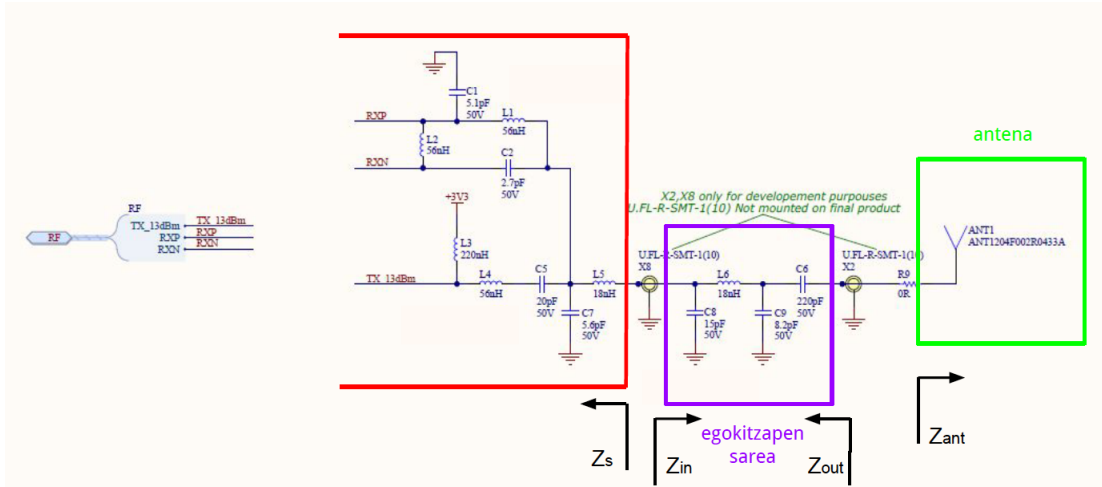
ULMA Embedded Solutions enpresak, torloju batzuen denbora errealeko monitorizazioa ahalbidetzen duen RFko sistema txertatu bat garatu du Korta enpresarentzat [16]. Haririk gabeko sentzore multzo baten bitartez (2.1 irudia), torlojuen tenperatura eta aurrekarga indarra neurtzen dira. Sentzore hauek, interrogatzailea izeneko gailuari bidaltzen dizkiete datuak, eta honek, hodeiko zerbitzari batera bideratzen ditu. Bertan biltegitatuta daudelarik, azterketa eta prozesamendua ahalbidetzen dira. Datu anomalo bat jasotzen denean, jakinarazpen bat bidaltzen da, funtzionamendu okerra agerten duen torlojua zein den adieraziz.



2.1. irudia: ULMA Embedded Solutions enpresako sentzorea Korta enpresarentzat garatutako enkapsulatuan barneratuta.

Sentzoreen eta interrogatzailea deritzon gailuaren arteko komunikazioa ISM-433 bandan burutzen da. ISM irrati bandak, arlo industrial, zientifiko eta medikoetarako erreserbatutako irrati maiztasuneko espektruaren tartekak dira. ISM-433 bandak 433.05 MHz - 434.79 MHz bitarteko maiztasunak hartzen ditu barne. RF interfaze bidezko komunikazioa inplementatzeko, sentzorea, txip erako antena omnidirekzional

batez baliatzen da. Azken hau, inpedantzien egokitzapenerako sare baten bidez konektatzen zaio sentso-rearen barneko gainontzeko zirkuiteria elektronikoari (2.2 irudia).



2.2. irudia: Sentsoreari dagokion RF-ko interfazearen eskematikoa. Berdez inguratuta antena, morez egokitzapen sarea, eta gorritz gainontzeko zirkuiteria elektronikoa. Interfazera, nominalki 13 dBm-tako potentzia eskuragarria iristen da. X8 eta X2 puntuak, sistema txertatua SMA bidez konektorizatzeko puntuak dira.

2.2 irudiko X8 eta X2 puntuak, sistema txertatua SMA bidez konektorizatzeko puntuak dira. Puntu horiek, SMA konektore batera lotzeko, lerro koaxial gehigarri bat behar da (2.3 irudia). Oro har, RFko interfazera, 13 dBm balio nominaleko potentzia eskuragarria iristen da.



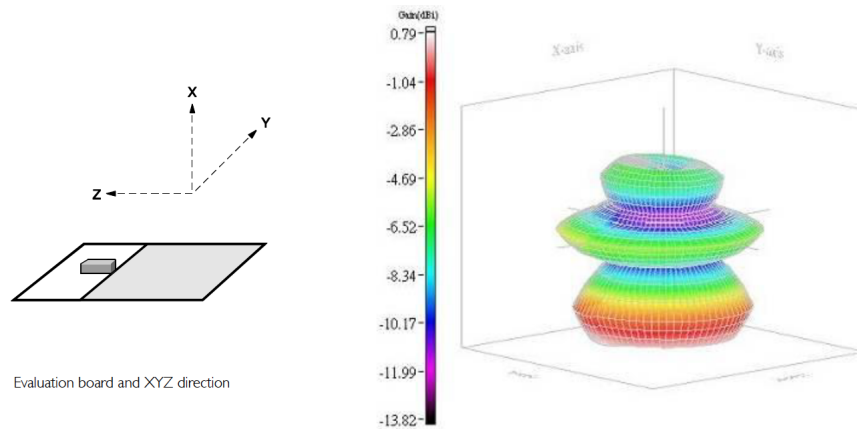
2.3. irudia: Jatorrizko egokitzapen sareari dagozkion sarrerako eta irteerako portuak (X8 eta X2 nodoak, hurrenez hurren) SMA bidez konektorizatzeko gehitutako lerro koaxiala. Lerro honi esker, zirkuituko nodoetara konektatzen den puntua SMA erako konektore batera bihurtzen da.

Arestian aipatu den sentsoreen eta interrogatzailearen arteko komunikazioa bideratzeko YAGEO S432 antena erabiltzen da aplikazio honetan. Txip erako antena hau, FR4 material zeramikoaz egina dago. Fabrikatzaileek emandako datuen arabera, antenak ondoko ezaugarriak ditu [17]:

- Antenaren sarrerako inpedantzia nominala 50 Ω -koa da.
- 433 MHz-tan zentratutako eta 28 MHz-ko banda zabalera duen maiztasun tartean jarduten du.
- Igortzen duen erradiazioa omnidirekzionala da; hots, plano azimutalean, erradiazio patroia konstantea da.

- Polarizazio lineala aurkezten du.
- Antenaren irabaziari dagokionez, 0.79 dBi-koa da. dBi unitateek, irabazi erlatiboa adierazten dute. Hau da, antenak norabide konkretu batean duen potentzia irabaziaren eta norabide berdin horretan erreferentziazkoa den antena baten potentzia irabaziaren arteko erlazioa. Esplizituki besterik aipatu ezean, antenaren irabazia erradiazio maximoko norabidean definiturik dagoela onartzen da. Bestalde, gehienetan, atena erreferentzetzat, galerarik gabeko sorgailu isotropo bat kontsideratzen da (norabide orotan berdin erradiatzen duena).
- Norabidetasuna: 6.35 dB. Parametro honek, antenaren fokalizazio gaitasuna ezaugarritzen du. Horretarako, sorta nagusiko erradiazio maximoko intentsitatea eta espazio osoko erradiazioaren batez-bestekoa erlazionatzen ditu. Erradiazio intentsitateak, antenak angelu solidoko erradiaturiko potentzia adierazten du.
- Antenaren efizientzia -5.56 dB-koa (%27.79) da. Balio honek, antenak erradiaturiko potentziaren eta sarreran antenari transmititutako potentziaren arteko ratioa adierazten du.

Antenak aurkezten duen portaera elektrikoa ezaugarritzen duen erradiazio patroia 2.4 irudian ikus daiteke:

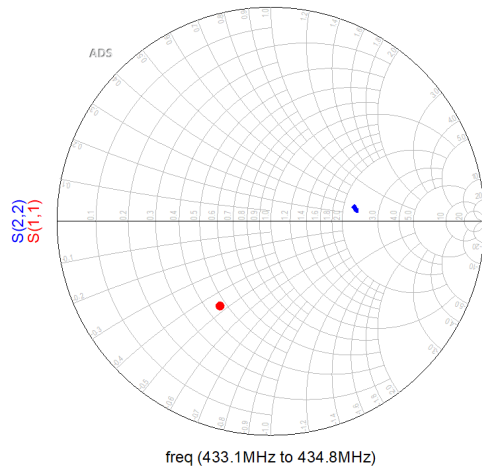


2.4. irudia: YAGEO S432 antenaren erradiazio patroien adierazpen grafikoa.

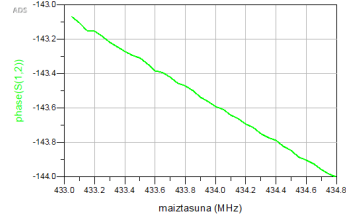
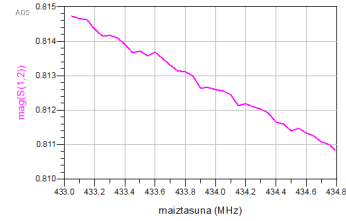
2.2 Jatorrizko Egokitzapen Sarea

Aurreko atalean azaldu gisan, ULMA Embedded Solutions enpresan, 2.2 irudian ageri den egokitzapen sarea implementatu zen. Sare horren maiztasun erantzuna esperimentalki ezaugarritzeko, S-parametroak erabili dira, *Vectorial Network Analyzer* (VNA) [18] bidez esperimentalki neurtuak (2.5 irudia). Ezaugarritzea, ISM-433 bandako maiztasun tarterako burutu da, sentsoerak maiztasun banda horretan burutuko baititu beharrezko komunikazio jardunak. Parametro hauek, sarearen islapen (S_{11} eta S_{22} parametroak) eta transmisio (S_{12} eta S_{21} parametroak) koefizienteak adierazten dituzte. Oro har, sare honek elkarrekotasuna agertzen duenez, $S_{12} = S_{21}$ da, eta beraz, nahikoa da bietako bat aztertzea. Neurketa hori burutzeko 2.2 irudiko zirkuituan adierazita dauden $L5$ eta $R9$ osagaiak desakoplatu dira fisikoki. Horrez gain, 2.2 irudiko $X2$ eta $X8$ puntuak, VNA neurgailura konektatutako SMA erako konektoreak dituzten transmisio lerroetara lotu dira 2.3 irudiko lerro koaxial gehigarrien bitartez (2.6 irudia).

Aintzat hartu behar da, orokorrean, S-parametroen neurketen emaitzak, kontsideratutako erreferentzia planoaren arabekoak direla. Honenbestez, baldin eta VNA neurgailuarekin emaitza egokiak lortuko badira, kalibrazioa burutzea ezinbestekoa da. Prozesu honen xedea, neurketak egiteko sarera lotuko diren

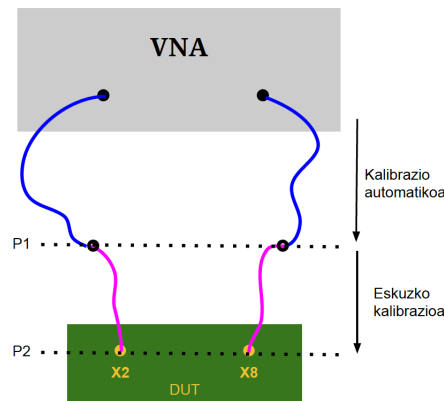


(a)



(b)

2.5. irudia: Esperimentalki neurtutako jatorrizko egokitzapen sarearen S-parametroak, ISM-433 bandan. (a) S_{11} (gorriz) eta S_{22} (urdinez) islapen koefizienteak eta (b) S_{12} transmisio koefizientearen modulua (larrosez) eta fasea (berdez).



2.6. irudia: Jatorrizko egokitzapen sarearen S-parametroen neurketa esperimental burutzeko erabilitako konfigurazioaren eskema grafikoa. Larrosez, sistema txertatutik SMA konektore batera eramaten duten transmisio lerroak (2.3 irudia) adierazi dira, 2.2 irudian adierazitako X8 eta X2 nodoetara konektatuak. Urdinez, aurreko transmisio lerroak VNA neurgailuara fisikoki konektatzeko gehituriko transmisio lerroak. VNA neurgailuaren kalibrazio kit-az baliatuz burututako kalibrazio automatikoaren ostean, neurketa plano P1-ek adierazten du. Bestalde, lerro koaxial gehigarrien eragina deuseztatzeko burututako eskuzko kalibrazioaren ostean, neurketako erreferentzia plano P2-k adierazten du.

transmisio lerroek eragiten duten erreferentzia plano aldaketaren eragina deuseztatzea da. Kasu honetan, SMA erako konektoreak dituzten transmisio lerroez gain, lerro gehigarriak erabili direnez, kalibrazioa bi zatitan banatzen da (2.6 irudia): lehenbizi, VNA neurgailura konektatutako transmisio lerroen kalibrazio automatikoa burutu behar izan da; ostean, transmisio lerro hauek eta sentsorea lotuko dituzten lerro gehigarrien eragina deuseztatu behar izan da (2.3 irudiko transmisio lerro koaxialak). Alegia, lehenbizi VNA neurgailuaren kalibrazio kit-az baliatuz, SMA erako konektoreak dituzten eta neurgailura konektatuta dauden transmisio lerroen kalibrazio automatikoa burutu da, neurketetarako zehaztutako erreferentzia plano lerro hauen amaierara traslatatuz (2.6 irudiko P1 planora).

Ostean, sentsorearen $X8$ eta $X2$ neurketa nodoak kalibrazioko planora lotuko dituzten lerro koaxial gehigarrien eragina deuseztatzeko, eskuzko kalibrazioa burutu da. Horretarako, aipatu lerroak zirkuitu irekian ezarri dira. Karga baldintza honek Smith-en kartan duen adierazpen grafikoa ezaguna denez, VNA-n irakurtzen den emaitzaren eta teorikoaren arteko aldea, transmisio lerroen eraginezkoa izanen da. Honela, transmisio lerro gehigarriek gehituriko atzerapen elektrikoa zein galerak zehaztuz, kalibrazio parametroak ezartzen ahal dira. Oro har, prozedura islapen fenomenoan oinarritzen denez, kalibrazioan behatutako atzerapen elektriko eta atenuazio balioen erdiak kontsideratu behar dira azken lerro hauen konpentsazioa eskuz gehitzean. Honi esker, neurketako erreferentzia planoak, $X8$ eta $X2$ nodoei dagokien plano bera izanen da (2.6 irudiko P2 planoak); hots, egokitzapen sarearen sarrerako eta irteerako portuei dagokiena.

2.3 Zirkuituko Nodo Ezberdinetako Inpedantzien Egoera

Antenaren fabrikatzaileek, espezifikazio orrietan [17], 50Ω balio nominalako sarrerako inpedantzia aurkezten duela adierazten dute. Halaber, antenak erakusten duen sarrerako inpedantzia zuzenean neurtu ahal izan da VNA neurgailuaren bitartez. Horretarako, 2.2 irudiko $C6$ osagaia fisikoki desmontatu da, eta analizadorea $X2$ puntura konektatu da 2.6 irudian adierazitako transmisio lerroaren bitartez. VNA bidez egindako neurketetan Γ_{ant} islapen koefizientea neurtzen bada ere, antenaren inpedantzia zuzenean ondorioztatu daiteke bertatik:

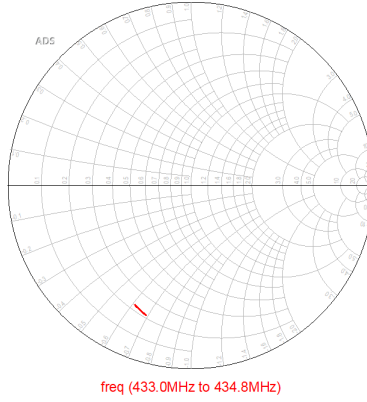
$$Z_{ant} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_{ant}}{1 - \Gamma_{ant}} \quad (2.1)$$

non Z_0 transmisio lerroen inpedantzia karakteristikoa den; kasu partikular honetan, $Z_0 = 50 \Omega$.

Honela, VNA bidezko neurketak zein (2.1) ekuazioa konbinatuz, antenaren inpedantzia zehazten ahal da. Neurketa hauen bitartez ikusi da, antenaren sarrerako inpedantzia 50Ω balio nominalaren ezberdina dela. Are gehiago, aurkezten duen sarrerako inpedantziak inguruarekiko menpekotasun handia erakusten duela berretsi ahal izan da. Hau da, antenaren ingurua aldatzean, agertzen duen sarrerako inpedantzia ezberdina da. Antenari objektu zein gorputz ezberdinak hurbilduz, espazio hurbila aldatuz... VNA bidez neurturiko antenarekin lotutako islapen koefizientea Smith-en kartako edozein lekutan aurkitu zitekeen. Hots, antenak edozein inpedantzia aurkeztu dezake, inguruaren arabera.

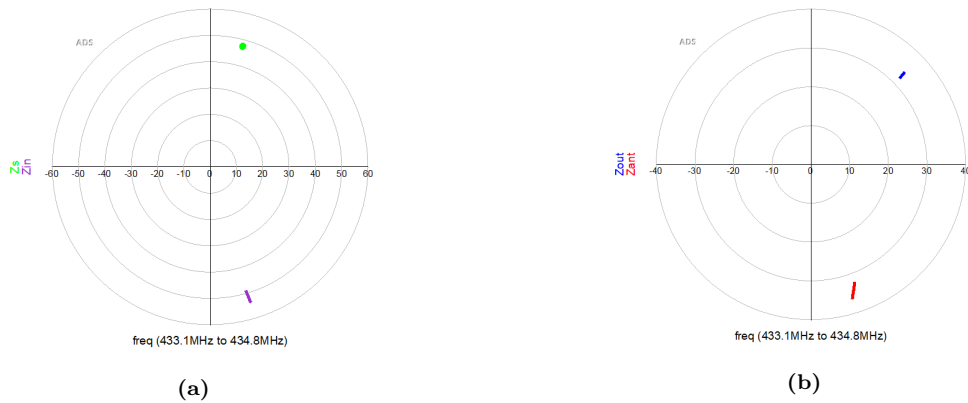
Antenak edozein inpedantzia aurkeztu badezake, ezinezkoa da egokitzapen sare orokor egoki bat diseinatzea. Hala ere, ULMA-k garatutakoa aplikazio zehatza da eta ezaguna da zein ingurunetan jardungo duen (2.1 irudiko enkapsulatua, hain zuzen ere). Honela, sentsorea aipatu ingurune konkretuan barneraturik dagoela burutu dira antenaren inpedantziaren neurketak; eta neurketa horietan oinarrituz diseinatu da egokitzapen sarearen proposamen berria. Sentsorea aplikatua izango deneko ingurunean barneraturik, antenak 2.7 irudian agertzen den Γ_{ant} islapen koefizientea aurkezten du ISM-433 bandan. Neurtutako islapen koefizientea ez da nulua; beraz, enkapsulatutako ingurunean, antenak, 50Ω balio nominalaren ezberdina den sarrerako inpedantzia aurkezten du.

Horrekin batera, jatorrizko egokitzapen sareari dagozkion Z_{in} , Z_{out} eta Z_s inpedantzien egoera aztertu da (2.8 irudia), antenaren inpedantzia neurtzean erabili den prozedura berberaz baliatuz (2.6 irudia). Hala ere, neurketa bakoitzean, konfigurazio elektronikoa eta neurketa puntua ezberdinak izan dira. Z_{in} neurtzeko, 2.2 irudiko $L5$ osagaia fisikoki desakoplatu da, eta VNA bidezko neurketa, 2.2 irudian adierazitako $X8$ puntuan burutu da. Z_{out} neurtzeko, 2.2 irudiko $R9$ erresistentzia fisikoki desakoplatu da eta neurgailua $X2$ puntura konektatu. Azkenik, Z_s neurtzeko, 2.2 irudiko $L6$ eta $C8$ osagaiak fisikoki desakoplatu dira eta neurketa 2.2 irudian adierazitako $X8$ puntuan burutu da.



2.7. irudia: Aplikazio zehatzean txertaturik, antenak ISM-433 bandan aurkezten duen Γ_{ant} islapen koefizientea.

Honela, jatorrizko egokitzapen sarearen sarrerako eta irteerako portuetako inpedantzien egoerak aztertzen badira (2.8 irudia) ikus daiteke, sarrerari dagokionez, Z_s eta Z_{in} inpedantziak elkarren konjokatuak ez diren arren, ez daudela urrun egoera ideal horretatik. Aldiz, jatorrizko sarearen irteerako portuari dagokionez, Z_{out} eta Z_{ant} inpedantziak elkarren konjokatuak izatetik urruti daude. Honela, nahiz eta iturritik jatorrizko egokitzapen sarearako potentzia transferentzian galera handiak emango ez diren, irteerako portuko desegokitzapenaren ondorioz, potentzia transmisioan emango diren galerak nabarmenak izango dira. Honenbestez, antenara iritsitako potentzia, 2.2 irudian adierazitako potentzia eskuragarriaren 13 dBm-tako balio ideatetik nabarmen aldentuko da.



2.8. irudia: Jatorrizko egokitzapen sarearen (a) sarrerako eta (b) irteerako nodoetako inpedantzien egoerak. Sarrerako nodoari dagokionez, Z_s eta Z_{in} inpedantziak ez dira elkarren konjokatuak, baina egoera horretatik gertu daude. Aldiz, irteerako nodoko Z_{out} eta Z_{ant} inpedantziak urruti daude elkarren konjokatuak izatetik.

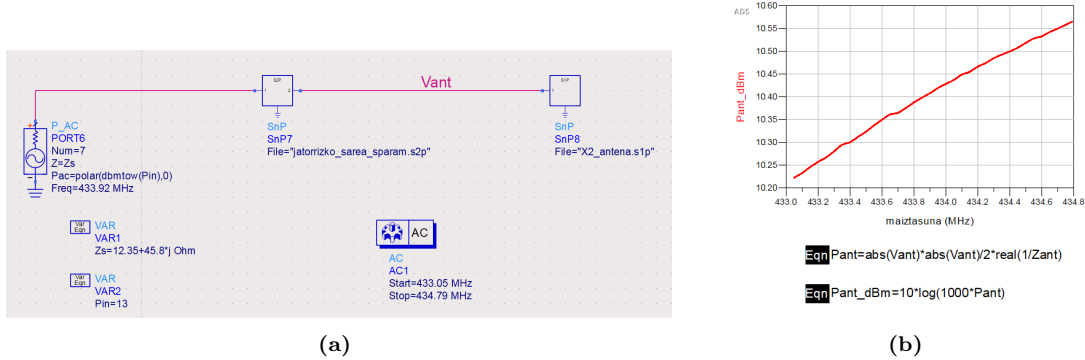
Aitzitik, antenaren sarrerara iristen den potentzia simulatu daiteke, ondoko ekuazioaren bidez [1]:

$$P_{ant} = \frac{1}{2} |V_{ant}|^2 \operatorname{Re} \left\{ \frac{1}{Z_{ant}} \right\} \quad (2.2)$$

non V_{ant} antenaren borneen arteko tentsioa den eta Z_{ant} antenak aurkezten duen sarrerako inpedantzia. Biak ala biak, maiztasunaren menpekoak dira.

Honenbestez, jatorrizko sarearen desegokitasuna aztertzeko, antenari zein potentzia iristen zaion simulatu da. Horretarako, ADS simuladoreaz [19] baliatu da, eta (2.2) ekuazioa hartu da aintzat. Simulazioa burutzeko, neurtutako Z_s eta Z_{ant} inpedantziak (2.8 irudia), eta jatorrizko egokitzapen sarearen neurtutako S-parametroak (2.5 irudia) behar izan dira. Bestalde, arestian aipatu den bezala, sentsorearen potentzia eskuragarria 13 dBm-takoa da nominalki. Honela, jatorrizko egokitzapen sarearekin ematen den potentzia transferentzia simulatzeko, lehenik, 13 dBm-tako potentzia ematen duen eta Z_s barne inpedantzia daukan sorgailu bat ezarri da. Ostean, esperimentalki neurtutako jatorrizko sarearen S-parametroak dituen bloke bat lotu zaio. Azkenik, antenaren inpedantzia jasotzen duen beste bloke bat gehitu da. Aipatu konfigurazioa, 2.9(a) irudian adierazi da.

2.9(b) irudian, baldintza hauetan antenak jasoko zukeen potentzia adierazi da. Bertan ikus daiteke, sorgailutik antenarako potentzia transferentzian galerak daudela, 2.8 irudian aztertutako jatorrizko egokitzapen sarearekin lotutako desegokitzapenaren ondorioz. Zehazki, sentsoreko potentzia eskuragarriaren ia erdia galtzen da antenarako transferentzian. Beraz, ezinbestekoa da inpedantzien egokitzapena bermatuko duen egokitzapen sare baten diseinua, potentzia transferentzia maximoa izango bada; hots, irismena hobetu nahi bada.

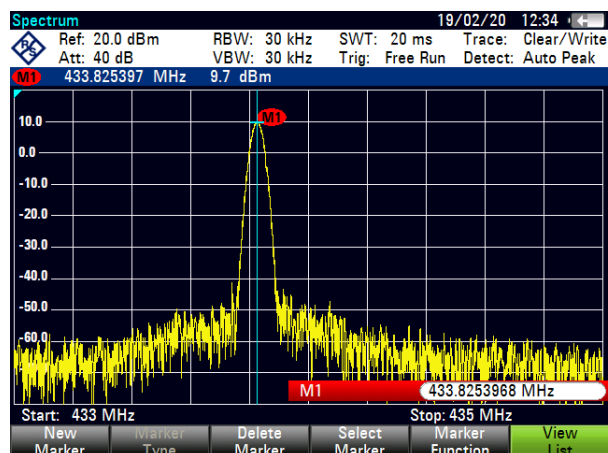


2.9. irudia: Jatorrizko egokitzapen sarearekin antenak jasotzen duen potentziaren simulazioa. (a) irudian, simulazioa burutzeko erabilitako konfigurazioaren eskematikoa ageri da. (b) irudian, potentzia eskuragarria 13 dBm delarik eta (2.2) ekuazioan oinarrituz, ISM-433 bandan antenak jasoko zukeen potentzia adierazten da, dBm-tan. Eskuragarri dagoen potentziaren erdia jasotzen du antenak.

2.4 Desegokitzapen Baldintzen Eragina

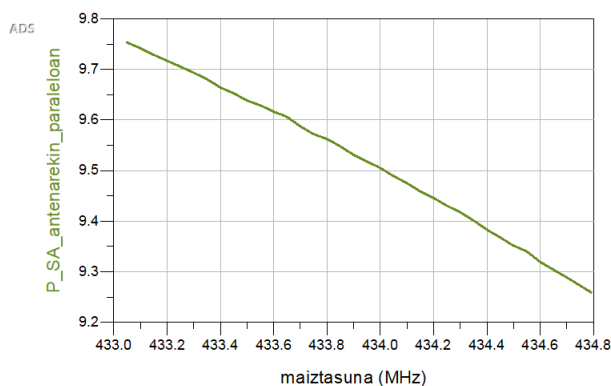
Laborategian, gailu batek jasotako potentzien neurketa burutzeko, espektro analizadorea (*Spectrum Analyzer*, SA) erabili ohi da. Aipatu neurgailuak, 50 Ω -ko sarrerako inpedantzia aurkezten du. Ohiko erabilpenetan, 50 Ω -ko karga batek (edo sarrerako inpedantzia hori aurkezten duen gailu, zirkuitu zein etapak) jasoko zukeen potentzia zenbatesten du, haren ordez txertatuz zirkuituan. Hala ere, aztergai dugun kasuan, antenaren sarrerako inpedantzia 50 Ω -ren ezberdina denez, zirkuituan haren ordez espektro analizadorea gehitzean, neurturikoak ez luke antenak jasoko zukeen potentzia adieraziko.

Antenak sistema txertatutaren funtzionamendu normalean jasoko duen potentzia, espektro analizadorearekin ezaugarritu ezin daitekeela jakin arren, antena, sarea eta iturria ondo ezaugarrituta daudela egiaztatzeko neurketa bat egin da aipatu neurgailua erabiliz. Horretarako, antena enkapsulatutako ingurunean dagoelarik, espektro analizadorea paraleloan gehitu zaio, 2.2 irudian adierazitako X2 puntura lotuz 2.3 irudiko transmisio lerroen bitartez. Konfigurazio honetan, 2.10 irudiko emaitzak behatu dira neurgailuan.



2.10. irudia: Espektro analizadorean antenarekin paraleloan ezarriz, neurgailuan behatutako potentzia, sistema txertatua enkapsulatutako ingurunean dagoelarik.

Neurketa hau, ADS simuladoreaz baliatuz burututako simulazioarekin alderatu da. Simulazio horretan, sistema txertatua enkapsulatuan barneratuta dagoen baldintzetan, analizadorea antenarekin paraleloan ezartzean espektro analizadoreak jasoko zukeen potentzia simulatu da (2.11 irudia). Simulazio hauetan, espektro analizadorea ezaugarritzeko, neurgailuak agertzen duen sarrerako inpedantziaren (50Ω) balio nominal bereko erresistentzia batez baliatu da.



2.11. irudia: Jatorrizko konfigurazioarekin, ISM-433 bandan espektro analizadoreak jasoko zukeen potentziaren simulazioa, neurgailua antenarekin paraleloan ezartzean.

2.10 eta 2.11 irudiak aztertuz ikusten da simulazioak bat datozela esperimentalki neurtutakoarekin. Hau da, 50Ω balio nominaleko karga bat zirkuitura gehitzean (antenarekin paraleloan), karga horrek jasoko zukeen potentzia, bat dator goera berdinean aurkitzen den espektro analizadorean neurtzen den potentziarekin. Honenbestez, antena, sarea eta iturria era egokian erduztatu direla berretsi ahal izan da.

Bestalde, ULMA Embedded Solutions enpresan susmoa zuten, sentsorea desegokitzapen baldintzetan aurkitzen zenean, gai zela potentzia gehiago igortzeko. Izan ere, sistema txertatuetan, seinale digitala moldatu egin daiteke, desegokitzapenen ondoriozko islapena jazotzen dela detektatzean, potentzia han-

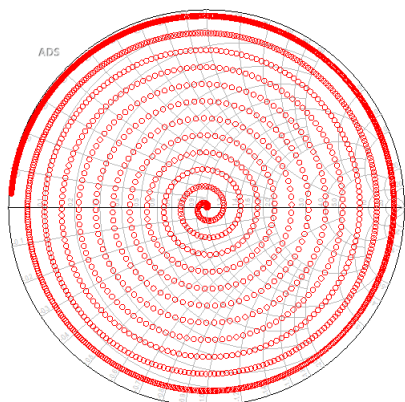
diagoa eman dezan.

Hori gertatzen denentz aztertzeko, antena enkapsulatutako ingurunetik atera eta orientazio zein ingurune ezberdinetan ezartzean, espektro analizadorean neurtutako potentzia behatu da, neurgailua antenarekin paraleloan ezarri delarik. Nertutako potentziak 9.6-10.5 dBm tartean aurkitzen ziren. Hau da, nahiz eta antenari dagokion sarrerako inpedantziaren balioa asko aldatu ingurunea eta orientazioa aldatzean, neurturiko potentzietan ez zen aldaketa nabarmenik jazotzen.

Honela, antenaren sarrerako inpedantzia ezberdinetarako, 2.11 simulazioak errepikatu dira (2.12(b) irudia). Antenaren sarrerako inpedantziak ingurunearen arabera har ditzakeen balio ezberdinak erduztatzeko, inpedantzia ekorketa batean oinarritutako simulazio bat burutu da. Horretarako, islapen koefizienteaz baliatu da, zeinaren ekorketa espiral itxurako kurba baten bitartez burutu den (biak ala biak zuzenki lotuak baitaude, (2.1) ekuazioaren bidez), ondoko erlazio matematikoaren bitartez [22]:

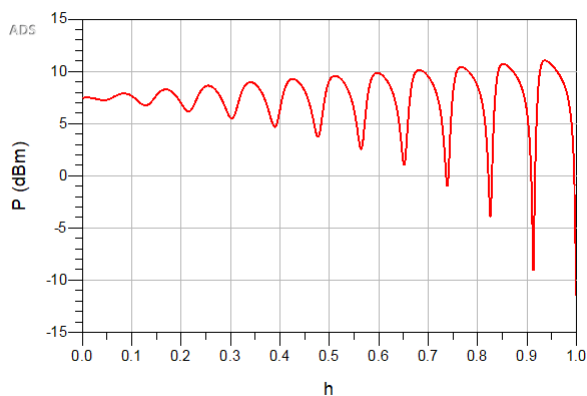
$$\Gamma(h) = 0.999he^{j(2N\pi+\pi)h} \quad (2.3)$$

h ekorketa parametroa izanik, [0,1] tarteko balioak hartzen dituena, eta $N = 11$. Honi esker, 2.12(a) irudiko Smith-en kartako ekorketa lortzen da.



AC.freq (433.9MHz to 433.9MHz)

(a)

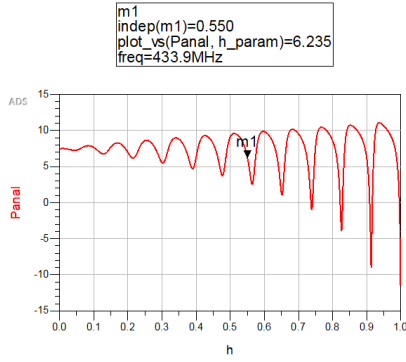


(b)

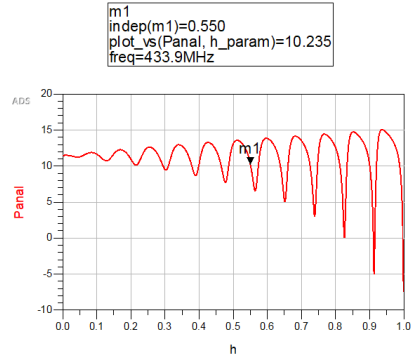
2.12. irudia: (a) Antenaren sarrerako inpedantziaren bariazioak ezaugarritzeko ekorketa (2.3 ekuazioan oinarrituz), eta (b) antenaren sarrerako inpedantzia horietarako, analizadorean neurtuko zatekeen potentziaren simulazioa, analizadorea antenarekin paraleloan egonik.

2.12 irudiko simulazioetan ikusten da, antenaren sarrerako inpedantzia ezberdinetarako, espektro analizadorera iritsiko zatekeen potentziak orotariko balioak hartzen dituela. Hala ere, laborategian, 9.6-10.5 dBm tarteko balioak behatzen ziren. Beraz, honek adierazten du, sentsoreak, islapenaren ondorioz jazotzen diren potentzia galerak konpentsatzen dituela, sistema txertatuko potentzia eskuragarria handiagotuz.

Suposa bedi, ingurune zehatz batean antenak 2.13(a) irudian $m1$ puntuak adierazpen duen islapen koefizientea erakusten duela ($\Gamma = 0.54945e^{j2.042}$). Kasu horretan espektro analizadoreak sarreran jasoko zukeen potentzia 6.235 dBm-takoa zatekeen. Honela, laborategian neurtutako 10 dBm inguruko potentziak neurtuko badira, sistemaren potentzia eskuragarria 17 dBm baliokoa izan beharko zatekeen (2.13(b) irudia), hots, 2.5 aldiz handiagoa.



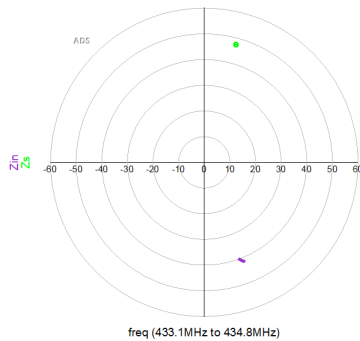
(a)



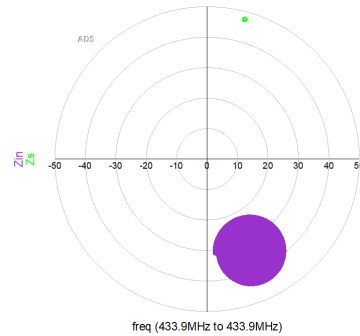
(b)

2.13. irudia: Antenaren islapen koefizientea $\Gamma = 0.54945e^{j2.042}$ denean, antenara iristen den potentzia, sentso-rearen potentzia eskuragarriak (a) 13 dBm-ko balio nominala duenean eta (b) 17 dBm-ko balio nominala duenean. Lehenengo kasuan, ez dira laborategian neurtutako 10 dBm-ren inguruko balioak lortzen; aldiz, sentso-rearen potentzia eskuragarria 17 dBm-koa denean, aipatu 10 dBm-ren inguruko balioak lortzen dira islapen koefizientearen ausazko balio honetarako.

Antena, sarea eta iturria ondo ereduizatuta zeudela baieztatu deneko kasuan, antena enkapsulatuaren barruan egonik eta espektro analizadorea paraleloan gehituta, egokitzapen sarearen sarrerako planoan, desegokitzapena ez da oso nabarmena (2.14(a) irudia), eta beraz, ez da potentzia islapen handirik sortzen plano horretan. Ondorioz, sistema txertatuak ez du potentzia gehigarri ikertzen; hots, potentzia eskuragarria 13 dBm-takoa izanen da nominalki. Aldiz, antena ingurune horretatik atera eta inpedantzia ezberdinak hartzen dituean (2.12(a) irudiaren bidez ereduizatua), sarrerako planoan desegokitzapen handiagoa jazotzen da (2.14(b) irudia), eta beraz, sistemak desegokitzapenaren ondoriozko islapena detektatzen du. Islapen horren ondoriozko potentzia galerak konpentsatzeko, sistemak seinale digitala moldatzen du, sentso-reak potentzia gehiago igortzea ahalbidetuz. Hala ere, horrek, bateriaren kontsumo handiagoa eskatzen du. Ondorioz, bateriaren bizitza zein sistemaren eraginkortasuna murrizten dira.



(a)



(b)

2.14. irudia: Jatorrizko egokitzapen sarearen sarrerako planoan bi aldeetara behatuko ziratekeen inpedantzien simulazioak, analizadorea antenarekin paraleloan konektatuta dagoelarik, (a) antena enkapsulatuaren barneratuta egonik eta (b) enkapsulatutik aterata.

Honenbestez, aplikazio honetan, potentzia islapena eragotziko duen egokitzapen sarearen diseinuak, ezinbesteko garrantzia du sistemaren eraginkortasun eta bateriaren kontsumoari dagokionez.

2.5 Potentzia Transferentzia Maximorako Egokitzapen Sarearen Diseinua

2.3 atalean ikusi da, jatorrizko konfigurazioarekin sorgailuak emandako potentziaren erdia iristen zaiola antenari, inpedantziak ez baitaude ongi egokituta. Horren eraginez, 2.4 atalean ondorioztatu da, sistemak islapena detektatu eta potentzia eskuragarriaren balioa handitu egiten duela, bateriaren xahupena handituz. Honela, sistema txertatua eraginkorra izango bada, ezinbestekoa da islapena minimizatzea. Azken hori ahalbidetuko duen egokitzapen sarea diseinatzeko, Z_s zein Z_{ant} inpedantzien balioak hartu behar dira kontutan.

Egokitzapen sarea perfektua izango da soilik maiztasun balio zehatz batentzat, eta balio horretatik urrundu ahala, sarearen egokitasuna degradatzen doa, sareko elementu diskretuek maiztasunarekiko menpekotasuna erakusten dutelako. Sistemak, ISM-433 bandak zehaztutako maiztasun tartean jardungo duen arren, banda hau horren estua izaki, sarearen portaera ez da ia aldatuko tarte osoan zehar, eta balio garria izango da bandak barne hartzen dituen maiztasun balio orotarako. Hala ere, egokitzapena, tartearen erdiko maiztasunaren baliorako burutuko da, kasu hauetan egin ohi den gisan. ISM-433 bandaren erdiko maiztasunaren balioa 433.92 MHz-takoa da, eta maiztasun horretara Z_s eta Z_{ant} inpedantzien balioak ondokoak dira:

- $Z_s = 12.35 + j45.8 \Omega$
- $Z_{ant} = 10.95 - j32.6 \Omega$

Inpedantziak egokitzeko prozesuan, infinitu konfigurazioen bitartez lortu daiteke potentzia transferentzia maximoa ahalbidetzen duen egokitzapen sarea, konplexutasuna mugagabea delarik. Hala ere, orokorrean, egokitzapen sare posible guztien artean bat aukeratzeko, zenbait faktore hartu ohi dira kontuan. Esaterako, egokitzapena ahalbidetzen duen soluziorik sinpleena lehenesten da. Horrez gain, egokitzapena burutu deneko maiztasunetik aldentzean, erantzun onena eskaintzen duen (galera gutxien dituen) sarea hobesten da. Oro har, aplikazio konkretu honek mugapen bat gehitzen dio sarearen diseinuari. Izan ere, PCB-an osagaienezako ezarritako posizioak finkoak dira, eta beraz ezin da edozein konfigurazio inplementatu bertan. Hau da, 2.2 irudian ikusi daitekeenez, sarea osatzeko erabil daitekeen osagai kopuru maximoa 5-ekoa da.

Edozein inpedantzia erreal, beste balio bateko inpedantzia erreal batean bihurtu daiteke L motako egokitzapen sare baten bitartez [1]-[2]. Honela, sinpletasuna lehenetsiz eta PCB-ak ezarritako mugapenak kontuan hartuz, Z_s eta Z_{ant} inpedantzien alde irudikariekin erresonatuko duten elementuak gehitu dira seriean, egokitzapen sarearen sarrera eta irteeran; ostean, bi elementu horien artean, L motako egokitzapen sarea gehitu da Z_s eta Z_{ant} inpedantzien alde erreala transformatzeko.

Honenbestez, sarearen sarreran, kondentsadore bat gehitu da seriean ($C = 8.008 \text{ pF}$), Z_s -ren alde irudikari positiboarekin erresonatuko duena, eta sarearen irteeran, Z_{ant} -en zati irudikari negatiboarekin erresonatuko duen induktantzia ($L = 11.957 \text{ nH}$), hau ere seriean. Bi elementu horien artean kokatuko den L motako egokitzapen sarea diseinatzeko, kontuan hartu behar da, Z_s -ren alde erreala, antenak aurkezten duen inpedantziaren alde erreala baino handiagoa dela. Beraz, lehenbizi erreaktantzia bat ezarri behar da paraleloan eta ostean, beste bat seriean [1]-[2]. Kasu honetan, kondentsadorea ezarri da paraleloan, lurrererako lotura eginez. Izan ere, honi esker, antenara maiztasun altuko osagaiak iristea sahiesten da, sareari behe paseko iragazki itxura emanez. Bestalde, sarearen irteeran induktantzia bat egonik, L motako sarean seriean ezarri den erreaktantzia ere induktantzia bat izan da. Horrela, sarea eraikitzeke behar den osagai kopurua txikiagoa da, seriean dauden induktantziak, bien balioak batzen dituen induktantzia

baliokide bategatik ordezkatu baitaitezke. L motako sarea osatzen duten erreaktantziek izango dituzten balioak zehazteko, lehenbizi Q parametroa zenbatetsi behar da:

$$Q = \sqrt{\frac{\operatorname{Re}(Z_s)}{\operatorname{Re}(Z_{ant})}} - 1 \quad (2.4)$$

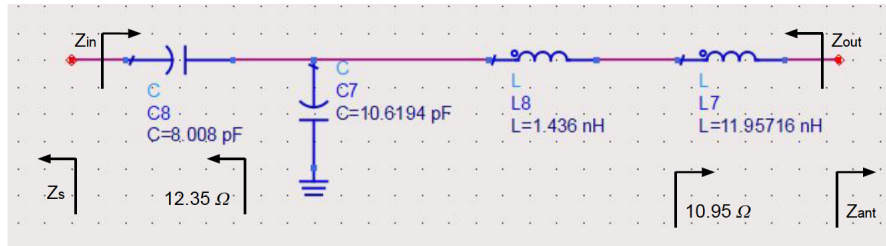
Honenbestez, L sareko C eta L osagaien balioak ondoko eran zehazten ahal dira:

$$C = \frac{Q}{\omega \operatorname{Re}(Z_s)} \quad (2.5)$$

$$L = \frac{Q \operatorname{Re}(Z_{ant})}{\omega} \quad (2.6)$$

non $\omega = 2\pi f$ den, $f = 433.92$ MHz delarik. Honenbestez, $C = 10.619$ pF eta $L = 1.436$ nH izanen dira.

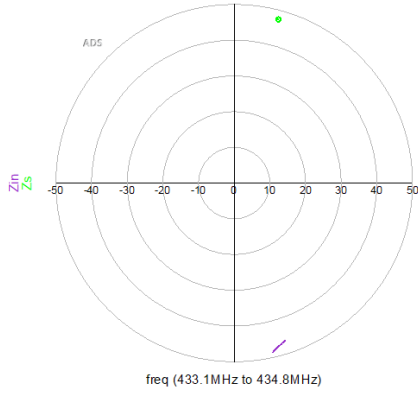
Guzti hau kontuan izanik, RF komunikazioko potentzia transferentzia hobetzeko proposatu den egokitzapen sarearen diseinua 2.15 irudian ikus daiteke.



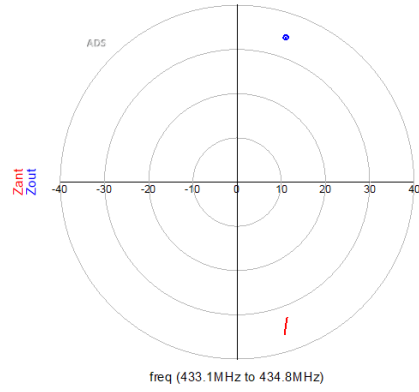
2.15. irudia: Korta enpresarentzat garatutako sentsoreari dagokion ingurune zehatzean, Z_s eta Z_{ant} inpedantziak egokitzea ahalbidetzen duen sarea.

Proposatutako sareak egokitzapena bermatzen duentz ziurtatzeko, 2.15 irudiko egokitzapen sarearen sarrerako eta irteerako terminaletan bi noranzkoetan inpedantzia konjokatuak behatzen direnentz aztertu da (2.16 irudia), simulazioen bitartez. Honela, 2.16 irudiko emaitzetan ikusten da, $Z_{in} = Z_s^*$ eta $Z_{out} = Z_{ant}^*$ direla. Beraz, diseinua era egokian burutu dela berretsi daiteke. Horri esker, sentsoreak eskuragarri duen potentzia osoa transmititzen dio sareari, eta ostean, sareak kargari, orotara potentzia transferentzia maximoa ahalbidetuz.

Proposatutako egokitzapen sarearekin, sentsoreak eskuragarri duen potentzia balio nominaletik (13 dBm), antenak zenbat jasotzen duen simulatu da (2.17 irudia). Proposatutako sareak, ideala izanik, egokitzapena burutu deneko maiztasunean (ISM-433 bandaren erdiko maiztasunean), antenak sarreran 13 dBm-tako potentzia jasotzea ahalbidetzen du, jaso zezakeen potentzia maximoa. Honek, proposatutako egokitzapen sarearen diseinuaren balioagarritasuna berresten du. Tartearen erdiko maiztasun balio horretatik urrundu ahala, antenak jasotzen duen potentzia baxuagoa da, maiztasun balio horietan ez baita perfektua egokitzapena. Hala ere, jazotzen diren aldaketak arbuigarriak dira, eta ISM-433 tarte osoan antenak ia sorgailuak emaniko potentzia osoa jasotzen du. Honenbestez, nahiz eta egokitzapena bandaren erdiko maiztasun baliorako egin den, banda osoan oso erantzun ona aurkezten du.

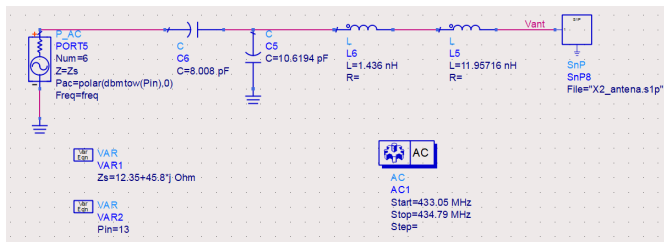


(a)

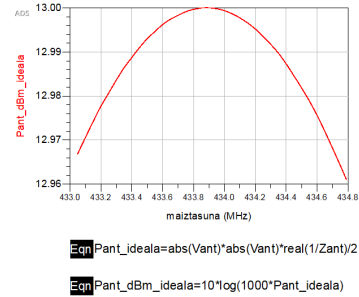


(b)

2.16. irudia: Proposatutako egokitzapen sare idealaren (a) sarrerako eta (b) irteerako nodoetako inpedantzien egoerak. Sarrerako nodoari dagokionez, Z_s eta Z_{in} inpedantziak elkarren konjokatuak dira, eta baita irteerako nodoko Z_{out} eta Z_{ant} inpedantziak ere.



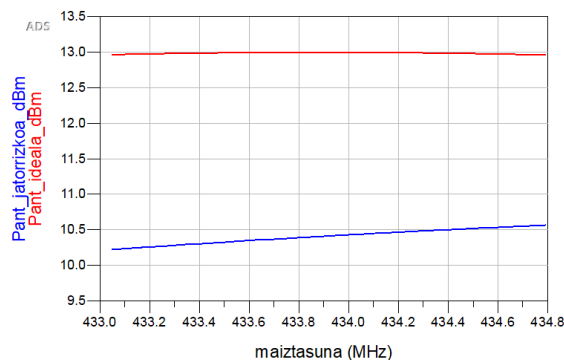
(a)



(b)

2.17. irudia: Proposatutako egokitzapen sarearekin antenak sarreran jasotzen duen potentzia, sorgailuak nominalki eskuragarri duen potentzia 13 dBm-takoa izanik. (a) Simulazioa burutzeko eraikitako zirkuituaren eskemati-koa eta (b) simulazioaren emaitzak. Potentzia transferentzia maximoa, ISM-433 bandako erdiko maiztasunerako ematen da. Oro har, balio horretatik urruntzean, antenari transferitutako potentzian ematen diren aldaketak arbuia garriak dira.

Honela, jatorrizko egokitzapen sarearekin eta proposatutako egokitzapen sarearekin antenak jasoko lituzkeen potentziak simulatu dira (2.18 irudia). Proposatutako egokitzapen sareak nabarmen hobetzen du potentzia eskuragarriaren antenarako transferentzia: diseinu berriari esker, 2.75-2.5 dBm gehiago jasotzen ditu antenak. Ondorioz, islapena minimizatu egiten da, eta horren aurrean, sistemak ez luke potentzia gehigarririk emango. Horri esker, bateriaren xahupena murriztu egingo litzateke, bere bizitza luzatuz eta sentsorearen efizientzia handituz.

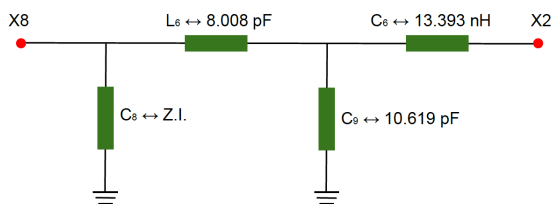


2.18. irudia: Gorriz, proposatutako sarearekin antenak jasoko zukeen potentzia ($P_{ant-idealak}$), eta urdinez, jatorrizko egokitzapen sarearekin jasotzen duena ($P_{ant-jatorrizkoa}$), biak ala biak dBm unitatetan.

2.6 Sare Idealetik Sare Errealera: Diseinatutako Egokitzapen Sarearen Implementazioa

Aurreko atalean, diseinatutako sare idealak potentzia transferentzia maximoa bermatzen duela ikusi da. Hala ere, diseinatutako sarea sentsorean implementatu nahi bada, aintzat hartu beharreko faktore anitz daude: hala nola, PCB-aren transmisio lerroen eragina, lurreko planorako konexioen eragina, elementuen tolerantziak... Horrez gain, eskuragarri dauden inдукtantzia eta kapazitateen balioak mugatuak dira. Honenbestez, sare idealaren konfigurazioan oinarrituz, lehenbizi transmisio lerroen zein lur-planoen eragina gehitu da. Ostean, eskuragarri dauden osagaien balioak kontsideratuz, sare idealaren portaerara gehien gerturatzen den konfigurazioa aukeratu da.

Proposatu den egokitzapen sarea sentsorean implementatuko bada, 2.2 irudiko $C8$ elementua kendu egin behar da (zirkuitu ireki bihurtu); $L6$ -ren lekuan, 8.008 pF-ko kapazitate bat ezarri behar da; $C9$ -ren lekuan, 10.619 pF balioko kapazitate bat egonena da; azkenik, $C6$ -ren lekuan, 13.393 nH-ko inдукtantzia bat ezarri behar da. Aipatu aldaketak 2.19 irudiak laburbiltzen ditu.

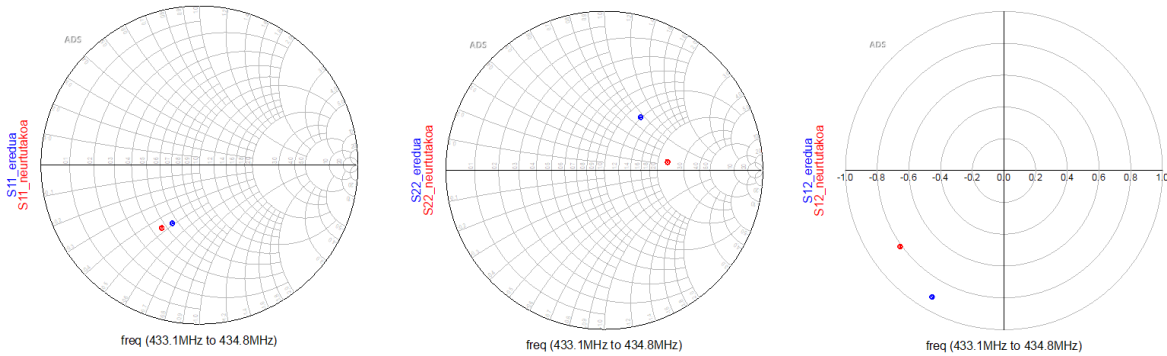


2.19. irudia: Proposatutako sarea implementatzeko PCB-an burutu beharreko aldaketak.

2.6.1 Transmisio Lerroen eta Lurrerako Konexioen Eragina

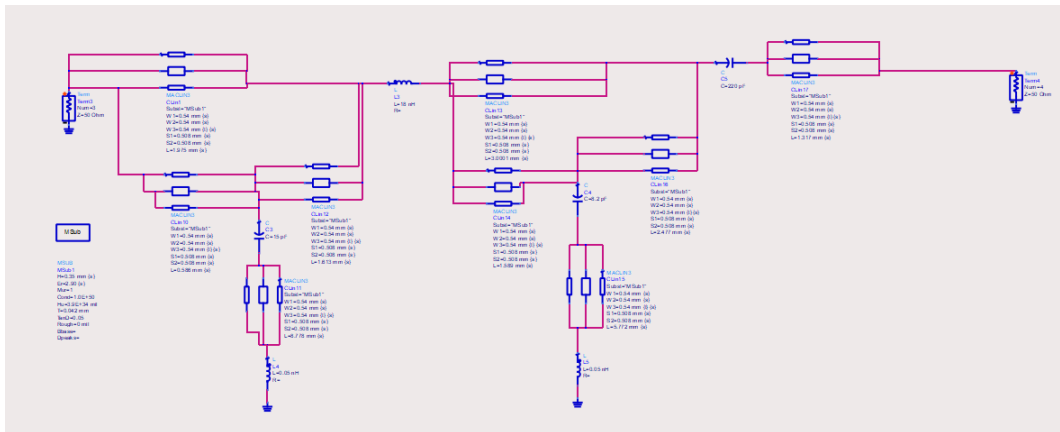
2.2 irudian aurkeztutako jatorrizko egokitzapen sarea kontsideratzen bada, eta esperimentalki neurtutako, zein dagokion zirkuitu elektronikoa idealaren S-parametroak aztertzen badira (2.20 irudia), bi emaitzen

arteko aldea nabarmena da. Honenbestez, badaude zirkuitu idealean kontsideratu ez diren zenbait efektu, sarearen maiztasun erantzunean eragina dutenak; hala nola, elementuen tolerantziak, elementu bakunak lotzen dituzten transmisio lerroak zein lurrerako konexioak.



2.20. irudia: Urdinez, jatorrizko sareari dagokion zirkuitu elektronikoaren S-parametroak eta gorritz, jatorrizko sarearen kasuan esperimentalki neurtutakoak. S_{11} eta S_{22} parametroak Smith-en kartan adierazi dira, eta S_{12} parametroa diagrama polarrean. Parametroen arteko aldeak aditzera ematen du, eredu idealean kontsideratu ez diren zenbait fenomenok eragiten dutela sarearen izaeran.

Honela, elementuen tolerantzietan, transmisio lerroek zein lurrerako konexioek izanen duten eragina ezaugarritzeko, inplementatutako jatorrizko egokitzapen sareaz baliatu da. Batetik, zuzenean VNA bidez neurtutako S-parametroak kontsideratu dira; bestetik, ADS programan inplementatutako sareari dagokion zirkuitu elektronikoaren S-parametroak. Bigarren honi, elementuen bakunen tolerantzien, transmisio lerroen zein lurrerako konexioen eragina gehitu zaio (2.21 irudia), eta ezezagunak diren parametroen konbinazio ezberdinak kontsideratuz, errealitatea zehatzen ezaugarritzen duen eredu aukeratu da. Parametro konbinazio ezberdinekin lortzen diren sareen S-parametroak simulatzeko, parametro horiek izan ditzaketen bariazioak kontuan hartzen dituen Montecarlo analisia burutu da.

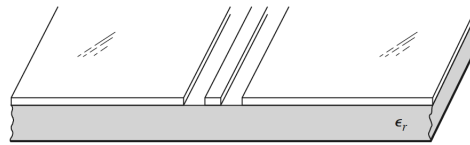


2.21. irudia: Jatorrizko egokitzapen sareari dagokion zirkuitu elektronikoa, elementuen tolerantzien, transmisio lerroen zein lurrerako konexioen eragina gehituta.

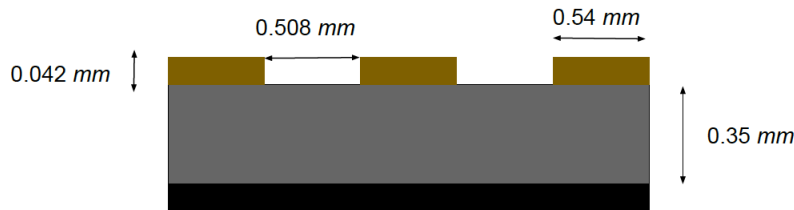
Oro har, lurrerako konexioen eragina inductorren bitartez ereduztatu da. Harilaren balio nominala, ADS bidezko ereduztapenetik lortutako simulazioen eta emaitza errealen arteko gerturatze handiena ematen duena izanen da. Bestalde, zirkuitu elektronikoa, osagai bakunen arteko loturak *microstrip coplanar*

transmisio lerroen bidez burutzen dira (2.22 irudia) [1]. Transmisio lerro hauen eragina ADS-n inplematzeko, zenbait parametro hartu behar dira kontuan: dimentsioak (2.23 irudia), galerak eta permitibitate dielektrikoa, kasu. 2.23 irudian ageri diren dimentsioen eta elementuen arteko distantzien (transmisio lerroen luzeren) kasuan, gutxieneko errore bat kontsideratu da (%1), agertu ditzaketen aldakortasunak aintzat hartzeko. Bestalde, transmisio lerroen permitibitatea ezin daiteke zuzenean ondorioztatu substratuaren permitibitatea kontsideratuz soilik. Izan ere, *microstrip coplanar* egituran, eroalea substratuko materialaz gain, airez ere inguratuta dago. Hau da, eremu lerroetako batzuk zonalde dielektrikoan daude, eroalearen eta lur-planoaren artean, eta frakzio bat eroalearen eta airearen artean, substratuaren gainetik. Ondorioz, permitibitate dielektriko eraginkor bat definitu behar da. Baldin eta eroalearen altuera arbuia garritzak hartzen bada, (2.7) adierazpen teorikoaren bitartez hurbildu daiteke aipatu parametroa [1]:

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{w}\right)^{-1/2} \quad (2.7)$$



2.22. irudia: *Microstrip coplanar* transmisio lerroen geometria, [1]-etik hartua.

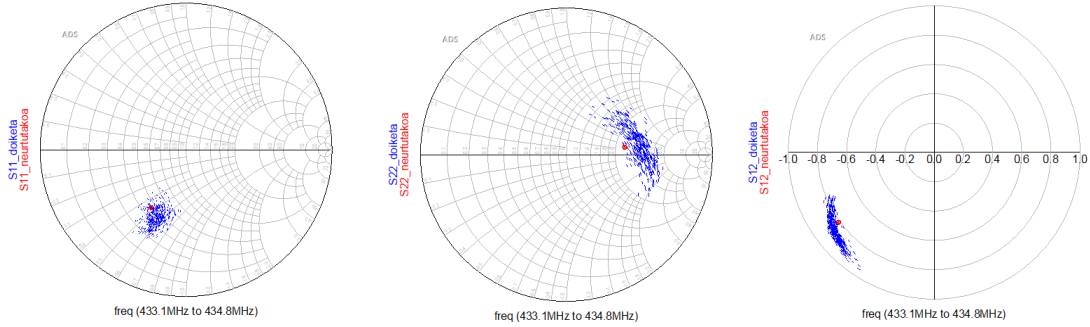


2.23. irudia: Sentsoreari dagozkion transmisio lerroen dimentsioak.

Substratuaren materialari dagokion permitibitatea maiztasunarekin aldatuko den arren, hurbilketa gisa, ISM-433 bandan balio finko bat hartzen duela suposatuta da. Honenbestez, kasu honetan, $\varepsilon_r = 4.55$, $h = 0.35$ mm eta $w = 0.54$ mm direlarik, lortzen den konstante dielektriko eraginkorraren balioa $\varepsilon_{eff} = 3.37$ -koa da. Eroalearen altuera arbuia garritzat kontsideratzeak ereduari errore bat gehitzen dion arren, hurbilketa erabilgarria izan daiteke analisi estatistikoan balio zentrala aukeratzeko orduan. Aitzitik, lur planoaren eragina inplematzerako orduan egin den gisan, konstante dielektriko eraginkorraren balioa, erantzun simulatu eta esperimentalari dagozkien S-parametroak ahalbait gehien hurbiltzea ahalbidetzen duena izanen da.

Honela, zirkuitu idealari, elementuen tolerantzien, transmisio lerroen zein lurrerako konexioen eragina gehituz, eta parametro ezezagunen bariazioak kontuan hartuz, Montecarlo analisi bat burutu da, jatorrizko sarearen neurtutako zein ereduaren bidezko S-parametroak alderatzeko (2.24 irudia). Zehazki, elementu bakunen, transmisio lerroen dimentsioen, substratuaren permitibitatearen eta lurrerako konexioak ezaugarritzeko erabilitako induktantzien aldakortasuna hartu da kontuan: elementuei dagokienez, %5-eko tolerantziak hartu dira kontuan, dimentsioen aldakortasuna %1-ekoa kontsideratu da, permitibitatearen balioa [2.5 – 3.5] balioen artean aldatu da, eta lurrerako konexioak ereduatzeko induktantzien

balioa [0.01 nH - 0.5 nH] tartean.



2.24. irudia: Gorriz, jatorrizko sarearen kasuan esperimentalki neurtutako S-parametroak, eta urdinez, ADS-n eraikitako ereduari dagozkionak, Montecarlo analisia aplikatzean. Analisi horren bitartez, transmisio lerroen, lurrerako konexioen eta elementuen tolerantzien eragina simulatu da. S_{11} eta S_{22} parametroak Smith-en kartan adierazi dira, eta S_{12} parametroa diagrama polarrean.

Montecarlo analisiaren bidez, jatorrizko sarera gehien hurbiltzea ahalbidetzen duen eredia aukeratu da. Eredu hori da, hain zuzen ere, proposatutako sarearen erantzuna errealitatera hurbiltzeko kontsideratuko dena.

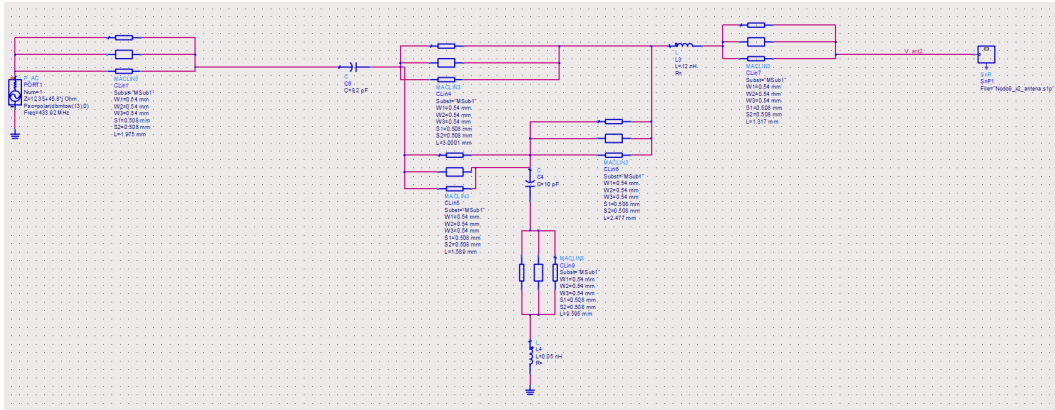
Aipatzekoa da, jatorrizko sarera gehien hurbiltzea ahalbidetzen duen ereduaren kasuan, $\epsilon_{eff} = 2.90$ dela. Permitibitate eraginkor honen balioa, hurbileketan kalkulatu dena baino txikiagoa da. Izan ere, eroalearen altuera arbuigarri izatetik urruti dagoelarik, hura inguratzen duen airearen eragina hurbilketan kontsideratzen dena baino handiagoa da. Horrez gain, aipatu ereduaren, lurrerako konexioak $L = 0.05$ nH-ko induktantzia baten bitartez erduztatu dira. Honela, sentsorea ADS-n inplementatzea ahalbidetzen duen eredia identifikatu da, elementu elektroniko bakunen balioak tolerantzien barruan egonik eta lerroen dimentsioak kontsideratutako aldakuntza tartean.

2.6.2 Proposatutako Sare Errealia

Doikuntza hoberena dela kontsideratu denari dagozkion parametroak aintzat hartuz, potentzia transferezientzia maximizatzeko diseinatutako egokitzapen sarea (2.15 irudia) errealitatera hurbilduko duen eredia inplementatu da, 2.25 irudiko zirkuitu elektronikoa lortuz.

Ostean, ULMA Embedded Solutions enpresan eskuragarri dauden kondentsadore eta harilak kontuan hartuz, zenbait konfigurazio ezberdin kontsideratu dira, horietatik hurbilen dauden elementuak kontsideratuz:

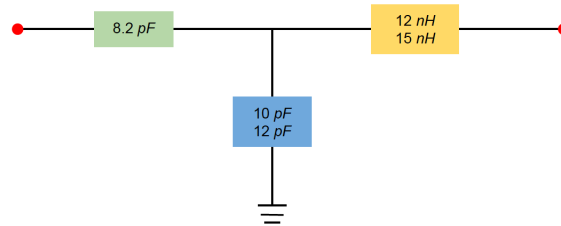
- 2.25 irudiko $C8 = 8.008$ pF balioko kondentsadorea ordezkatzeko, 8.2 ± 0.25 pF-ko kondentsadorea ezarri da.
- 2.25 irudiko $C7 = 10.619$ pF-ko kondentsadorea ordezkatzeko, $10 \pm \%5$ pF zein $12 \pm \%5$ pF balio nominaleko kondentsadoreak probatu dira.
- 2.25 irudiko $L5 = 13.393$ nH-ko harila ordezkatzeko, $12 \pm \%5$ nH zein $15 \pm \%5$ nH balio nominaleko harilak probatu dira.



2.25. irudia: Sentsoreko potentzia transferentzia hobetzeko diseinatutako egokitzapen sareari dagokion zirkuitu elektronikoa, elementuen tolerantzien, transmisio lerroen zein lurrerako konexioen eragina gehituta.

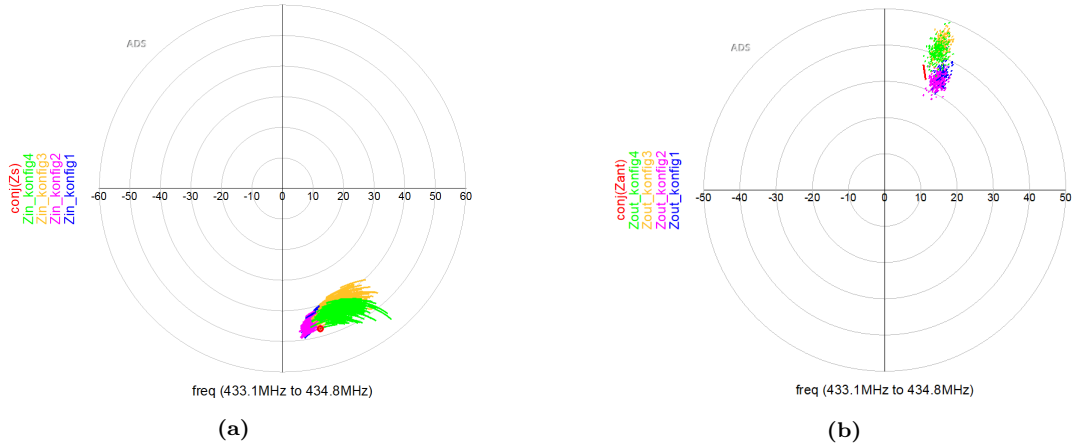
Honenbestez, lau konfigurazio posible aztertuko dira (2.26 irudia):

1. Konfigurazioa: 8.2-10-12
2. Konfigurazioa: 8.2-12-12
3. Konfigurazioa: 8.2-10-15
4. Konfigurazioa: 8.2-12-15



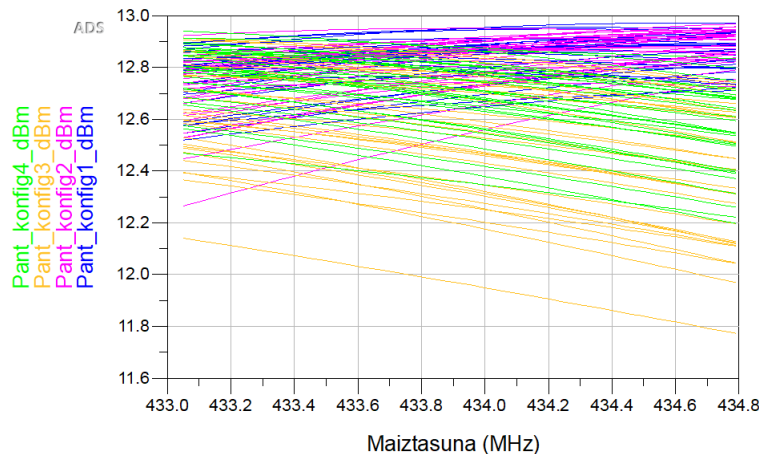
2.26. irudia: Sare errealari dagokion konfigurazio posibleak laburbiltzen dituen eskema.

Honela, lau konfigurazio hauetarako, sarearen sarrerako zein irteerako portuetako inpedantzien egoera aztertu da. Azterketa honetan ere, elementuen tolerantziak aintzat hartzeko, Montecarlo analisi bat burutu da. 2.27 irudian ikusten da, lehenengo bi konfigurazioen kasuan lortutako hodeietan ematen dela inpedantzien egokitzapen hoberrera. Honela, horiek izango dira islapen txikieneko konfigurazioak eta, ondorioz, potentzia transferentzia maximoa bermatuko dutenak.



2.27. irudia: Proposatutako egokitzapen sarearen (a) sarrerako eta (b) irteerako portuetako inpedantzia egoe-rak, eskuragarri dauden elementuak aintzat harturik proposatu diren 4 konfigurazio ezberdinetarako. Sarrerako portuaren kasuan, Z_s inpedantziaren konjokatua adierazi da eta irteerako portuaren kasuan, Z_{ant} inpedantziaren konjokatua. Elementu bakunen tolerantziak aintzat hartuta, Montecarlo analisia burutu da. Oro har, egokitzapen hobere-na lehen bi konfigurazioen kasuan ematen da.

Proposatutako egokitzapen sarearekin lotutako 4 konfigurazio ezberdinetarako, antenara iristen den potentzia simulatu da, sentsorearen potentzia eskuragarria nominalki 13 dBm-takoa dela kontuan har-tuz. Simulazio honetan ere, elementuen tolerantziak hartu dira aintzat, eta beraz, Montecarlo analisi bat burutu da AC-ko analisiarekin batera. 2.28 irudian berresten da, konfigurazio bakoitzarekin lortutako kurba multzoa ISM-433 bandan kontsideratuz, erantzun onena lehen bi konfigurazioen kasuan ematen dela. Bestalde, potentzia transmisioko galera handienak 3. konfigurazioaren kasuan ematen dira. Oro har, orokorrean, aztertutako 4 konfigurazioetan ez da desbideratze handiegirik ematen sare idealaren portaeratik (2.17 irudia), ISM-433 bandan antenara iristen den potentziari dagokionez. Ondorioz, 4 ego-kitzapen sareetatik edozein inplementatzea zuzena izango litzateke, guztiek hobetzen baitute 2-2.75 dBm tartean, jatorrizko egokitzapen sarearekin lortzen den erantzuna (2.9 irudia).



2.28. irudia: Sentsorearen potentzia eskuragarria nominalki 13 dBm delarik, antenara iristen den potentzia, proposatutako sarearen 4 konfigurazio ezberdinetarako, elementuen tolerantzien eragina aintzat harturik.

Honela, sentsoreak eskuragarri duen potentziatik antenarako potentzia transferentzia hobetzea lortuko litzateke proposatutako egokitzapen sareak *chip*-ean txertatuz. Hain zuzen ere, aipatu sareek, potentzia transferentzian 2-2.75 dBm irabaztea ahalbidetzen dute, jatorrizko egokitzapen sarearekin alderatuta, simulatutakoaren arabera. Antenak jasotzen duen potentzia handiagoa izanik, sentsore integratuaren eraginkortasuna eta bateriaren kontsumoa hobetuko lituzkete diseinatutako egokitzapen sareek.

Kapitulua 3

Desegokitzapen Baldintzapeko Egonkortasun Analisia

Irrati maiztasun eta mikrouhinetan jarduten duten zirkuituetan, gehitutako kargaren ondorioz zirkuitua desegokitzapen baldintzen menpean aurkitzen bada, sistemaren efizientzia degradatu egiten da. Aitzitik, aipatu zirkuituek gailu aktiboak baldin badituzte, desegokitzapenaren ondoriozko islapenek zirkuitua ezegonkortu dezakete, eta kasurik txarreanean hondatu. Kapitulu honetan, karga aldakorrek eragindako desegokitzapen baldintzen menpean, zirkuituaren egonkortasuna aztertzeke metodologia bat azaldu da, eta beronen erabilgarritasuna egiaztatzeke, RFko potentzia amplifikagailu baten egonkortasun analisia burutzeko erabili da.

3.1 Oinarri Teorikoa

RF eta mikrouhinetako potentzia amplifikagailuek, portaera ezegonkorra aurkezten dute; hots, sarrerako seinalearen potentzia edo maiztasunaren arabera, desiratuak ez diren oszilazioak ager daitezke [3]-[8]. Izan ere, gailu aktibo zein berrelikadura begizta anitz dituzte, maiztasun balio batentzat, oszilazio baldintzak bete ditzazketenak. Aipatu gailu aktibo eta begiztak, oszilazio baldintzak betetzera iritsi daitezke zirkuituko parametroren baten aldakuntza txiki baten aurrean (esaterako, karga baldintza, temperatura, sarrerako potentzia, polarizazioa, zahartzea...), zirkuituan egoera ezegonkorra eraginez. Dinamika kritiko hauen presentziak, arriskuan jartzen du amplifikagailuaren portaera egokia. Honela, portaera kritiko hauen detekzioa diseinuaren hasierako faseetan burutzeak ezinbesteko garrantzia dauka, akatsak era efektiboenean zuzentzeko.

Egoera solidoko potentzia amplifikagailuetan, antenaren desegokitzapenek aipatu oszilazioak eragin ditzakete, eta kasurik txarrenean amplifikagailua hondatu. Izan ere, potentzia amplifikagailuak 50Ω balio nominaleko karga baldintzetan jarduteko diseinatu ohi dira. Honela, aipatu balio nominaleko kargekin egonkorak diren potentzia amplifikagailuak, ezegonkor bihurtu daitezke, karga aldatzearen ondorioz, desegokitzapen baldintzen menpean aurkitzen direnean. Hain zuzen ere, aurreko kapituluan gertatu den antzera, potentzia amplifikagailuei lotutako antenek beren impedantzia aldatzen dute kasuan kasuko konfigurazioaren arabera. Hau da, elkar-akonplamenduaren eraginez, sareko elementu erradiatzaile baten sarrerako impedantzia, elementuak berak zein gainontzekoek sarean duten posizioaren arabera da. Honenbestez, potentzia amplifikagailuari lotzen zaion kargaren desegokitzapenaren aurrean zirkuituak duen egonkortasuna aztertzea ezinbestekoa suertatzen da.

Maiztasun baxuko egonkortasun analisirako erabiltzen diren metodo eta tresnak, denbora eremukoak izan ohi dira eta ez dira baliagarriak maiztasun altuetan jarduten duten zirkuituen kasurako. Honela, maiztasun altuko zirkuituen kasuan, maiztasun eremuko edota maiztasun-denbora eremuko analisiak era-

bili ohi dira [20]-[23]. Hala ere, aintzat hartu behar da, aipatu bi analisi hauek ezin dituztela zirkuituari dagozkion soluzio iragankorrak simulatzen ahal. Honenbestez, egoera geldikorrean kalkulaturako egonkortasuna ezin ziurtatu daiteke erabat.

Seinale txikian, kargaren araberrako egonkortasun analisia sinplea da: Rollet-en faktorea [15] eta egonkortasun zirkuluak erabiliz burutu daiteke [8], [24]. Hala ere, analisi hauek ez dute aurrez aurre ahal seinale periodiko handi baten menpean jarduten duen potentzia amplifikagailu baten egonkortasuna. Seinale handiko baldintzetan jarduten duten mikrouhinetak amplifikagailuen egonkortasuna aztertzeke, hainbat teknika aurkeztu dira [4], [7], [9], [10]-[13]. Hala ere, metodo hauek, erabili den polo-zero identifikazioa kasu [9], [20], [25], ez dira eraginkorrak edozein karga baldintzetan zirkuituaren egonkortasuna aztertzeke, eskatzen duten kostu konputazionala handiegia baita.

3.1.1 Rollet-en Egonkortasun Faktorea

1962-an J.M. Rollet-ek 2 ateko sare baten baldintzarik gabeko egonkortasuna zehazteke aztertu beharreko parametroak proposatu zituen, Z, Y, G edo H parametroetan oinarrituta [15]. Ostean, Rollet-en egonkortasun faktoreek, moldaketak jasan zituzten S-parametroak ere barne hartzeke [26]. Honela, 2 ateko sare bat baldintzarik gabe izanen da egonkorra amplifikagailuak irabazia duen maiztasun orotan ondorengo baldintza betetzen bada:

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (3.1)$$

Horrez gain, ondoko baldintzetako bat bete behar da baita ere:

$$\begin{aligned} |\Delta| &= |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| < 1 \\ B_1 &= 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 > 0 \\ B_2 &= 1 - |S_{11}|^2 + |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 > 0 \\ 1 - |S_{11}|^2 &> |S_{12}S_{21}| \\ 1 - |S_{22}|^2 &> |S_{12}S_{21}| \end{aligned} \quad (3.2)$$

Aipatu baldintzak aztertzea, eta amplifikagailuak irabazia aurkezten duen maiztasun guztietarako ondorengo egonkortasun parametroaren magnitudea aztertzea, baliokidea da [27]:

$$\mu = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - S_{11}^* \Delta| + |S_{21}S_{12}|} > 1 \quad (3.3)$$

Oro har, diseinatzaileek sarri ahanzten duten arren, aintzat hartu behar da, (3.1) eta (3.2) edota (3.3) baldintzak ebaluatu aurretik, kargaturik dagoen sistemak begizta ezegonkorrik duen ziurtatu behar dela. Hots, Rollet-en *provisoa* [28] betetuz denentz aztertu behar da: karga idealak (zirkuitu laburra edo zirkuitu irekia) dituzten bi portuko sareei dagozkien poloek alde erreal negatiboa izan behar dute, zirkuitua egonkorra izango bada.

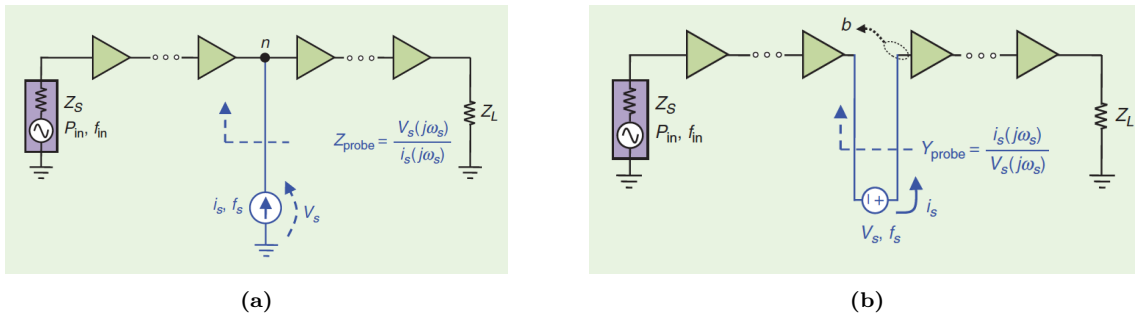
3.1.2 Polo-zero Identifikazio Metodoa

Polo-zero identifikazioan oinarritutako metodoak, [9], [20], [25] DC-ko zein seinale handiko egoera geldikorren inguruan linealizatutako amplifikagailuaren poloak zehaztea ahalbidetzen du, dagozkion maiztasun erantzunaren identifikazioaren bidez. Horrela, linealizatutako sistemaren poloen diagramaren bidez, egoera geldikorren egonkortasuna ondorioztatzen ahal da.

Polo-zero identifikazio metodoaren oinarria, DC-ko zein seinale-handiko egoera geldikorraren inguruan linealizatutako zirkuitua ezaugarritzen duen begizta itxiko maiztasun erantzunaren identifikazioa da; hots, transferentzia funtzioa lortzea. Hau da, bi polinomioren arteko zatiketa gisa deskribatutako transferentzia funtzioa sistemaren erantzunera doitzean datza. Honela, egonkortasuna edo ezegonkortasuna, definitutako transferentzia funtzioaren poloek s-planoan duten kokapenaren arabera izanen da. Hots, s-planoan ardatz irudikariaren eskuin aldean aurkitzen diren poloak, polo ezegonkorak dira, eta egoera geldikorra ezegonkorra dela adierazten dute. Honela, sistema ezaugarritzen duen polo konplexu konjokatu bikoteren baten alde erreala positiboa bada, egoera geldikorretik oszilazio bat abiatuko da.

Honenbestez, polo-zero identifikazio bidezko egonkortasun analisiak bi pausu nagusi ditu: lehenik, egoera geldikorraren inguruan linealizatutako mikrouhin zirkuituaren begizta itxiko maiztasun erantzuna simulatu behar da, seinale txikiko korrante edo tentsio sorgailua izango den zunda batez baliatuz. Ostean, maiztasun erantzun hori, bi polinomioren arteko zatiketa gisa adierazitako transferentzia funtzio batekin bateratu behar da, polo-zero identifikazio bidez.

Begizta itxiko maiztasun eremuko erantzuna neurketa zein simulazio bidez lortu daiteke. Simulazio bidezko ezaugarritzean, f_s maiztasunean jarduten duen seinale txikiko korrante edo tentsio zundak txertatzen dira zirkuituaren portu jakin batean, kontuan izanik ez dutela zirkuituaren egoera geldikorra aldatzen. Egoera geldikorra aldatu ez dadin, zunda korrante sorgailua bada, nodo batean txertatzen da paraleloan eta tentsio sorgailua bada, adar batean seriean. Korrante sorgailua erabiltzen denean, begizta-itxiko maiztasun erantzuna, zundak ikusten duen inpedantzia gisa deskribatzen da (3.1(a) irudia). Aldiz, tentsio sorgailu bat erabiltzen deneko kasuan, zundak ikusten duen admitantzia ezaugarritzen du begizta itxiko maiztasun erantzuna (3.1(b) irudia).



3.1. irudia: Begizta itxiko maiztasun erantzuna lortzeko zirkuituaren eskema, [20]-etik hartua. (a) irudian, seinale txikiko korrante sorgailu bat konektatzen da n nodoan paraleloan, eta begizta itxiko maiztasun erantzuna, zundak n nodo horretan ikusten duen inpedantzia gisa definitzen da. (b) irudian, seinale txikiko tentsio sorgailu bat konektatzen da seriean b adarretan, eta begizta itxiko maiztasun erantzuna, sorgailuak erakusten duen admitantzia gisa zehazten da.

Sistema linealizatua aztertzen denez, zirkuituko edozein nodo edo adarretan lortutako begizta itxiko erantzunek polo multzo bera dute, polo-zero deuseztapen zehatzak ematen diren kasuan ezik. Ondorioz, teoriarik, sistemaren edozein nodo zein adarretatik, egonkortasunari buruzko informazio berdina lortzen da. Errealitatean, halaber, hau ez da guztiz egia: zirkuituko nodo zein adar batzuk, elektrikoki isolatuta egon daitezke zirkuituaren dinamikaren zati batetik, polo-zero deuseztapenak sorraraziz.

Ohiko metodoa izanagatik, baditu zenbait desabantaila. Esanguratsuena, transferentzia funtzioaren ordena aurrez zehazteko ezintasuna da. Aukeratutako ordena txikiegia bada, gerta daiteke ezegonkortasun eragileren bat ezaugarritu gabe geratzea, hau da, polo kritikoren bat falta izatea. Bestalde, ordena handiegia bada, fisikoak ez diren polo numerikoak agertzen dira. Biek ala biek, egonkortasunari buruzko ondorio okerretara eramaten gaitzakete. Horrez gain, karga aldakorrek zirkuitu baten analisisirako inple-

mentatuko bada, kostu konputazionala handiegia bihurtzen da.

Oro har, simulazioan oinarritzen diren metodo orotan gertatzen den gisan, ezinbestekoa suertatzen da elementu ez-linealen eredu tapenak zehatzak izatea zein anplifikagailua osatzen duten elementuen deskribapen oso eta zehatza edukitzea, baldin eta metodologia honekin emaitzak fidagarriak lortuko badira.

3.1.3 Irteerako Desegokitzapen Baldintzen Menpean Aurkitzen Diren Potentzia Anplifikagailuen Egonkortasun Analisia

Arestian aipatu denez, 50Ω -ko kargarekin egonkorak diren potentzia anplifikagailuak, ezegonkor bihurtu daitezke desegokitzapen baldintzen menpean aurkitzen direnean. Honenbestez, kargaren desegokitzapen egoeren aurrean zirkuituak duen egonkortasuna aztertzea ezinbestekoa da. Horretarako, identifikazioan oinarritzen diren ohiko egonkortasun analisiekin uztartuz, karga aldakorreko baldintzetan egonkortasun analisia burutzea ahalbidetzen duen metodologia berritzaile bat proposatzen da [14]. Metodologia hau, seinale handirako Rollet-en egonkortasun faktorearen orokortzapena da, eta beraz, egonkortasun analisia, irteerako sarearen ostean kokatutako erreferentzia plano batean burutzen da.

Potentzia anplifikagailuen edo, orokorrean, mikrouhin zirkuitu aktiboen egonkortasuna aztertzeko, f maiztasuneko seinale-txikiko perturbazio bat sartzen bada, seinale handian, sarrerako sorgailuarekiko baldintza ez-linealetan jarduten du f_{in} maiztasunean, eta linealki f seinale txikiko perturbazio maiztasunarekiko, PLTV (*Periodic Linear Time Variant*) sistema eratuz.

Metodologia honek, garrantzizko bi albo-banda kontsideratzen ditu: sarrerako maiztasunaren goi eta behe albo-maiztasunak ($f_l = f_{in} - f$ eta $f_u = f_{in} + f$). Hori horrela, 2×2 dimentsioko inpedantzia matrize bat lortzen da, aipatu albo-maiztasunetan linealizatutako zirkuituaren irteerako terminaletako erantzuna ezaugarritzen duena. Horretarako, goi eta behe albo-maiztasunetan jarduten duen korrante sorgailu bat gehitzen da kargarekin paraleloan, eta nodo horri dagokion tentsioa aztertu, aipatu albo-maiztasunetan. Honela, lortzen den inpedantzia matrizeari dagozkion parametroak, oinarritzko maiztasunean zirkuituak duen kargaren araberakoak dira. Aipatu matrizea, *scattering* matrizean bihurtzen da, ohiko transformazioez baliatuz. S-matrize birtuala definituz, eta erreferentzia plano gisa zirkuituaren irteera hartuz, bi albo maiztasunetan desegokitzapen baldintzen menpeko egonkortasun analisia definitu daiteke. Horrela, seinale handiko eremurako baliagarriak diren egonkortasun baldintzak lortzen dira, Rollet-en kriterioan oinarrituz. Horrek, egonkortasun analisia, karga aldakorren eraginezko desegokitzapen baldintzapeko zirkuituetara orokortzea ahalbidetzen du. Albo-banda gehiago kontsideratuko balira, zirkuitua deskribatzen duen matrizearen ordena handiagoa litzateke, baita dagokion kostu konputazionala ere.

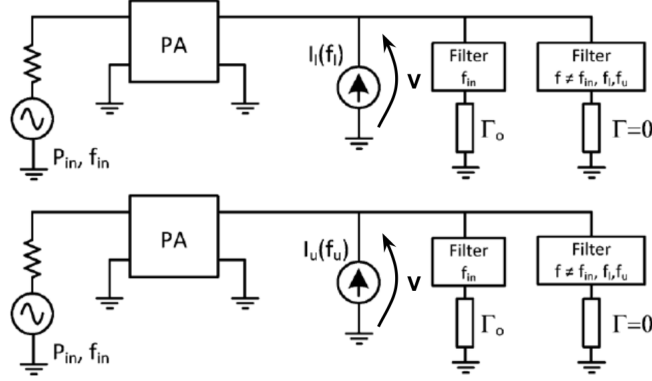
Intereseko bi albo-maiztasunetan, kanpo sistema bat lortu daiteke, non:

$$\begin{aligned}\Delta V_l^* &= Z_{l,l} \Delta I_l^* + Z_{l,u} \Delta I_u \\ \Delta V_u &= Z_{u,l} \Delta I_l^* + Z_{u,u} \Delta I_u\end{aligned}\tag{3.4}$$

Agertzen diren parametroak ondoko eran definitzen direlarik (3.2 irudia):

$$\begin{aligned}\Delta V_l^*(f) &= V(-f_{in} + f) \\ \Delta I_l^*(f) &= I(-f_{in} + f) \\ \Delta V_u(f) &= V(f_{in} + f) \\ \Delta I_u(f) &= I(f_{in} + f)\end{aligned}\tag{3.5}$$

$Z_{l,l}$, $Z_{l,u}$, $Z_{u,l}$ eta $Z_{u,u}$ parametroak, 2×2 dimentsioko inpedantzia matrizearen osagaiak dira eta horiek definitzeko, 3.2 irudiko konfigurazioak eraiki behar dira. Oinarritzko maiztasunari, dagokion karga ezartzen zaio, eta gainontzeko maiztasun guztietara (albo-bandetako maiztasunak ezik) $\Gamma = 0$ islpen



3.2. irudia: (3.4) ekuazioko 2×2 dimentsioko inpedantzia matrizea kalkulatzeko eraiki beharreko zirkuitu elektronikoen eskema, [3]-tik hartua.

koefizientea duen karga ikusten du zirkuituak (hots, 50Ω balio nominaleko karga). Aitzitik, albo-bandak (f_u eta f_l) zirkuitu irekian ezartzen dira.

Honela, $Z_{l,l}$ eta $Z_{u,l}$ kalkulatzeko, I_l behe albo-maiztasunean jarduten duen korrante sorgailua gehitu behar zaio zirkuituari, goi albo-maiztasunera zirkuitua zirkuitu irekian dagoelarik ondoko definizioak egin daitezkelarik:

$$Z_{l,l} = \frac{\Delta V_l^*}{I_l^*} = \text{conj} \left[\frac{V(f_{in} - f)}{I(f_{in} - f)} \right] \quad (3.6)$$

$$Z_{u,l} = \frac{\Delta V_u}{I_l^*} = \frac{V(f_{in} + f)}{I(-f_{in} + f)} \quad (3.7)$$

Era baliokidean, $Z_{l,u}$ eta $Z_{u,u}$ parametroak, goi albo-maiztasunean I_u korrante sorgailu bat gehituz lortzen dira, behe albo-maiztasunean zirkuitu irekia aurkitzen duelarik zirkuituak:

$$Z_{l,u} = \frac{\Delta V_l^*}{I_u} = \frac{V(-f_{in} + f)}{I(f_{in} + f)} \quad (3.8)$$

$$Z_{u,u} = \frac{\Delta V_u}{I_u} = \frac{V(f_{in} + f)}{I(f_{in} + f)} \quad (3.9)$$

Definitutako baldintzetan, egoera geldikorrek soluzio bat potentzialki ezegonkorra izanen da desegokitzapen baldintzen menpean, baldin eta f_u goi albo-maiztasunerako $Z_{l,u}$ karga pasibo batentzat, f_l behe albo-maiztasunean erresistentzia negatiboa aurkezten badu ($Re(Z_{out}, l) < 0$). Edo, egoera baliokidea kontsideratuz, f_l behe albo maiztasuneko $Z_{l,l}$ karga pasibo baten kasuan, erresistentzia negatiboa agertzen badu goi albo-maiztasunean ($Re(Z_{out}, u) < 0$).

Egonkortasun analisi honetan, perturbazio maiztasunak ($0, f_{in}/2$) tarteko balioak hartu behar ditu, eta 3.2 irudiko konfigurazioetatik lortzen diren emaitzak konbinatu.

Honenbestez, zirkuitua linealizatu egiten da dagokion seinale-handiko egoera geldikorren inguruan HB software bidezko seinale-txiki/seinale-handi analisi baten bitartez, erreferentzia planotzat irteerako terminalak hartuz. Analisi horri esker, bi albo-bandetan korrante zein tentsioen arteko erlazioak zehazki definitzen dituen 2×2 matrizea eraikitzen ahal da. Honela, f_u eta f_l albo-bandetako maiztasunetako korrante eta tentsioak, 2 portuko sare birtual bateko portuetako korrante eta tentsio gisa kontsidera

daitezke. Ondorioz, (3.4) ekuazioan definitutako inpedantzia matrizea, *scattering* matrize birtual batean bihurtu daiteke Z-parametroetarik S-parametroetarako ohiko transformazio erlazioez baliatuz:

$$\begin{aligned}
S_{l,l} &= \frac{(Z_{l,l} - Z_0)(Z_{u,u} + Z_0) - Z_{l,u}Z_{u,l}}{\Delta Z} \\
S_{l,u} &= \frac{2Z_{l,u}Z_0}{\Delta Z} \\
S_{u,l} &= \frac{2Z_{u,l}Z_0}{\Delta Z} \\
S_{u,u} &= \frac{(Z_{l,l} + Z_0)(Z_{u,u} - Z_0) - Z_{l,u}Z_{u,l}}{\Delta Z}
\end{aligned} \tag{3.10}$$

non $\Delta Z = (Z_{l,l} + Z_0)(Z_{u,u} + Z_0) - Z_{l,u}Z_{u,l}$ den, eta $Z_0 = 50 \Omega$.

Horri esker, baldintzarik gabeko edo baldintzatutako egonkortasuna, prozedura estandarrak erabiliz zehaztu daiteke; hots, Rollet-en egonkortasun kriterioaz baliatu daiteke. Honela, seinale handian, desegokitzapen efektuen araberrako egonkortasun baldintzak honela definitzen ahal dira:

$$k_{LS}(f) = \frac{1 - |S_{ll}|^2 - |S_{uu}|^2 + \Delta_{LS}^2}{2|S_{lu}S_{ul}|} > 1 \tag{3.11}$$

$$|\Delta_{LS}(f)| = |S_{lu}S_{uu} - S_{lu}S_{ul}| < 1 \tag{3.12}$$

(3.11) eta (3.12) baldintzak $(0, f_{in}/2)$ tarteko perturbazio maiztasunaren balio guztietarako bete behar dira.

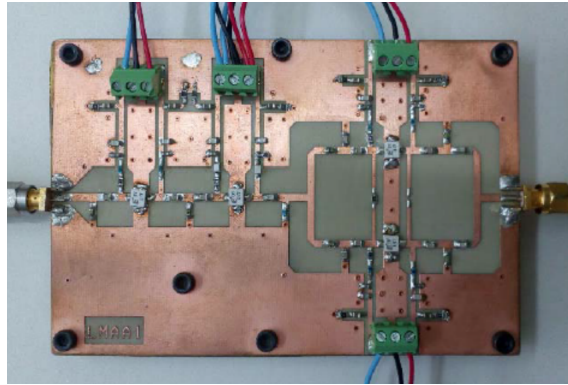
Guzti honekin, (3.11) eta (3.12) baldintzak betetzen direnean, analisisa burutu deneko baldintzetan (kontsideratutako f_{in} , P_{in} eta f_0 -ko karga baldintza konkretuetan) zirkuitua egonkorra izango da edozein kargaren aurrean, baldin eta albo-maiztasunen kasurako, *provisoa* betetzen bada. Hau da, bi albo-bandetako maiztasun balioetara zirkuitua zirkuitu ireki zein 0 Ω -etako erresistentziarekin kargatuz, zirkuitua egonkorra izan behar da. Honela, *provisoa* betetzen bada, gerta daitezkeen egonkortasunak, albo-bandetako balioetarako kargak hartzen dituen balio konkretuen eraginez izanen dira. Bestalde, (3.11) eta (3.12) baldintzak betetzen ez badira, zirkuitua ezegonkortu egin daiteke karga baldintza batzuen aurrean.

Metodologia honetan azaldutako seinale handiko ezegonkortasun potentzialaren definizioa, lotuta dago Rollet-ek seinale txikirako definitutako egonkortasunerako kriterioarekin. Hala ere, bien arteko aldea garrantzitsua da: seinale txikian, DC-ko soluzioaren inguruan linealizatutako 2 portuko zirkuitu bat aztertzen da; aldiz, kasu honetan, portu fisiko bakarra kontsideratzen da, 3.2 irudian ikus daitekeenez. Irteerako portu hau, antena bati konektatu ohi zaio, edota kateatutako sistema baten hurrengo etapari. Hala ere, arestian aipatu den gisan, f_u eta f_l albo-bandetako maiztasunetako korrante eta tentsioak, 2 portuko sare birtual bateko portuetako korrante eta tentsio gisa ezaugarritzen ahal dira.

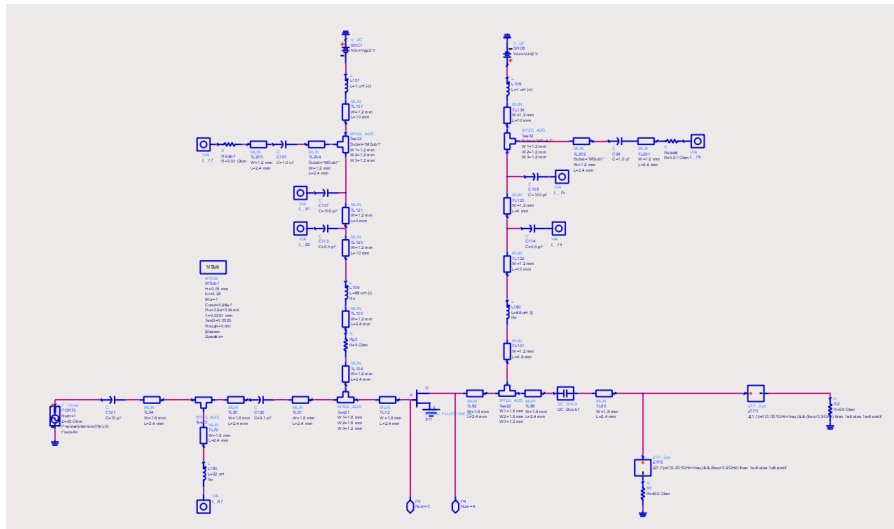
Zirkuitu zehatz batentzat, sarrerako potentziaren balio ezberdin bakoitzerako egoera geldikor ezberdin bat lortzen denez, zirkuitua egoera geldikor ezberdin baten inguruan linealizatzen da. Oro har, Γ_0 ezberdinekin, zirkuituak lortzen duen egoera geldikorra ezberdina da. Honela, bi parametro hauen balio bakoitzarekin lortzen diren S-matrizeak ezberdinak dira. Ondorioz, Γ_0 eta P_{in} parametroen balio bakoitzerako kalkulatu beharko liratezke k_{LS} eta Δ_{LS} kurbak eta kasuan-kasu, *provisoa* betetzen denentz egiaztatatu.

3.2 FET Transistoreekin Eraikitako Potentzia Anplifikagailu Baten Egonkortasun Analisia.

Potentzia anplifikagailuak desegokitzapen baldintzen menpean daudeneko egonkortasun analisia burutzeko azaldutako metodologia, 3.3 irudiko FET (FLU17XM) transistoreekin eraikitako eta L bandan 1.2 GHz-tara lan egiteko diseinatutako etapa anitzeko anplifikagailu baten [29] 2. etaparen egonkortasuna aztertzeke erabili da. Izatez, 2. etapa horren moldaketa bat aztertu da (3.4 irudia), potentziarekin egonkorra izan dadin karga baldintza nominaletan. Analisia sinplifikatzeko helburuarekin, sarrerako potentzia edozein delarik ere, oinarrizko maiztasunera zirkuituak 50 Ω -eko karga duela suposatu da. Bestalde, aipatu oinarrizko maiztasuna 1.2 GHz-takoa izanen da. Honenbestez, perturbazio maiztasunak 0-600 MHz tarteko balioak hartuko ditu analisisian.



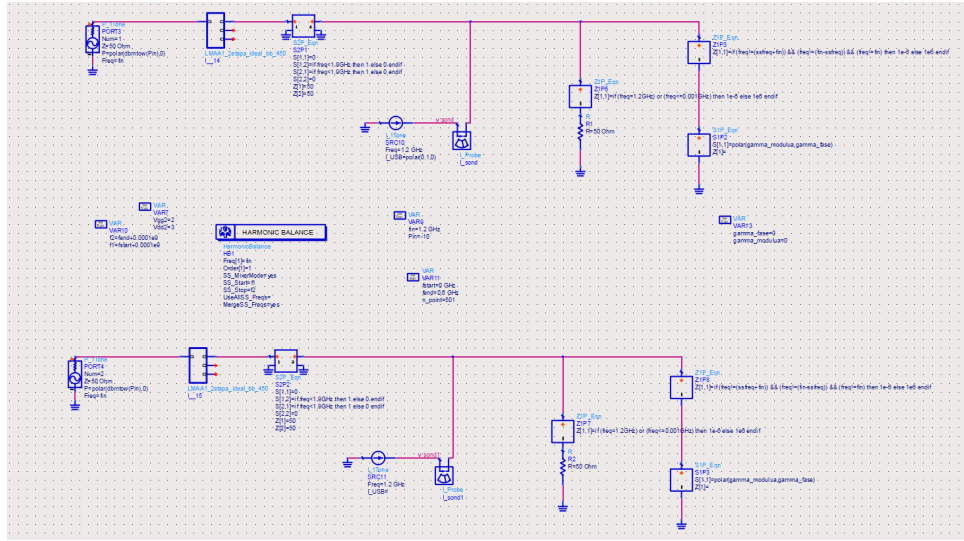
3.3. irudia: GaAs FET transistoreekin eraikitako etapa anitzeko potentzia anplifikagailua. Irudia [29]-tik hartu da. Karga baldintza nominaletan potentziarekin egonkorra izan dadin moldatutako potentzia anplifikagailu honen 2. etaparen desegokitzapen baldintzen menpeko egonkortasun analisia burutu da.



3.4. irudia: GaAs FET transistore batekin eraikitako potentzia anplifikagailuaren eskematikoa, iturria eta karga gehituta.

Sarrerako potentzia $P_{in} = 10$ dBm ezarriz, eta 3.2 irudiko bi zirkuituak implementatuz (3.5 irudia)

potentzia anplifikagailuaren egonkortasun analisia burutu da. Horretarako, proposatutako egonkortasun analisian deskribatutako k_{LS} (3.6(a) irudia) eta Δ_{LS} (3.6(b) irudia) parametroak aztertu dira. Bi adierazpen grafiko hauetan zarata numerikoaren eragina nabari da. Batez ere, k_{LS} parametroaren kasuan ageri da nabarmenen aipatu efektua, seinale txikiko maiztasunak 300 MHz baino balio handiagoak hartzen dituztenean. Izan ere, maiztasun balio horretatik aurrera, k_{LS} parametroaren definizioan (3.11) zatitzen ageri diren S_{ul} eta S_{lu} parametroek, ordena oso txikiko balioak hartzen dituzte, eta beraz, zarataren eragin nabarmenagoa dute. Horrela, izendatzaileko ordena baxu horietako bariazioek, aldaketa handiak eragiten dituzte k_{LS} parametroan errorearen hedapenaren ondorioz. Hala ere, gehitutako zaratak, ez du eragozten egonkortasunaren inguruko ondorio zuzenak ateratzea.



(a)

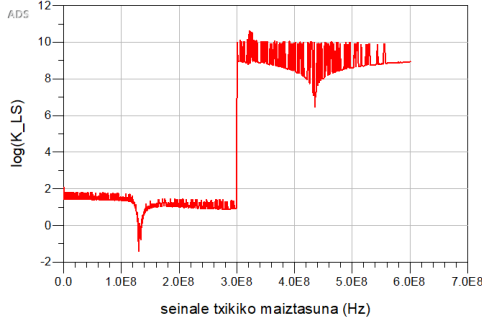
$\text{Eqn } ZUU = (\text{mix}(v_sond, (1, 1))) / (\text{mix}(i_sond, i, (1, 1)))$	$\text{Eqn } zuu = ZUU / 50$	$\text{Eqn } Suu = ((zll + 1) * (zuu - 1) - zll * zll) / g$	$\text{Eqn } g = (zll + 1) * (zuu + 1) - zll * zll$
$\text{Eqn } ZLU = \text{conj}(\text{mix}(v_sond, (1, -1))) / \text{mix}(i_sond, i, (1, 1))$	$\text{Eqn } zlu = ZLU / 50$	$\text{Eqn } Silu = 2 * zlu / g$	$\text{Eqn } LS = Sil * Suu - Sul * Slu$
$\text{Eqn } ZUL = \text{mix}(v_sond1, (1, 1)) / \text{conj}(\text{mix}(i_sond1, i, (1, -1)))$	$\text{Eqn } zul = ZUL / 50$	$\text{Eqn } Sul = 2 * zul / g$	$\text{Eqn } K_LS = (1 - \text{abs}(Sll) * \text{abs}(Sll)) - \text{abs}(Suu) * \text{abs}(Suu) + LS * LS / 2 / \text{abs}(Sul * Sul)$
$\text{Eqn } ZLL = \text{conj}(\text{mix}(v_sond1, (1, -1))) / \text{conj}(\text{mix}(i_sond1, i, (1, -1)))$	$\text{Eqn } zll = ZLL / 50$	$\text{Eqn } Sll = ((zll - 1) * (zll + 1) - zll * zll) / g$	$\text{Eqn } \mu = (1 - \text{abs}(Sll) * \text{abs}(Sll)) / (\text{abs}(Suu - \text{conj}(Sll) * LS) + \text{abs}(Sul * Slu))$

(b)

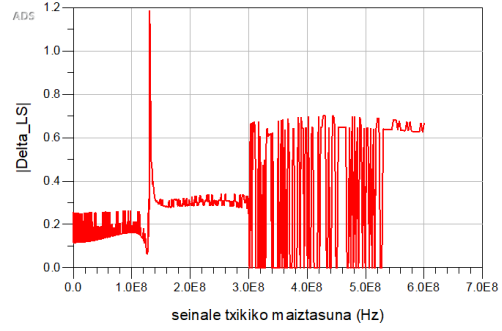
3.5. irudia: Desegokitzapen baldintzen menpeko egonkortasun analisia burutzeko implementatu beharreko 3.2 irudiko zirkuitua, (a) 3.4 irudiko potentzia aplikagailuari aplikatua eta (b) analisia burutzeko aztertu beharreko parametro ezberdinen definizioa.

3.6 irudiko grafikoetan ikusten da nola aztertutako seinale txikiko perturbazioaren maiztasun balioetarako, ez direla k_{LS} eta Δ_{LS} parametroentzat ezarritako baldintzak betetzen (3.11 eta 3.12 inekuazioak). Izan ere, ikusten da, seinale txikiko maiztasunak hartzen dituen 130 MHz inguruko balioetarako, $k_{LS} < 1$ dela, eta era berean, $\Delta_{LS} > 1$ dela, antzeko maiztasun balioetan. Horrek esan nahi du zirkuitua ez dela baldintzarik gabe egonkorra, hau da, ezegonkorta egin daitekeela karga baldintzak aldatzean.

[14] artikuluko analisia, bi parametroren azterketan oinarritzen da. Halaber, Rollet-en seinale-txikiko egonkortasun faktoreei dagokienez, posible da egonkortasuna, parametro bakarraren azterketatik ondorioztatzea, μ egonkortasun parametroaren bitartez [27] (3.3). Honela, [14] artikuluan k eta Δ parametroekin egin den gisan, μ egonkortasun parametroaren definizioaren seinale handirako orokorpena proposatzen da lan honetan, S-matrize birtualean oinarrituz. Hots, egonkortasun baldintza honela berriatzen



(a)



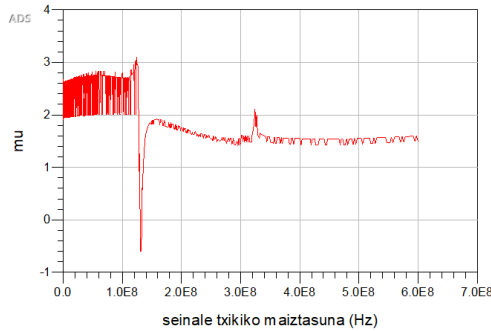
(b)

3.6. irudia: $P_{in} = 10$ dBm eta $Z_0 = 50 \Omega$ izanik, zirkuituari dagozkion (a) k_{LS} eta (b) Δ_{LS} egonkortasun parametroak. Zirkuitua potentzialki ezegonkorra da 130 MHz-ko maiztasun balioen inguruan.

daiteke μ_{LS} parametroaren kasurako:

$$\mu_{LS} = \frac{1 - |S_{ll}|^2}{|S_{uu} - S_{ll}^* \Delta_{LS}| + |S_{ul} S_{lu}|} > 1 \quad (3.13)$$

Parametro hau erabiliz lortzen diren emaitzak baliokideak dira (3.7 irudia); izan ere, aurreko bi kasuetako seinala txikiko maiztasunaren balio berdinetarako hartzen ditu 1 baino txikiagoak diren balioak.

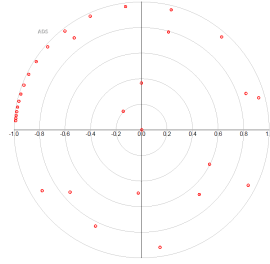


3.7. irudia: $P_{in} = 10$ dBm eta $Z_0 = 50 \Omega$ izanik, zirkuituari dagozkion μ_{LS} parametroa. Lan honetan proposatutako parametroarekin ere ondorioztatzen da zirkuitua potentzialki ezegonkorra dela 130 MHz-ko maiztasun balioen inguruan.

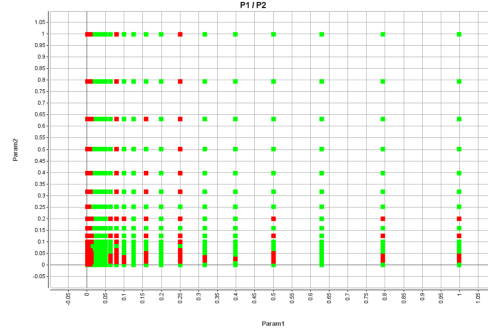
Ondorioz, lan honetan proposatutako μ_{LS} parametroarekin ere ondorioztatzen da zirkuitua ez dela egonkorra edozein karga baldintzetan. Hots, existitzen dela gutxienez karga konfigurazio bat, zeinarentzat potentzia anplifikagailua duen sistema ezegonkorra bihurtzen den.

Zaratak, perturbazio maiztasunaren balio ezberdinetarako eragiten die egonkortasun parametro ezberdinei. Beraz, proposatu den μ_{LS} parametroak, informazio gehigarria eman dezake zalantzazko kasuetan. Oro har, 3.7 irudian ikusi daitekeenez, kasu honetan μ_{LS} parametroak zarataren eragin txikia erakusten du 120 MHz-ko balioetik aurrera.

Zenbait kargaren aurrean zirkuitua ezegonkortzen dela egiaztatzeko, albo-banden inpedantzia konbinazio ezberdinen eragina aztertu da polo-zero identifikazio bidez. Horretarako, albo-bandetan inpedantzia konbinazio ezberdinak kontsideratu dira, eta karga horien aurrean zirkuituak agertzen duen egonkortasuna aztertu. Burutu den ekorketa, (2.3) ekuazioan oinarritzen da, baina aurreko kapituluan baino puntu gutxiago kontsideratu dira (3.8 irudia), ekorketa bikoitza egin behar baita. Horrela, goi-bandako maiztasuneko inpedantzia bakoitzarentzat, behe-bandako maiztasuneko inpedantziaren ekorketa burutu da. Ekorketa honetan, ausazko kargekin alderatuz, karga erreflexibo asko kontsideratzen dira. Izan ere, azken hauek dira egonkortasunaren harira arazo gehien sor ditzaketenak, islapen handiak eragiten baitituzte. Honela, polo-zero identifikazioaz baliatuz ikusi da, zenbait karga konbinaziotarako, zirkuitua ezegonkortu egiten dela (3.9 irudia), aurreko analisiak aurreikusten zuen gisan.

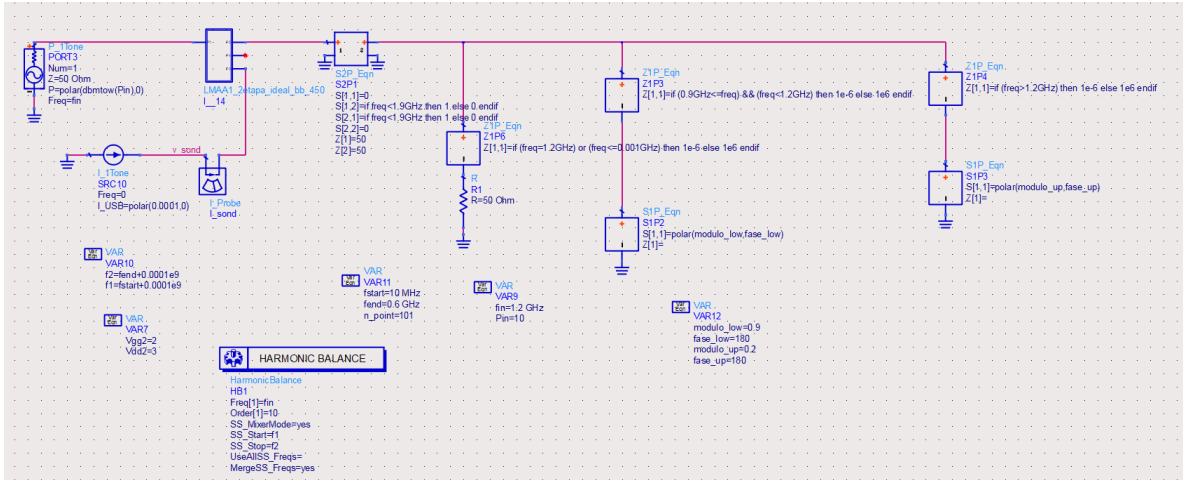


3.8. irudia: Albo-bandetan kontsideratutako islapen koefizienteak (horiekin zuzenean erlazionatuta daude inpedantziak (2.1) ekuazioaren bidez)

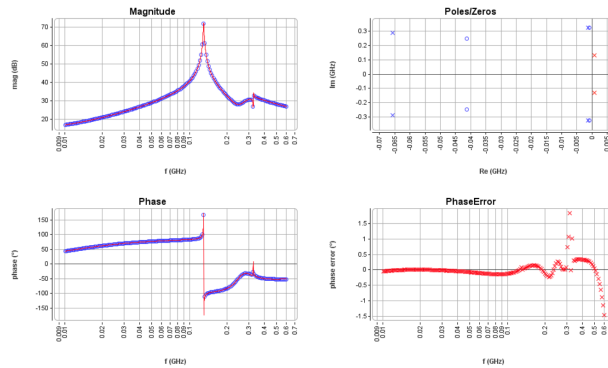


3.9. irudia: $P_{in} = 10$ dBm denean, albo-bandetan kargak aurkezten duen balio ezberdinetarako, zirkuituaren egonkortasuna. $Param1 = 1 - h_l$ da eta $Param2 = 1 - h_u$. Puntu berdeek, erantzun egonkorak adierazten dituzte eta gorriek, ezegonkorak.

Esaterako, 3.4 irudiko zirkuituaren kasurako 3.10 irudiko karga konfigurazioa kontsideratu da: f_0 oinarrizko maiztasunera $Z_0 = 50 \Omega$ mantendu dira, behe bandan $\Gamma_l = 0.9 \angle 180^\circ$ islapen koefizientea ezarri da eta goi-bandan $\Gamma_u = 0.2 \angle 180^\circ$ islapen koefizientea. Karga konfigurazio honekin, zirkuitua ezegonkorra da, 3.11 irudiko polo-zero identifikazioak polo ezegonkorren presentzia erakusten baitu. Are gehiago, zirkuituaren portaera deskribatzen duen transferentzia funtzioaren magnitude zein fasea aztertzean (3.11 irudia), dinamika kritikoa 130 MHz inguruko balioetan ematen dela behatzen da. Balio hau, inplementatutako egonkortasun analisisian aurreikusitako maiztasun balioari dagokio.



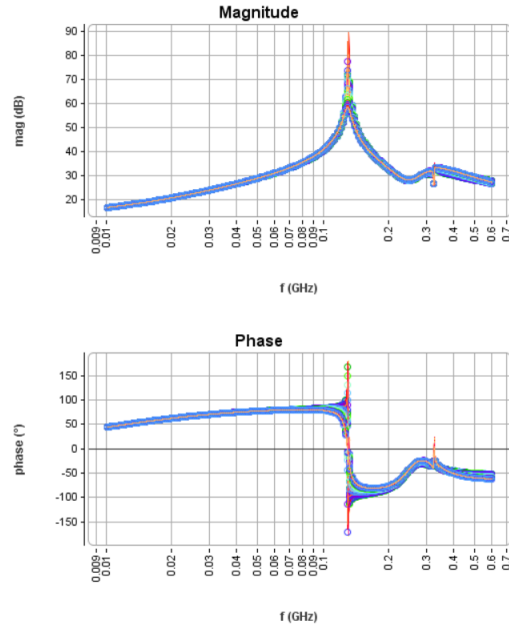
3.10. irudia: $P_{in} = 10$ dBm izanik, 3.4 irudiko zirkuitua ezegonkortzea eragiten duen karga konfigurazio bat. Konfigurazio honetan, f_0 oinarritzko maiztasunera $Z_0 = 50 \Omega$ mantendu dira, behe bandan $\Gamma_l = 0.9 \angle 180^\circ$ islapen koefizientea ezarri da eta goi-bandan $\Gamma_u = 0.2 \angle 180^\circ$ islapen koefizientea.



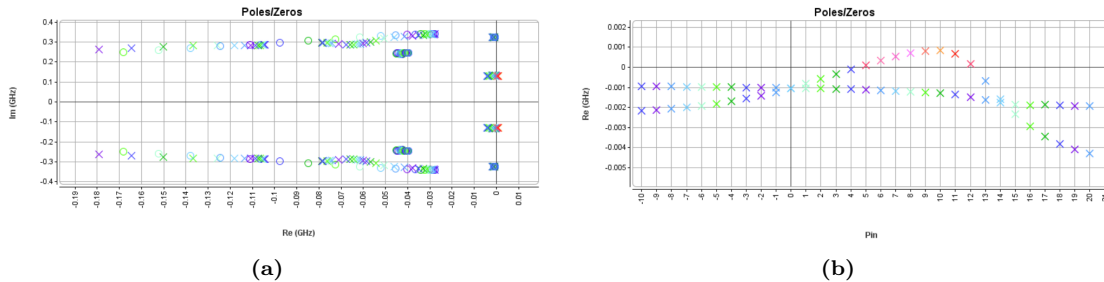
3.11. irudia: 3.10 irudiko zirkuituari dagokion polo-zero identifikazioa, STAN [30] programaren bidez. Zirkuituaren dinamika azaltzen duen transferentzia funtzioak polo ezegonkorak ditu, eta beraz, zirkuitua ezegonkorra izanen da.

Oro har, 3.10 irudiko karga konfiguraziorako, sarrerako seinalearen potentzia [-10 dBm, 20 dBm] tartean ekortu da eta kasuan-kasuko egonkortasuna aztertu, polo-zero identifikazio bidez (3.12 irudia). 3.13 irudian ikusten da, sarrerako seinalearen potentziaren balio ezberdinetarako, sistema egonkorra zein ezegonkorra izan daitekeela. Zehazki, P_{in} -ek [5 dBm, 12 dBm] tarteko balioak hartzen dituztenean, sistema ezegonkorra da, eta egonkorra aztertutako gainontzeko balioetarako. Aitzitik, zirkuituak dinamika ezegonkorra agertzen duen kasuetan, portaera kritikoa arestian aipatu 130 MHz-ko balioaren inguruan jazotzen da (3.12 irudia), aurrez burututako egonkortasun analisisan auresan den gisan.

Zirkuituan agertzen den ezegonkortasuna aztertuta dago literaturan [29], eta 3.4 irudiko R_{G3} FET transistorearen ateko polarizazio erresistentziaren balioa igoz egonkortu daiteke.



3.12. irudia: 3.10 irudiko zirkuituaren kasuan, sarrerako potentziaren balioa [-10 dBm, 20 dBm] tartean ekortzean, zirkuituaren portaera ezaugarritzen duen transferentzia funtzioaren magnitudea eta fasea, STAN [30] programaren bidez. Seinale txikiko perturbazio maiztasunaren 130 MHz inguruko balioetan, zirkuituak portaera kritikoa aurkezten du.



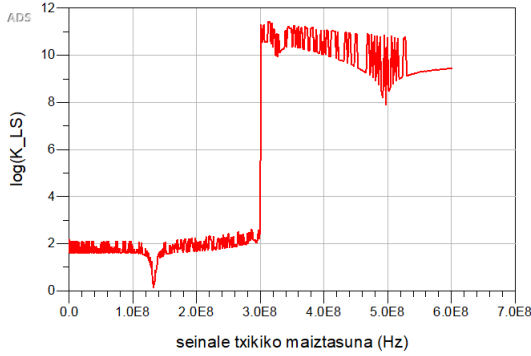
3.13. irudia: 3.10 irudiko zirkuituaren kasuan, sarrerako potentziaren balioa [-10 dBm, 20 dBm] tartean ekortzean, (a) zirkuituari dagozkion polo eta zeroak, eta (b) ezegonkortzen diren poloen alde erreala sarrerako seinalerearen potentziaren funtzioan. Polo-zero identifikazioa, STAN [30] programaz baliatuz burutu da. Sarrerako potentziak [5 dBm, 12 dBm] tarteko balioak hartzen dituzenean zirkuitua ezegonkorra da, eta egonkorra bestela.

Honenbestez, implementatutako egonkortasun analisiari esker egiaztatu da, 50 Ω balio nominaleko karga baldintzetan egonkorra den zirkuitu bat, ezegonkor bihurtu daitekeela baldin eta karga baldintzak aldatzen badira. Bestalde, ikusi da, zirkuituaren egonkortasuna, sarrerako seinalerearen potentziaren arabera aldatzen dela. Honela, hurrengo bi ataletan, sarrerako seinalerearen potentziak eta R_{G3} erresistentziaren balioak zirkuituaren egonkortasunean duten eragina aztertuko da, karga aldatzeko baldintzetan.

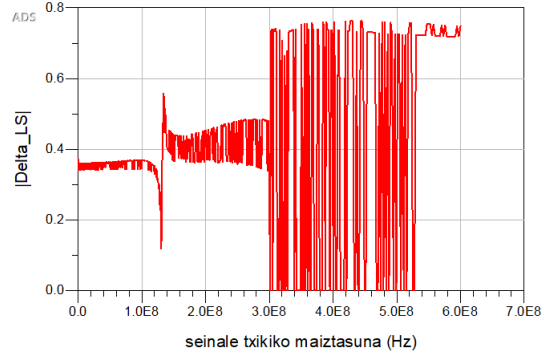
3.2.1 Sarrerako Potentziaren Eragina

Aurreko atalean ondorioztatu ahal izan denez, aztertutako baldintzetan potentzialki ezegonkorra zen zirkuitua, egonkor bihurtu daiteke sarrerako potentzia aldatzean. Esaterako, potentzia jaitsez $P_{in} = 0$ dBm ezartzen badira, egonkortasun parametroek 3.14 eta 3.15 irudietan ikus daitezkeen balioak erakusten

dituzte aztertuako maiztasun tartean. Aztertutako maiztasun tarte osoan, (3.11) eta (3.12) baldintzak betetzen dira. Kasu honetan ere, 3.14 irudiko k_{LS} eta Δ_{LS} parametro bikoteek eskainitako egonkorasunari buruzko emaitz baliokideak lortzen dira 3.15 irudiko μ_{LS} parametroaren kasuan. Hots, aztertutako seinale txikiko perturbazioaren maiztasun tartean (3.13) ekuazioan zehaztutako baldintza betetzen da. Honenbestez, egonkortasun analisi honetan oinarrituz, sarrerako seinalearen potentzia $P_{in} = 0$ dBm denean, zirkuitua egonkorra izango da edozein karga baldintzetan, baldin eta *provisoa* betetzen bada; hots, zirkuitua jatorriz egonkorra bada.

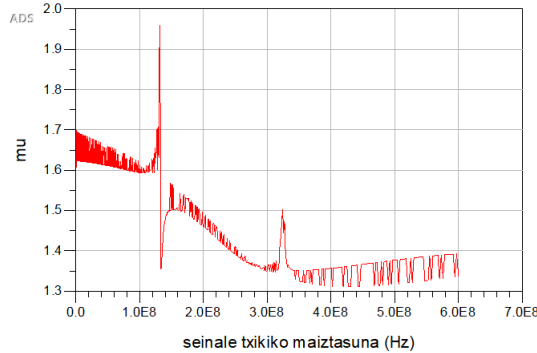


(a)



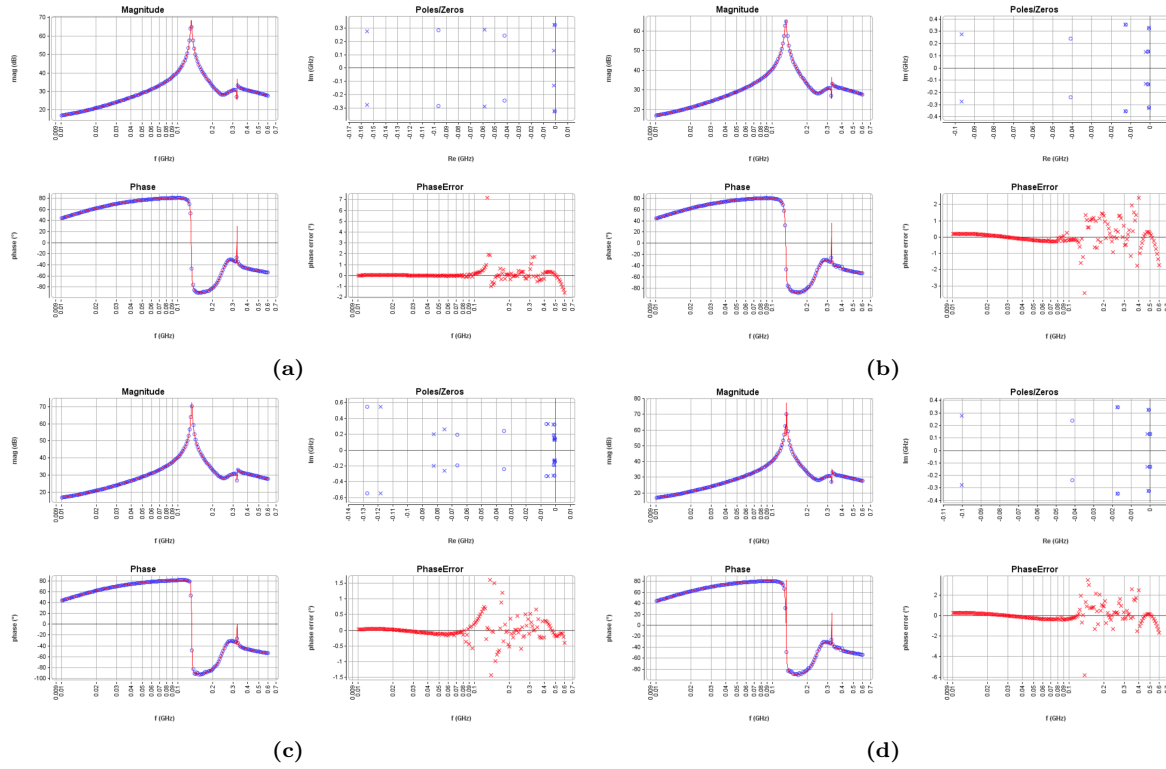
(b)

3.14. irudia: Sarrerako potentzia $P_{in} = 0$ dBm izanik, zirkuituari dagozkion (a) k_{LS} eta (b) Δ_{LS} egonkortasun parametroak. (3.11) eta (3.12) baldintzak betetzen dira aztertutako maiztasun tartean.



3.15. irudia: $P_{in} = 0$ dBm den kasurako, μ_{LS} egonkortasun parametroak hartzen dituen balioak. (3.13) baldintza betetzen da aztertutako maiztasun tartean.

*Provisoa*ren egiaztapena burutzeko, albo-bandetako maiztasunak zirkuitu ireki zein zirkuitu laburrean ezarrita (4 konfigurazio ezberdin), zirkuituaren egonkortasuna aztertu da polo-zero identifikazio metodoaz baliatuz (3.16 irudia). *Provisoa* baiezatzeko, seinale txikiko korrante sorgailua den zunda, potentzia anplifikagailua osatzen duen transistorearen atean ezarri da. Izan ere, transistorea izanik irabazia ematen duen elementua, jakina da ezegonkortasunak eragin ditzakeen oszilazio begiztaren barne egonen dela. Horrela, begiztaren barruan egonik, analisirako lortzen den sentsibilitatea hobea da.

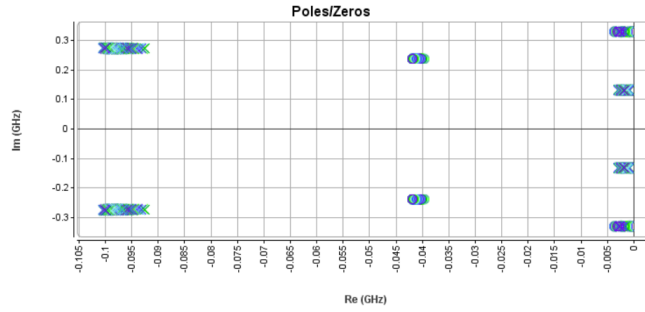


3.16. irudia: $P_{in} = 0$ dBm izanik, zirkuituaren dinamika ezaugarritzen duen transferentzia funtzioaren identifikazioa, STAN [30] programaren bidez, albo-maiztasunak (a) zirkuitu irekian, (b) goi albo-maiztasuna zirkuitu laburrean eta behe albo-maiztasuna zirkuitu irekian, (c) behe albo-maiztasuna zirkuitu laburrean eta goi albo-maiztasuna zirkuitu irekian eta (d) biak zirkuitu laburrean egonik. Polo ezegonkorrik ez dagoenez, *provisoa* bete egiten da.

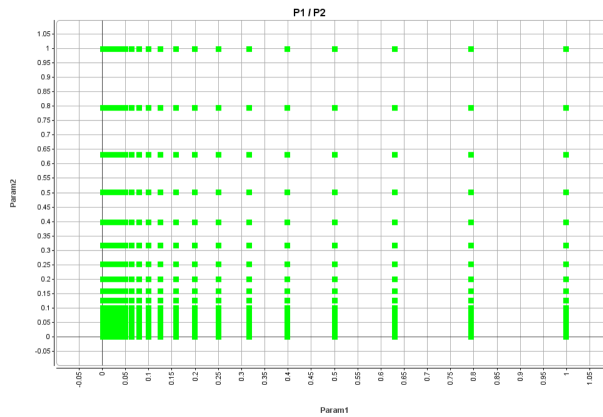
Aztertutako konfigurazio guztietan zirkuitua egonkorra denez (ez baita polo ezegonkorrik behatzen), *provisoa* betetzen da, eta ezegonkortasunak soilik albo-bandetako kargen balio zehatzek eragin dezakete. Hala ere, egonkortasun potentzialaren analitiko ondorioztatu da albo-bandek ez dutela ezegonkortasunik eragiten ahal. Honenbestez, sarrerako seinalearen potentzia $P_{in} = 0$ dBm den kasurako, sistema egonkorra da edozein karga baldintzen aurrean. Honela, aurreko atalean karga finkoko kasuan ondorioztatu dena berresten da: sarrerako seinalearen potentziaren arabera, zirkuituaren egonkortasuna aldatu egiten da.

Egonkortasun potentzialeko analisi zein *provisoa*ren berrespenetan oinarrituz, sarrerako seinalearen potentzia $P_{in} = 0$ dBm denean, zirkuitua egonkorra da edozein karga baldintzetan. Hori egiaztatzeko, albo-banden inpedantzia konbinazio ezberdinen eragina aztertu da polo-zero identifikazio bidez. Izatez, infinitu konbinazio kontsideratu behar dira, baldin eta lorturiko emaitza erabat berretsiko bada. Hala ere, kostu koputazional handiegia suposatzen ez duen konbinazio multzo finitua kontsideratu da: 3.8 irudiko ekorketa albo-banda bakoitzerako, aurreko atalean egin den gisan.

Karga konbinazio bakoitzerako, zirkuituaren egonkortasuna aztertu da polo-zero identifikazioaren bidez. Honela, 3.17 eta 3.18 irudietan ikusten da, albo-bandetan kargak edozein balio hartzen dutelarik ere, zirkuitua ez dela ezegonkortzen, hots, agertzen duen maiztasuneko portaera ezaugarritzen dituzten poloek ez dutela alde erreal positiborik.

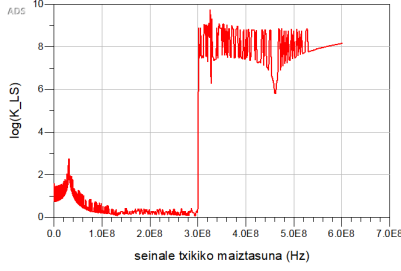


3.17. irudia: $P_{in} = 0$ dBm denean, albo-bandetan kargak aurkezten duen balio ezberdinetarako, zirkuituaren transferentzia funtzioaren poloak eta zeroak, STAN [30] programaren bidez. Polo guztiak egonkorak dira.

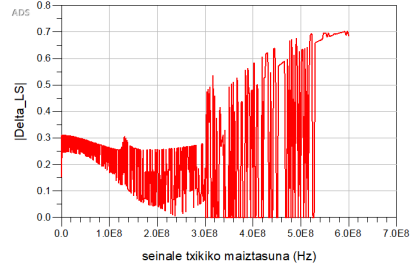


3.18. irudia: $P_{in} = 0$ dBm denean, albo-bandetan kargak aurkezten duen balio ezberdinetarako, zirkuituaren egonkortasuna. $Param1 = 1 - h_l$ da eta $Param2 = 1 - h_u$. Puntu berdeek, erantzun egonkorak adierazten dituzte. Beraz, aztertutako karga konbinazio orotarako zirkuitua egonkorra da.

Bestalde, potentzia igotzean ere, esaterako $P_{in} = 20$ dBm denerako, (3.11) eta (3.12) baldintzak bete egiten dira (3.19 irudia). Baita, era baliokidean, (3.13) inekuazioan zehaztutakoa μ_{LS} egonkortasun parametroaren kasurako (3.20 irudia). Oro har, *provisoa* ere bete egiten da (3.21 irudia), eta beraz, zirkuitua absolutuki egonkorra izanen da. Horrela, albo-bandetako inpedantzia konbinazio ezberdinak kontsideratzean, lortzen diren konfigurazio guztiak egonkorak dira (3.22 eta 3.23 irudiak).

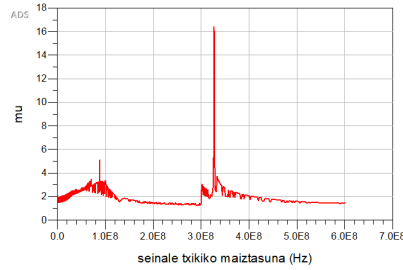


(a)

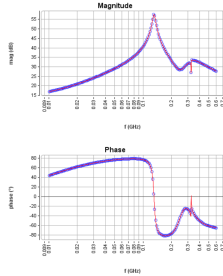


(b)

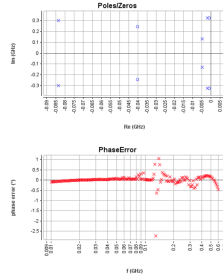
3.19. irudia: Sarrerako potentzia $P_{in} = 20$ dBm izanik, zirkuituari dagozkion (a) k_{LS} eta (b) Δ_{LS} egonkortasun parametroak. (3.11) eta (3.12) baldintzak betetzen dira aztertutako maiztasun tartean.



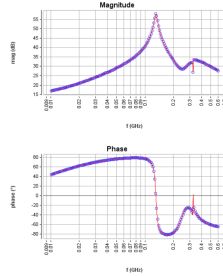
3.20. irudia: $P_{in} = 20$ dBm den kasurako, μ_{LS} egonkortasun parametroak hartzen dituen balioak. (3.13) baldintza betetzen da aztertutako maiztasun tartean.



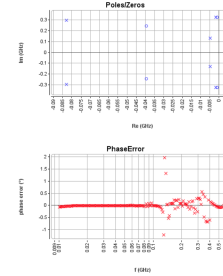
(a)



(b)

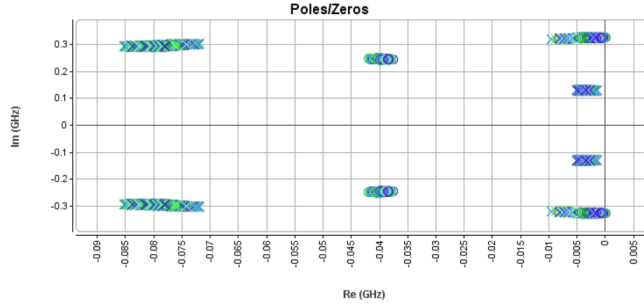


(c)

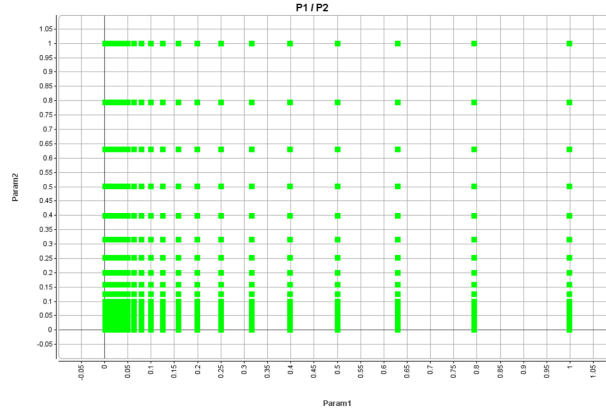


(d)

3.21. irudia: $P_{in} = 20$ dBm izanik, zirkuituaren dinamika ezaugarritzen duen transferentzia funtzioaren identifikazioa, STAN [30] programaren bidez, albo-maiztasunak (a) zirkuitu irekian, (b) goi albo-maiztasuna zirkuitu laburrean eta behe albo-maiztasuna zirkuitu irekian, (c) behe albo-maiztasuna zirkuitu laburrean eta goi albo-maiztasuna zirkuitu irekian eta (d) biak zirkuitu laburrean egonik. Polo ezegonkorrik ez dagoenez, *provisoa* bete egiten da.



3.22. irudia: $P_{in} = 20$ dBm denean, albo-bandetan kargak aurkezten duen balio ezberdinetarako, zirkuituaren transferentzia funtzioaren poloak eta zeroak, STAN [30] programaren bidez. Polo guztiak egonkorak dira.

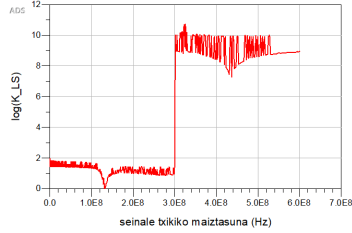


3.23. irudia: $P_{in} = 20$ dBm denean, albo-bandetan kargak aurkezten duen balio ezberdinetarako, zirkuituaren egonkortasuna. $Param1 = 1 - h_l$ da eta $Param2 = 1 - h_u$. Puntu berdeek, erantzun egonkorak adierazten dituzte. Beraz, aztertutako karga konbinazio orotarako zirkuitua egonkorra da.

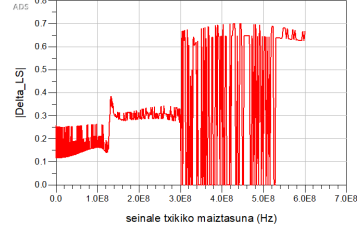
Honenbestez, ikusi da, sarrerako potentziaren balioa aldatzen denean, zirkuituak desegokitzapen baldintzen menpean erakusten duen egonkortasun ahalmena aldatu egiten dela, eta ondorioz, ezegonkortzera egin zezakeen zirkuitu bat, absolutuki egonkorra bilakatzen ahal dela potentzia igo zein jeistean. Hots, karga finkoko baldintzetan 3.13 irudian ondorioztatutako portaera, karga aldakorrekin ere betetzen da.

3.2.2 Ateko Polarizazio Erresistentziaren Eragina.

Sarrerako seinalearen potentzia balio finko baterako, potentzia amplifikagailuko transistorearen ateko polarizazio erresistentziaren balioa aldatzean, amplifikagailuak desegokitzapenen aurrean duen portaera ere aldatu egingen da. Esaterako, hasierako konfigurazioan ($P_{in} = 10$ dBm), ateko polarizazio erresistentziaren balioa 5Ω -eko baliotik, 8.9Ω -eko balioraino igo behar da, zirkuitua edozein karga baldintzetan egonkorra izango bada. k_{LS} parametroa (3.24(a) irudia), 1 balioko lerrotik oso gertu igarotzen da baina hura ukitu edo zeharkatu gabe eta Δ_{LS} parametroak (3.24(b) irudia) ez du 1 baino handiagoak diren baliorik hartzen. Oro har, egonkortasun parametro bikote hau kontsideratu beharrean, analisia μ_{LS} parametroarekin burutzen bada, aztertutako seinale txikiko maiztasun tarte osoan 1 baino handiagoak diren balioak hartzen ditu (3.25 irudia). Horrekin batera, polo-zero identifikazio bidez ziurtatu da albo-bandak zirkuitu laburrean zein zirkuitu irekian daudenean zirkuitua egonkorra dela; hots, *provisoa* betetzen den zirkuitua izatez egonkorra dela (3.26 irudia). Beraz, $P_{in} = 10$ dBm denean, gutxienez R_{C3} ateko polarizazio erresistentziak 8.9Ω -ko balioa hartu behar du zirkuitua ezin karga baldintzetan egonkorra izango bada.

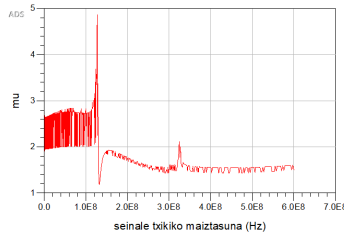


(a)

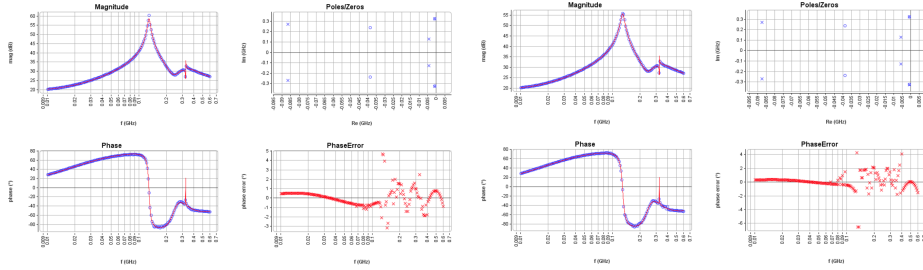


(b)

3.24. irudia: Sarrerako potentzia $P_{in} = 10$ dBm izanik eta polarizazio erresistentzia $R_{G3} = 8.9 \Omega$, zirkuituari dagozkion (a) k_{LS} eta (b) Δ_{LS} egonkortasun parametroak. (3.11) eta (3.12) baldintzak betetzen dira aztertutako maiztasun tartean.

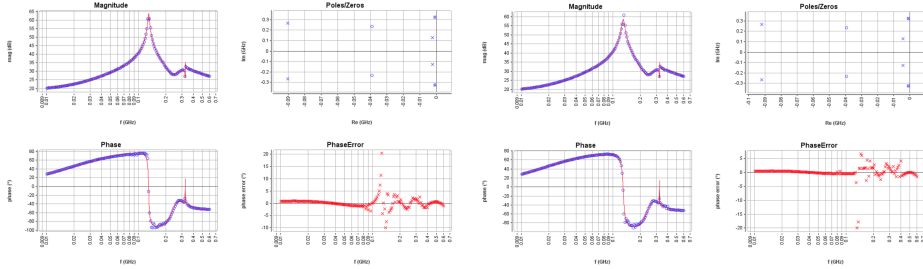


3.25. irudia: Sarrerako potentzia $P_{in} = 10$ dBm izanik eta polarizazio erresistentzia $R_{G3} = 8.9 \Omega$, zirkuituari dagozkion μ_{LS} egonkortasun parametroa. (3.13) baldintza betetzen da aztertutako maiztasun tartean.



(a)

(b)

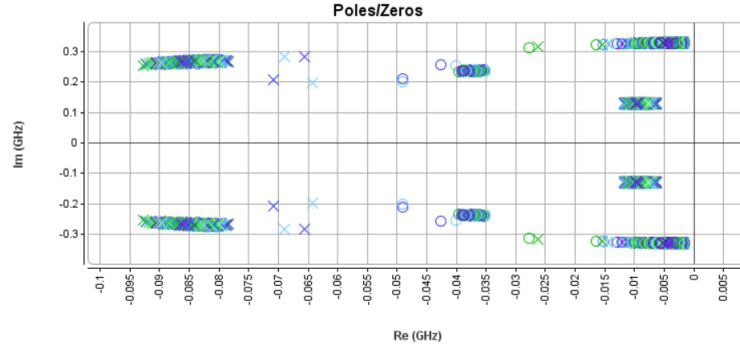


(c)

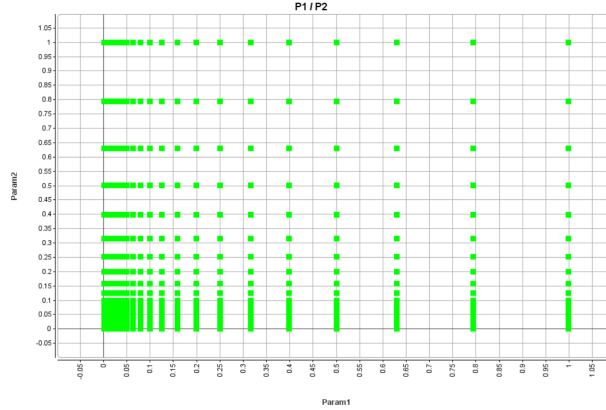
(d)

3.26. irudia: $P_{in} = 10$ dBm eta $R_{G3} = 8.9 \Omega$ izanik, zirkuituaren dinamika ezaugarritzen duen transferentzia funtzioaren identifikazioa, STAN [30] programaren bidez, albo-maiztasunak (a) zirkuitu irekian, (b) goi albo-maiztasuna zirkuitu laburrean eta behe albo-maiztasuna zirkuitu irekian, (c) behe albo-maiztasuna zirkuitu laburrean eta goi albo-maiztasuna zirkuitu irekian eta (d) biak zirkuitu laburrean egonik. Polo ezegonkorrik ez dagoenez, *provisoa* bete egingen da.

Horrela, erresistentzia balio horretatik aurrera, zirkuitua egonkorra da edozein karga baldintzen aurrean. Esaterako, $R_{G3} = 15 \Omega$ deneko kasuan, prozedura berbera aplikatzen bada, zirkuitua edozein karga baldintzaren aurrean egonkorra dela ondorioztatzen da, $P_{in} = 10$ dBm izanik. Honela, $P_{in} = 10$ dBm delarik, ateko polarizazio erresistentziaren balio honetarako, albo-bandetan kargak agertzen duen impedantziaren ekorketa burutu da, albo-bandetan karga konbinazio ezberdinak kontsideratuz, eta zirkuitua ezegonkortzen ez dela ziurtatu (3.27 eta 3.28 irudiak).



3.27. irudia: Sarrerako potentzia $P_{in} = 10$ dBm izanik eta polarizazio erresistentzia $R_{G3} = 15 \Omega$, albo-bandetan kargak aurkezten duen balio ezberdinetarako, zirkuituaren transferentzia funtzioaren poloak eta zeroak, STAN [30] programaren bidez. Polo guztiak egonkorak dira.



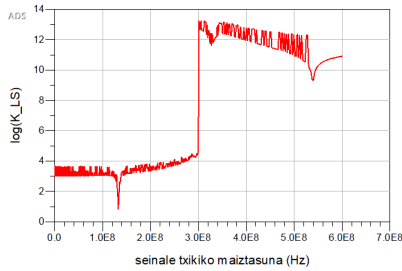
3.28. irudia: Sarrerako potentzia $P_{in} = 10$ dBm izanik eta polarizazio erresistentzia $R_{G3} = 15 \Omega$, albo-bandetan kargak aurkezten duen balio ezberdinetarako, zirkuituaren egonkortasuna. $Param1 = 1 - h_l$ da eta $Param2 = 1 - h_u$. Puntu berdeek, erantzun egonkorak adierazten dituzte. Beraz, aztertutako karga konbinazio orotarako zirkuitua egonkorra da.

Honela, zirkuituari dagokionez, sarrerako potentziaren balio ezberdinek zein ateko polarizazio erresistentziaren balio aldaketek, emaitza ezberdinak ematen dituzte aztertutako potentzia aplikadorearen egonkortasunari dagokionez. Beraz, desegokitzapen baldintzen aurrean ezegonkortzeko joera agertzen zuen zirkuitu bat, egonkor bihurtu daiteke sarrerako potentziaren zein ateko polarizazio erresistentziaren balioa aldatzean. Honenbestez, potentzia aplikatzaile baten egonkortasun analisia burutu behar bada, kontuan izan behar da lorturiko emaitzak parametroen konbinazio zehatz bati dagozkiola.

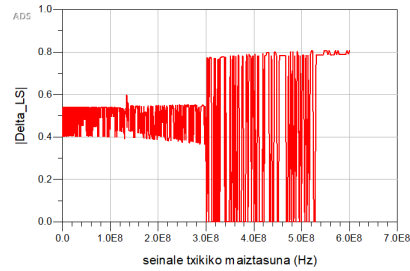
3.2.3 Provisoa Egiaztatzearen Garrantzia

Aztertutako metodologiari esker, zirkuituari buruzko informazio sakona lortu daiteke, analitikoki gainera, kostu konputazional txikiaren truke. Hala ere, ezin daiteke baldintzarik gabeko egonkortasuna soilik analisi honen bidez ondorioztatatu. Hau da, azaldutako egonkortasun analisiak, albo-banden eraginezko ezegonkortzerik baden adierazten dute. Horregatik, garrantzitsua da zirkuitua jatorriz egonkorra denentz aztertzea; hots, *provisoa* betetzen denentz egiaztatzea.

Provisoa egiaztatzearen garrantzia azpimarratzeko, adibide bat kontsideratuko da. Esaterako, sarrerako potentzia $P_{in} = -10$ dBm delarik eta polarizazio erresistentziaren balioa $R_{G3} = 2 \Omega$, egonkortasun potentzialaren analisia burutzerakoan, iduri luke zirkuitua absolutuki egonkorra dela (3.29 irudia eta 3.30 irudia). Hala ere, zirkuitua ez da egonkorra, albo-bandak zirkuitu irekian dauden kasurako polo ezegonkorrak agertzen baititu zirkuituak (3.31 irudia), 130 MHz-tako maiztasun balioen inguruan. Honenbestez, nahiz eta egonkortasun potentzialaren analisiak albo-bandek ezegonkortasunik eragiten ez dutela esan, zirkuitua ezegonkorra da. Hau da, konfigurazio honetan, ez da desegokitzapenen eraginezko ezegonkortzerik ematen, baina *provisoa* ez da betetzen.

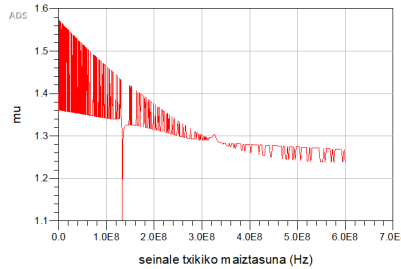


(a)



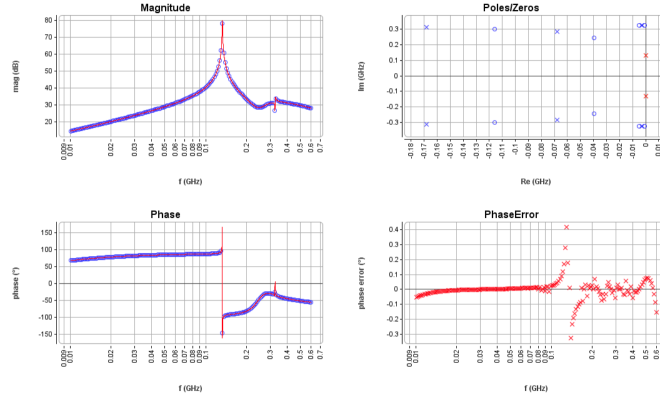
(b)

3.29. irudia: Sarrerako potentzia $P_{in} = -10$ dBm izanik eta polarizazio erresistentzia $R_{G3} = 2 \Omega$, zirkuituari dagozkion (a) k_{LS} eta (b) Δ_{LS} egonkortasun parametroak. (3.11) eta (3.12) baldintzak betetzen dira aztertutako maiztasun tartean.

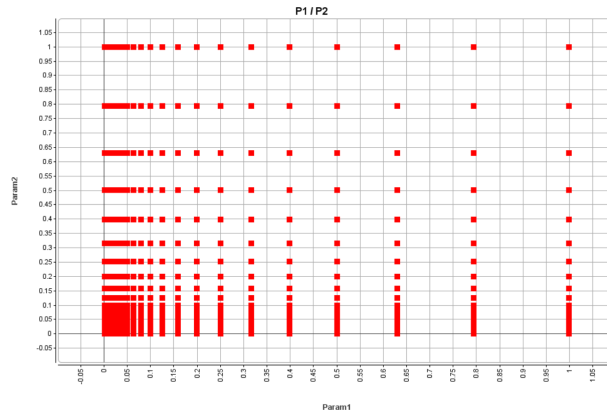


3.30. irudia: Sarrerako potentzia $P_{in} = -10$ dBm izanik eta polarizazio erresistentzia $R_{G3} = 2 \Omega$, zirkuituari dagokion μ_{LS} egonkortasun parametroa.(3.13) baldintza betetzen da aztertutako maiztasun tartean.

Zirkuitu honen kasuan, albo-bandetako inpedantzien ekorketa burutzean, karga konbinazio ezberdinak kontsideratzeko, lortzen diren emaitza guztiak ezegonkorrak dira (3.32 irudia), zirkuitua berez ezegonkorra baita seinala txikian ere.



3.31. irudia: $P_{in} = -10$ dBm eta $R_{C3} = 2 \Omega$ izanik, eta goi eta behe albo-maiztasunak zirkuitu irekian egonik, zirkuituaren polo-zero bidezko identifikazioa, STAN [30] programaren bidez. Polo ezegonkorrak daude; beraz, ez da *provisoa* betetzen.



3.32. irudia: $P_{in} = -10$ dBm eta $R_{C3} = 2 \Omega$ izanik, albo-bandetan kargak aurkezten duen balio ezberdinetarako, zirkuituaren egonkortasuna. $Param1 = 1 - h_l$ da eta $Param2 = 1 - h_u$. Puntu gorriek, erantzun ezegonkorrak adierazten dituzte. Beraz, aztertutako karga konbinazio orotarako, zirkuitua ezegonkorra da.

Potentzia anplifikagailua osatzen duen transistorearen ateko polarizazio erresistentzia $R_{C3} = 2 \Omega$ delarik, sarrerako seinalearen potentzia asko txikitzen denean, ezegonkortasuna eragiten duen oszilazioaren maiztasun osagaia ez da f_0 -ren albo-bandetara iristen, ahulegia baita. Horregatik, Rollet-en egonkortasun faktoreen seinale-handiko orokorpenean, egonkortasun faktoreak ez dira gai aipatu ezegonkortasuna detektatzeko, nahiz zirkuitua ezegonkorra den seinale txikian. Beraz, adibide honek erakutsi duen moduan, egonkortasun analisietan ondorio zuzenetara iritsiko bada, ezinbestekoa da *provisoa* egiaztatzea.

Kapitulua 4

Ondorioak

Azken atal honetan, garapenean zehar ondorioztatutako ideiarik garrantzitsuenak azpimarratuko dira. Berebat, etorkizunera begira, interesgarriak izan daitezkeen analisi zein hobekuntzak proposatuko dira.

RFko sistema txertatua aztertzean burutu diren neurketetan, antenaren sarrerako inpedantziak ingurunearekiko menpekotasun handia erakusten duela berretsi da. Horrez gain, ikusi da, ULMA enpresak garatutako sentsore integratuak baldintzatutako ingurunean antenak aurkezten zuen inpedantziaren aurrean, egokitzapen sareak ez zuela potentzia transferentzia maximoa bermatzen: RF interfazeko potentzia eskuragarria baino 3 dBm gutxiago jasotzen zituen antenak. Transmisioko galera horiek konpentsatzeko, sistema txertatuak, seinale digitala moldatuz, potentzia gehiago igortzen zuela egiaztatu da, RFko sistema txertatuaren eraginkortasunaren eta bateriaren xahupenaren kaltetan.

Hori horrela, antena zirkuitura txertatzerakoan, islapen efektua minimizatuz, sentsorearen bateriaren iraupena optimizatzea ahalbidetzen duen egokitzapen sarea diseinatu da. Diseinu horri esker, potentzia transmisioan 2.5-2.75 dBm-tako potentzia irabazia lortzen da, elementuen balio nominalak kontsideratzean. Oro har, elementuek eduki ditzaketen tolerantziak eta transmisio lerroen zein lurrerako konexioen eragina aintzat hartzean, proposatutako egokitzapen sareek, 2-2.75 dBm bitarteko irabaziaz bertan dituzte jatorrizko egokitzapen sarearekiko. Ondorioz, lan honetan proposatutako egokitzapen sareekin, haririk gabeko sentsore txertatuaren eraginkortasuna edota irismena hobetuko lirateke.

Etorkizunera begira, lehen pausua, proposatutako egokitzapen sarea RFko sistema txertatuan inplementatzea izango litzateke. Behin hori eginda, proposatutako egokitzapen sareari esker, antenari transferitutako seinalearen potentzian lortzen diren hobekuntzak esperimentalki neurtu beharko lirateke, simulazioen emaitzak berretsiko badira. Hori lortzeko, ezin daiteke espektro analizadorea zuzenean zirkuitura gehitu. Halaber, posible da, aipatu neurgailuari antena bat gehituz potentzia neurketak burutzea. Horrela, sentsorea (eta, beraz, antena txertatua) neurgailuari gehitutako antenarekiko distantzia eta orientazio zehatz batean ezarrita, egokitzapen sare ezberdinekin antena txertatuak erradiaturiko potentziak neurtzen ahal dira. Oro har, neurketa hauetan irakurtzen diren emaitzak erlatiboak izanen dira. Horrez gain, bateriaren xahupenari dagokionez, sentsorearen eraginkortasunean hobekuntzarik lortu denentz neurtu beharko litzateke.

Bestalde, sistema txertatuari dagokionez, gerta daiteke, desegokitzapen baldintzen aurrean potentzia gehiago emateaz gain, Z_s inpedantziaren balioa aldatzea. Analisi hori, S-parametro beroen bitartez burutu daiteke [31]-[32], eta etorkizunetako lanetarako interesgarria den azterketa bat da.

Sistema txertatuetan antenaren desegokitzapenek sor ditzaketen efektuak aztertu ondoren, lanaren bigarren zatian, antenaren sarrerako inpedantzia aldeketek eragindako desegokitzapenek, RF eta mikrouhinetako potentzia anplifikadoreetan sor ditzaketen ezegonkortasunak aztertu dira. Horretarako, L

bandan 1.2 GHz-tara lan egiteko diseinatutako eta FET transistore batekin eraikitako potentzia aplikagailu bat aztertu da. Zirkuitu hau, 50 Ω balio nominaleko kargaren aurrean egonkorra izanik ere, antenaren sarrerako inpedantzia aldaketan aurrean ezegonkortu egiten dela berretsi da. Honela, egoera horretan aurkitzen diren zirkuituen egonkortasun analisia burutzeko metodo bat aztertu da [14], Rollet-en seinale txikiko egonkortasun faktoreen seinale handirako orokorpena dena. Berebat, egonkortasun potentzialaren analisiaren bitartez, ezegonkortasunak agertzen zituen zirkuitutik abiatuz, edozein karga baldintzen aurrean egonkorra diren diseinuak lortu dira, sarrerako seinalearen potentzia zein transistorearen ateko polarizazio erresistentziaren balioa moldatuz.

Egonkortasuna aztertzeke erabilitako metodo berritzaileak, ohiko seinale handiko egonkortasun metodoak karga aldakorretako baldintzetara egokitzeak dakarren kostu konputazionala sahistea ahalbidetzen du. Horrez gain, analisia zirkuituaren dinamikatik urrun dagoen nodo batean burutzen bada ere, gai da barneko ezegonkortasunak detektatzeko.

Halaber, berretsi da, ezinbestekoa dela seinale handiko egonkortasun faktoreak aztertzeaz gain, *provisoa* betetzen denentz egiaztatzea, seinale-txikiko egonkortasun analisietan gertatzen den gisan [26],[33]. Izan ere, zirkuitua baldintza konkretu batzuen menpean aurkitzean, egonkortasun potentzialaren analisiko faktoreek ez zuten zirkuitua ezegonkortu zitekeenik adierazten. Hala ere, polo-zeroen identifikazioa burutzean, balio idealekin kargatutako zirkuituak polo ezegonkorra zituela ikusi da. Beraz, gerta daiteke, desegonkortzea eragiten duen dinamika, seinale handiko egonkortasun faktoreetan ez islatzea, analisia burutzeko aukeratutako nodoa dinamika ezegonkorra sortzen deneko begiztatik isolatuta badago. Guzti hau kontuan izanik, egonkortasunaren inguruko ondorio zuzenetara iritsiko bada, ezinbestekoa da *provisoa* betetzen denentz egiaztatzea.

Bestalde, seinale txikiko μ egonkortasun parametroaren [27] seinale handirako orokorpena proposatu da, eta berretsi da k_{LS} eta Δ_{LS} parametro bikotea erabiliz lortutako ondorio berberetara iristen dela. Honi esker, egonkortasun potentzialaren analisia, parametro bakarraren azterketara mugatu daiteke: μ_{LS} .

Etorkizunera begira, interesgarria den ildo bat da seinale txikiko egonkortasun zirkuluak seinale handira orokortzen dituen metodologia [14] inplementatzea. Analisi honi esker, zirkuitua baldintzapean egonkorra den kasurako, zein karga baldintzen aurrean ezegonkortzen den ezagutu daiteke. Hau da, gerta daiteke, zirkuitu baten kasurako, egonkortasun potentzialaren analisiaren bitartez, ez lortzea edozein kargaren aurrean egonkorra den diseinurik. Honela, egonkortasun zirkuluei esker, zirkuitua ezegonkortzea eragiten duten kargak identifikatu ahalko liriateke, eta era berean, ezagutu zein karga baldintzetan den zirkuitua egonkorra.

Bibliografía

- [1] David M. Pozar, *Microwave Engineering, 4th Edition*, John Wiley Sons, Inc., 2011.
- [2] Reinhold Ludwig eta Pavel Bretchko, *RF Circuit Design*, Prentice Hall, New Jersey, 2000.
- [3] Libe Mori Carrascal, "Stability Analysis of RF Power Amplifiers Through MIMO Pole-Zero Identification Techniques," PhD tesia, UPV-EHU, 2019.
- [4] A. Suárez eta R. Quéré, *Stability Analysis of Nonlinear Microwave Circuits*. Norwood, MA, AEB: Artech House, INC., 2ed., 2003.
- [5] A. Constantini, G. Vannini, F. Filicori eta A. Santarelli, "Stability Analysis of Multi-Transistor Microwave Power Amplifiers," *Gall. Arsenide Appl. Symp. Tech. Dig.*, (Paris, France), pp.342-345, IEEE, Oct. 2000.
- [6] A. Collado, F. Ramírez eta A. Suárez, "Analysis and Stabilization Tools for Microwave Amplifiers," *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, (Fort Worth, TX, USA), pp. 945-948, June 2004.
- [7] A. Suárez, *Analysis and Design of Autonomous Microwave Circuits*. Hoboken, NJ, USA: John Wiley Sons, 1 ed., 2009.
- [8] A. Suárez, "Check the Stability: Stability Analysis Methods for Microwave Circuits" *IEEE Microw. Mag.*, vol. 16, no. 5, pp. 69-99, 2015.
- [9] J. Jugo, J. Portilla, A. Anakabe, A. Suárez eta J. M. Collantes, "Closed-Loop Stability Analysis of Microwave Amplifiers," *Electron. Lett.*, vol. 37, no. 4, pp. 226-228, 2001.
- [10] C. Barquinero, A. Suárez, A. Herrera eta J. L. García, "Complete stability analysis of multifunction MMIC circuits," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, no. 10, pp. 2024-2033, Oct. 2007.
- [11] V. Rizzoli eta A. Lipparini, "General Stability Analysis of Periodic Steady-State Regimes in Nonlinear Microwave Circuits," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 33, no. 1, pp. 30-37, Jan. 1985.
- [12] F. Cappelluti, F. L. Traversa, F. Bonani, S. Donati Guerreri eta G. Ghione, "Rigorous, HBbased Nonlinear Stability Analysis of Multi-Device Power Amplifier," *40th Eur. Microw. Conf.*, (Paris, France), Sept. 2010, pp. 90-93.
- [13] S. Mons, J. C. Nallathamby, R. Quéré, P. Savary eta J. Obregon, "A Unified Approach for the Linear and Nonlinear Stability Analysis of Microwave Circuits Using Commercially Available Tools," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 47, no. 12, pp. 2403-2409, Dec. 1999.
- [14] Almudena Suárez, Franco Ramírez eta Sergio Sancho, "Stability Analysis of Power Amplifiers Under Output Mismatch Effects," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 62, no. 10, Oct. 2014.
- [15] J. M. Rollet, "Stability and Power-Gain Invariants of Linear Twoports," *IRE Trans. Circuit Theory*, vol. 9, no. 1, pp. 29-32, 1962.

- [16] Korta Empresa "http://www.korta.com"
- [17] YAGEO S432 antenna "https://www.digikey.com/product-detail/es/yageo/ANT1204F002R0433A/311-1570-1-ND/3927232."
- [18] Vectorial Network Analyzer, "https://www.tek.com/document/primer/what-vector-network-analyzer-and-how-does-it-work"
- [19] ADS. Keysight Technologies, Santa Rosa, CA, 2019. [Online]. Available: "https://www.keysight.com/es/en/products/software/pathwave-design-software/pathwave-advanced-design-system.htm"
- [20] J. M. Collantes, L. Mori, A. Anakabe, N. Otegi, I. Lizarraga, N. Ayllón, F. Ramírez, V. Armengaud eta G. Soubercaze-Pun, "Pole-Zero Identification: Unveiling the Critical Dynamics of Microwave Circuits Beyond Stability Analysis," *IEEE Microw. Mag.* 20 - 7, pp. 36-54., 2019.
- [21] M. B. Steer, C. R. Chang eta G. W. Rhyne, "Computer Aided Analysis of Nonlinear Microwave Circuits Using Frequency Domain Nonlinear Analysis Techniques: The State of Art," *Int. J. RF Microw. Comput. Eng.*, vol. 1, no. 2, pp. 181-200, 1991.
- [22] M. B. Steer, J. W. Bandler eta C. M. Snowden, "Computer Aided Design of RF and Microwave Circuits and Systems," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 50, no. 3, pp. 996-1005, 2002.
- [23] V. Rizzoli eta A. Neri, "State of the Art and Present Trends in Nonlinear Microwave CAD Techniques," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 36, no. 2, pp. 343-365, 1988.
- [24] A. Suárez, J. Morales eta R. Quéré, "Synchronization analysis of autonomous microwave circuits using new global-stability analysis tools," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 46, no. 5, pp. 494-504, May 1998.
- [25] A. Anakabe, N. Ayllon, J. M. Collantes, A. Mallet eta K. Narendra, "Automatic Pole-Zero Identification for Multivariable Large-Signal Stability Analysis of RF and Microwave Circuits," *40th Eur. Microw. Conf.*, (Paris, France), Sept. 2010, pp. 477-480.
- [26] D. Woods, "Reappraisal of the Unconditional Stability Criteria for Active 2-Port Networks in Terms of S Parameters," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 23, no. 2, pp. 73-81, Feb. 1976.
- [27] M.L. Edwards eta J.H. Sinsky, "A New Criterion for Linear 2-Port Stability Using a Single Geometrically Derived Parameter," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 40, no. 12, pp. 2303-2311, Dec. 1992.
- [28] R. W. Jackson, "Rollet Proviso in the Stability of Linear Microwave Circuits - A Tutorial," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no.3, pp. 993-1000, 2006.
- [29] L. Mori, A. Anakabe, I. Lizarraga, N. Otegi, J.M. Collantes, V. Armengaud, G. Soubercaze-Pun, "Stability analysis of multistage power amplifiers using Multiple-Input Multiple-Output identification," in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, (San Francisco, CA, USA), pp. 1-4, May 2016.
- [30] "https://www.maurymw.com/MW_RF/Stability_Analysis.php."
- [31] Jan Verspecht, Denis Barataud, Jean-Pierre Teyssier eta Jean-Michel Nébus, "Hot S-Parameter Techniques: 6=4+2," *Conference Record of the 66th ARFTG Conference Washington*, District of Columbia, USA, Dec. 2005.
- [32] T. Gasseling *et al.*, "Hot small-signal S-parameter measurements of power transistors operation under large-signal conditions in load-pull environment for the study of nonlinear parametric interactions," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, no. 3, pp. 805-812, Mar. 2004.
- [33] A. Platzker, W. Struble, K.T. Hetzler, "Instabilities Diagnosis and the Role of K in Microwave Circuits", *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, vol. 3, pp. 1185-1188, June 1993.