



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

## Potentzia Anplifikadoreen Behe-Maiztasuneko Egonkortasun-Marjinen Zunda Bidezko Neurketa-Sistemaren Simulazio eta Analisisia

Egilea/ Autor:  
Jon Otegi Bordege

Zuzendariak/Directores:  
Nerea Otegi Urdanpilleta  
Juan Mari Collantes Metola

# Gaien Aurkibidea

<b>1</b>	<b>Sarrera eta helburuak</b>	<b>2</b>
<b>2</b>	<b>Zunda bidezko egonkortasun-marjinen neurketarako metodologia</b>	<b>3</b>
2.1	Metodologiaren oinarriak . . . . .	3
2.2	Seinale handiko erregimenerako egokitzapena . . . . .	7
<b>3</b>	<b>Metodologiaren simulazioa</b>	<b>8</b>
3.1	DCko erregimena . . . . .	10
3.1.1	Sarrerako blokearen S-parametroak . . . . .	11
3.1.2	Simulazioen balioztatzea . . . . .	13
3.2	Seinale handiko erregimena . . . . .	16
<b>4</b>	<b>Metodologiaren analisisa</b>	<b>18</b>
4.1	Ziurgabetasuna . . . . .	18
4.2	Neurketa-nodoaren eragina . . . . .	22
<b>5</b>	<b>Akoplamenduzko zundaren erabilera</b>	<b>24</b>
5.1	Zundaren eredu tapena . . . . .	24
5.2	Zunda kapazitiboaren eragina . . . . .	27
<b>6</b>	<b>Ondorioak</b>	<b>31</b>

# 1 Sarrera eta helburuak

Telekomunikazio-sistema mugikorrek banda-zabalera handitzeko daukaten beharra etengabea da, abiadura handiko datu-transferentzientzako kanal gehiago bildu ahal izateko. Potentzia anplifikadoreak banda-zabalera handiko eta distortsio txikiko sistema hauetan elementu erabakigarriak dira; izan ere, anplifikadoreen barneko behe-maiztasuneko dinamikek eragin zuzena daukate bai banda-zabaleran, bai aurretiko distortsiorako sistemen gaitasunean intermodulazio-distortsioa zuzentzeko (erregulazio-irizpideak betetzeko hein handi batean).

Testuinguru honetan, anplifikadorearen jokaera mugatuko duen faktore garrantzitsuenetarikoa zirkuituaren parametroren batekin batera aldatzen diren behe-maiztasuneko polo konjokatuaren existentzia izan daiteke. Polo konjokatu hauen presentzia zirkuituetan normalean desira ez diren oszilazioen adierazle da. DCko erregimenean, oszilazio hauek polarizazio zirkuituekin lotuta egoten dira. Polarizazio-bideetako elementuak transistoreen berrelkadura intrintsekoaren elementuekin konbinatzen dira (normalean atearen eta drenadorearen edo base eta kolektorearen arteko kapazitatea) eta Hartley topologia bateko oszilazio-baldintzak betetzen dira [1]. Oszilazioak transistorearen lan-puntuak zehazten duen DCko erregimenetik abiatzen dira eta kHz batzuetatik ehunka MHz-ko maiztasunekoak izan daitezke, anplifikadorearen arabera. Seinale handiko erregimenean, bestalde, bi oszilazio mota agertu ohi dira: sasi-oszilazio parametrikoak edota maiztasunaren banaketa parametrikoak [2]. Oszilazio hauek sarrerako seinalearen potentziaren eta oinarritzko maiztasunaren menpekoak dira eta sarrerako seinaleak berak ponpatzen duen kapazitate ez-lineal batek eragiten duen erresistentzia negatiboaren ondorio izaten dira [3].

Tenperatura, polarizazio-baldintzak, karga-baldintzak edo sarrerako seinalearen potentzia bezalako parametroak aldatuz doazen heinean, oszilazioen adierazle diren polo konjokatu hauek plano konplexuan zehar mugituz joan daitezke, aldaketa esanguratsuak pairatzera iritsi arte. Egoera okerreanean, polo hauek plano konplexuaren ardatz irudikaria gurutzatu dezakete eta eskuineko planoerdia pasa daitezke, ezegonkor bilakatuz eta desira ez diren behe-maiztasuneko oszilazioak sorraraziz. Poloak ezegonkor bilakatzen ez badira ere, eskuineko planoerditik gertuegi egoteak indargetze txikiak eta erresonantzia efektu altuak agertzea esan nahi du. Egonkortasun-marjina txiki hauek efektu negatibo asko dituzte: oszilazioak agertzeko arriskuak handitzen dira parametro ezberdinen aldaketekiko anplifikadorearen sendotasuna jaitsiz [3], sistemen irteerako espektroetan ager daitezkeen muturren erantzule izaten dira [4], erantzun iragankorrean eragina izaten du [5], eta, gorago aipatu bezala, aurretiko distortsiorako sistema digitalen jokabidea mugatzen dute [6]. Beraz, ezin da nahikoa azpimarratu polo kritiko hauek neurtzeko eta egonkortasun-marjinak kuantifikatzeko garrantzia, bereziki hauek kalkulatzeko teknika esperimentalei dagokiena.

Printzipioz, behe-maiztasuneko polo konjokatu hauekin batera doazen egonkortasun-marjinak simulazio bitartez kalkulatu daitezke, adibidez polo-zero identifikazio teknikak erabiliz [7]. Hala ere, emaitzetan polarizazio-baldintzek, tenperaturak zein sarrerako seinalearen potentziak izan dezaketen eraginak ondo islatzeko, gailu aktiboen eredu fidagarriak behar dira, askotan ez direnak guztiz zehatzak izaten [8], [9]. Horregatik, oso lagungarriak izaten dira metodo esperimentalak simulazio bidezko analisiak osatu eta berresteko edo guztiz ordezkatzeko simulazioa ez denean aukera oso fidagarria.

Adibidez, [10] erreferentzian zunda koaxialen bidezko teknika bat proposatzen da behe-maiztasuneko erresonantzia kritikoak neurtzeko. [8] erreferentzian, bestalde, metodo esperimental bat aurkezten da egonkortasun-marjinak neurtu eta kontrolatzeko. Bigarren teknika honek RF portu gehigarriak eskatzen ditu, behe-maiztasuneko dinamikak aztertu ahal izateko. Horrela, konektoretutako neurketei esker, portu horietako islapen-koefizienteak azter daitezke eta plano konplexuan polo kritikoen posizioa eta bilakaera lor daiteke. Teknika honek muga edo zailtasun argi bat dauka: portu hauek prototipoak eraiki baino lehen diseinatu behar dira. Erresonantzia kritikoak lortzeko beste teknika batzuk ere aztertu dira testuinguru honetan. [11] erreferentzian, zarata simulazioen erabilera proposatzen da eta, zarata maila baxuak direla-eta, [12] lanean metodo horren aplikagarritasun esperimentalaz aztertu da simulazio bidez.

[13] artikuluan, behe-maiztasuneko polo kritikoen plano konplexuko posizioak lortzeko konektoretatu gabeko soluzio bat aurkezten da, anplifikadore hibridoaren barneko nodoak aztertu eta RF portu estra horien beharra ez izateko. Teknikaren oinarria VNA batera konektatutako inpedantzia altuko zunda bat erabiltzean datza, prototipoaren barneko nodo baterako sarbidea lortzeko. Horrela, begizta itxiko maiztasuneko erantzunak lor daitezke, egonkorreko erregimeneko zirkuituaren linealizazioa ereduizatzen dutenak. Maiztasuneko erantzun hauetatik polo kritikoak identifikatu daitezke sistema linealitzako ohiko teknikak erabiliz. [8] erreferentziako teknikarekin konparatuz, metodo honek etapa anitzeko anplifikadore baten etapa ezberdinak aztertzea ahalbidetzen du. Lortutako informazioarekin, dinamika kritikoen jatorria anplifikadorearen zein etapatan dagoen zehaztu daiteke eta, horri esker, jokabidea zuzentzean eraginkortasuna irabazten da.

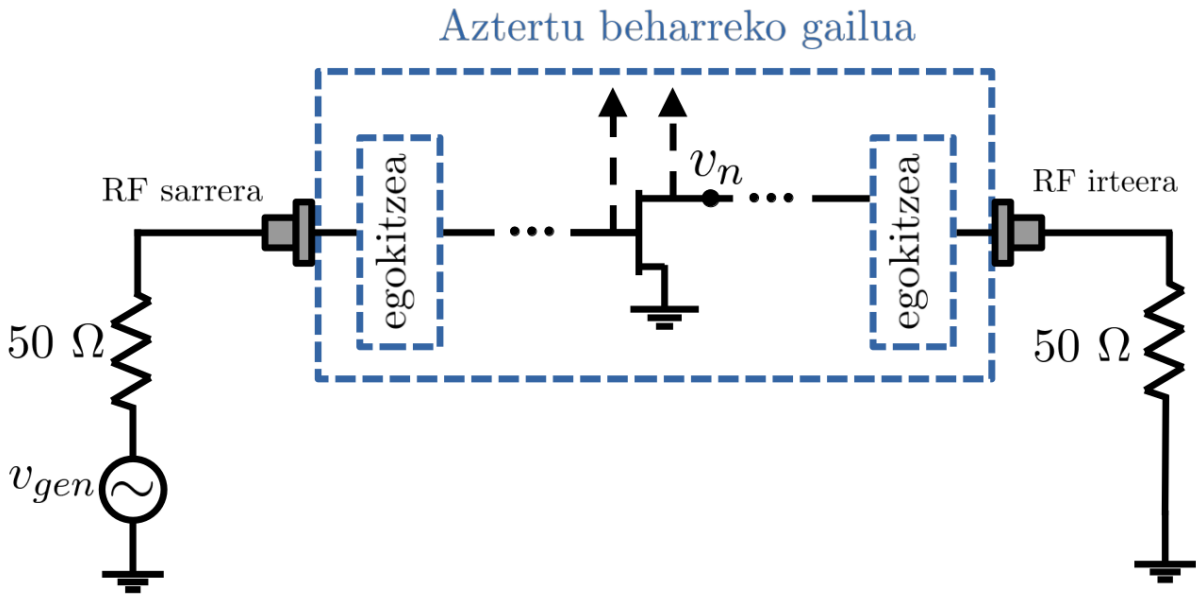
Gradu Amaierako Lan honetan, [13] lanean proposatzen den teknikaren simulazio bidezko azterketa burutuko da. Lanaren helburu nagusia teknikaren simulazio bankua inplementatzea eta metodologiaren alderdi ezberdinak aztertzea izango da. 2. atalean, xehetasun handiz azalduko dira metodologiaren nondik-norakoak. 3. atalean, inplementazioa nola egin den azalduko da eta simulazioen balioztatzea egingo da. 4. atalean, metodoaren beraren analisisa egingo da, alderdi ezberdinak aztertuz; hala nola, kalkulaturako poloen ziurgabetasuna neurketa-erroreen arabera eta neurketa-nodoen aukeraketaren garrantzia. 5. atalean, aztergai den metodoan erabiltzen den inpedantzia altuko zunda beharrean, kontaktu gabeko zunda baten erabileraren aukera aztertuko da. Amaitzeko, 6. atalean, ondorio batzuk aterako dira eta etorkizunerako ireki daitezkeen bideak azalduko dira.

## 2 Zunda bidezko egonkortasun-marjinen neurketarako metodologia

Atal honetan simulazio bidez inplementatu eta aztertuko den metodologiaren oinarri teorikoa azalduko da, [13] erreferentzian aurkezten dena.

### 2.1 Metodologiaren oinarriak

Orokorrean, linealizatutako sistema baten egonkortasun-marjinak estimatzeko, sistema horren begizta itxiko maiztasuneko erantzuneko zero eta poloen identifikaziorako algorit-



1. Irudia: Zirkuitu orokor baten eskema elektrikoa,  $v_{gen}$  sarrerarekin eta  $v_n$  aztergai den nodoko tentsioarekin. [13] erreferentziarik.

moak erabiliz, polo kritikoak aztertzen dira. Simulazioetan, maiztasuneko erantzun hauek lortzeko bide simple bat hurrengoa da, zirkuituaren sarreran ACko korrante-seinale txiki bat injektatu eta sarrerako nodo horretako tentsioa kalkulatzeko da. Horrela, korrante-iturriak ikusten duen zirkuituaren sarrerako inpedantzia izango da aztertutako maiztasuneko erantzuna. Beste ikuspuntu bat izan daiteke, zirkuituaren konfigurazioaren arabera dena, adar jakin batean seriean tentsio-iturri bat gehitzea, bertako korrantea kalkulatzeko eta iturriak ikusiko lukeen admitantzia kalkulatzeko.

Zirkuituaren ezaugarritzea laborategi batean egin behar bada, aipatu diren ikuspuntuetako bat bera ere ez da egokia (oso arruntak simulazio bidezko analisisetan), sistemaren barneko puntu berean seinaleak aldi berean injektatzea eta neurtzeak zailtasun handiak izaten dituelako. Horren ordez, laborategian bideragarria izateko, begizta itxiko maiztasuneko erantzun gisa transferentzia-funtzioak aztertzea proposatzen da. Horretarako, zirkuituaren sarrerako portuan seinale txikiko  $v_{gen}$  tentsio-iturri bat konektatzen da eta  $n$  barne-nodo bateko  $v_n$  tentsioa neurtzen da (ikus 1. irudia). Horrela, transferentzia-funtzioa lor daiteke:

$$H = \frac{v_n}{v_{gen}} \quad (1)$$

Azpimarratu behar da, linealizatutako sistema batean, nodo ezberdinei dagokien transferentzia-funtzio guztiek polo berak partekatzen dituztela. Ezaugarri hau oso garrantzitsua da, horren arabera polo kritikoaren identifikazioa eta ondorioz egonkortasun-marjinen estimazioa  $n$  neurketa-nodoaren arabera izango ez delako.

Muntai esperimentalean, metodologia sare bektorialen analizagailu (VNA) bat eta inpedantzia altuko zunda baten bitartez implementatzen da.  $v_{gen}$  sarrerako seinalea VNAn berak sortzen du eta aztergai den gailuaren sarrera portura konektatzen da. Zunda  $n$  barne-nodo horrekin kontaktuan jartzen da, bertako  $v_n$  tentsioa neurtzea VNAn biga-

rren portuak ahalbidetzen duelarik. Zundak zirkuituaren portaeran inolako eraginik ez izatea ezinbestekoa da, baldintza normaletan izango duen funtzionamendua ezaugarritzea baita helburua. Horregatik, edonolako perturbazioak saihestea da zundaren inpedantzia altuaren betebeharra: karga-efektuak gutxienez ezaugarritzea egingo den behe-maiztasunetan arbuigarriak izan behar dira.

Praktikan,  $H$  transferentzia-funtzioaren neurketa ez da tribiala. Zunda hauekin zirkuituko barne-nodo ezberdinetako tentsioen erlazioak neur daitezke. Baina helburua  $n$  nodo-ko tentsioa VNAREN iturriaren  $v_{gen}$  tentsioarekin erlazionatzea da, azken hau aztertu beharreko zirkuituaren kanpoan dagoelarik. Horretarako, erdibideko barne-nodo bat definitu behar da,  $v_{ref}$  tentsiodun erreferentzia-nodoa, aztergai den anplifikadorearen sarrerako transmisio-lerroan definitzea komeni dena, konektoretik ahalik eta gertuen. Azpimarratu behar da erreferentzia-nodo hau definitzea nahitaezkoa dela. Horrela,  $H$  transferentzia-funtzioa elkarren jarraian dauden bi transferentzia-funtziotan banatu daiteke. Alde bate-tik, sarrerako transferentzia-funtzioa, erreferentzia-nodo hau tentsio-iturriarekin erlazio-natzen duena,

$$H_{sarrera} = \frac{v_{ref}}{v_{gen}}; \quad (2)$$

beste aldetik, barne transferentzia-funtzioa, erreferentzia-nodotik aztertu nahi den  $n$  nodora eramaten duena,

$$H_n = \frac{v_n}{v_{ref}}. \quad (3)$$

Beraz,  $H$  funtzioa aurreko bien arteko biderkadura bezala idatzi daiteke:

$$H = H_{sarrera}H_n \quad (4)$$

$H_n$  funtzioa neurtzea zuzenekoa da, zundari esker lortu daiteke-eta, baina  $H_{sarrera}$  korapilatsuagoa da, aipatutako VNAREN iturriaren  $v_{gen}$  tentsioarekin erlazionatu behar delako. Izan ere, VNAtik zirkuiturako sarrera-blokearen efektuak kontuan hartu behar dira. Sarrera-bloke honek bi zati ditu, anplifikadorearen sarrerako konektorea eta definitu den erreferentzia-nodoaren posizioraino hedatzen den transmisio-lerroaren zati laburra. Maiztasun altuetan eredu-tapen hau zaila izan daitekeenez (atzerapen ideal bat ez da zertan nahikoa izan), blokearen S-parametroak lortzea izan daiteke bide egokiena. Honi esker, bi zatitan bana daiteke sarrerako transferentzia-funtzioa ere:

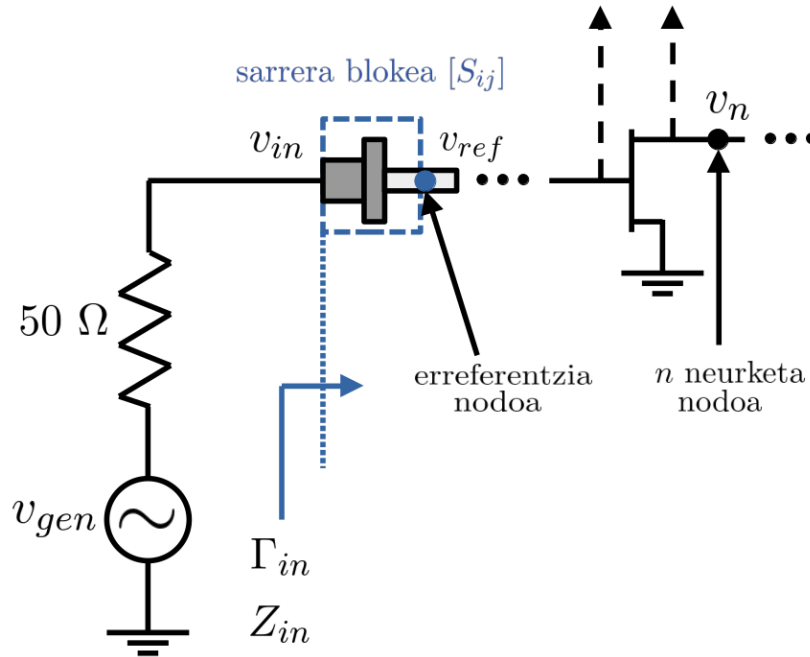
$$H_{sarrera} = \frac{v_{ref}}{v_{in}} \frac{v_{in}}{v_{gen}} \quad (5)$$

non  $v_{in}$  zirkuituaren sarrerako tentsioa den. Kontuan hartuz VNAREN portuaren inpedantzia  $50 \Omega$ -koa dela, hurrengo erlazioak betetzen dira

$$\frac{v_{in}}{v_{gen}} = \frac{Z_{in}}{Z_{in} + 50\Omega} \quad (6)$$

eta

$$\frac{v_{ref}}{v_{in}} = \left( S_{21} + \frac{(\Gamma_{in} - S_{11})(1 + S_{22})}{S_{12}} \right) \frac{1}{1 + \Gamma_{in}} \quad (7)$$



2. Irudia: Metodologiarekin neurtu behar diren parametro garrantzitsuenak zein sarrerako blokea erakusten dituen oinarrizko eskema. [13] erreferentziatik.

non  $Z_{in}$  eta  $\Gamma_{in}$  zirkuituaren sarrerako inpedantzia eta islapen-koefizientea diren, hurrenez hurren, eta  $S_{ij}$  aipatutako sarrera-blokearen S-parametroak. 2. irudian orain arte azaldutako parametroak erakusten dira, era eskematiko batean.

Sarrera-blokearen S-parametroak neurtzeko modu ezberdinak existitzen dira. [13]-n proposatzen dena hurrengoa da: bigarren behin-behineko zirkuitu bat eraikitzea helburu zehatz horretarako, bi sarrera konektore berdinez osatuta dagoena, bata besteari microstrip transmisio-lerro batez konektatuta. Bigarren gailu honen substratuak, konektoreek eta transmisio-lerroak anplifikadorearen ezaugarri berdinak izan beharko dituzte. Bestalde, zirkuitu txiki honen erdiko puntuak anplifikadorearen erreferentzia-nodoarekin bat egin behar du, zirkuitu erdiak sarrera-blokearen itxura izan dezan. Bigarren gailu honen S-parametroak neurtu ostean, printzipioz sarrera-blokearenak lor daitezke suposatuz gailuaren bi zatiak berdinak direla, aurrerago azalduko den moduan (3.1.1. atala).

Oso garrantzitsua den metodologiaren beste alderdi bat neurketa-nodoaren aukeraketa da, ez baita inolaz ere tribiala. Gorago azaldu den bezala, zundak ez du karga-efekturik eragin behar zirkuituarekin kontaktuan jartzean, beraz, neurketa-nodotik ikusten diren inpedantziak nabarmen txikiagoak izan behar dira zundaren inpedantzia baino. Normalean, sarrerako erreferentzia-nodoaren kasuan ez dago arazo berezirik, sarrerako konektoretik oso gertu aukeratu denez, puntu horretatik ikusten den inpedantzia  $50 \Omega$  inguruan egoten baita.  $n$  nodoaren aukeraketa, aitzitik, kontu handiagoaz egin behar da.

Printzipioz, neurketa-nodo gisa transistoreen ate edo drenadoreak aukeratzeak arrazoizkoa dirudi, erresonantzia kritikoak erakutsiko dituen begiztak neurtuko direla bermatzen baita. Baina zirkuituek normalean lan egingo duten maiztasunetan puntu horietatik ikusten diren inpedantziak altuak izaten dira. Beraz, zentzuzkoagoa da polarizazio-bideko

puntuak aukeratzea, puntu hauetako inpedantziak baxuagoak izaten baitira. Bestalde, transistorearen aterako polarizazio-bideak hobetsiko dira drenadorerako gainetik, korronte eta tentsioak baxuagoak izan ohi direnez, zunda hondatzea saihesten delako. Lan honen testuinguruan, azken alderdi honek ez du horrenbeste axola, simulazio bidezko analisiak egingo direnez, zundak hondatzeko arriskurik ez baitago; baina inpedantziaren baldintza bai dela garrantzitsua. Oro har, puntu interesgarrienak RF seinalea desakoplatzen deneko atearen polarizazio-bidekoak dira, aurrerago seinale handiko erregimenerako ezaugarritzean erabili ahal direlako, non zundak karga-efektuak ez erakustearen baldintza sarrerako seinalearen oinarritzko maiztasunean eta harmonikoetan ere bete behar den. Zirkuituko barne-nodoak erabiltzeko aukera aztertuko da lan honetan, 4.2 atalean.

Laburbilduz, metodologiaren urrats nagusiak hurrengoak dira:

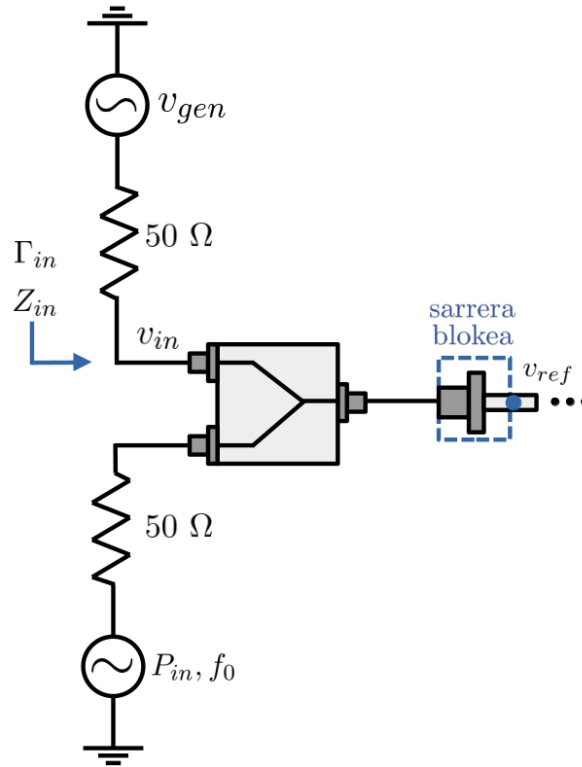
1.  $n$  neurketa-nodoa aukeratu gorago azaldutako irizpideen arabera.
2. Sarrera-blokearen S-parametroak lortu.
3.  $\Gamma_{in}$  anplifikadorearen sarrerako islapen-koefizientea neurtu eta sarrerako transferentzia-funtzioa kalkulatu (5) adierazpenarekin.
4. Lehenengo neurketa bat egin zunda erreferentzia-nodoarekin kontaktuan jarritz.
5. Bigarren neurketa bat egin zunda  $n$  neurketa-nodoan jarritz eta kalkulatu  $H_n$  (3) adierazpenarekin.
6. Kalkulatu  $H$  transferentzia-funtzioa (4) adierazpenarekin.
7. Amaitzeko,  $H$  begizta itxiko maiztasuneko erantzunetik poloak eta zeroak identifikatzeko teknikak erabili sistemaren polo eta zeroen mapa lortzeko.

## 2.2 Seinale handiko erregimenerako egokitzapena

Orain arte azaldutako metodoa DCko erregimenera mugatzen da. Potentzia anplifikadoreetan, aldiz, oso garrantzitsua da sarrerako seinalearen potentziaren arabera behe-maiztasuneko erresonantziekin lotutako egonkortasun-marjinen neurketa. Seinale handiko erregimenean metodologiari moldaketa batzuk egin behar zaizkio. Izan ere, kasu honetan, zundak eraginik ez izatea erronka handiagoa bilakatzen da. Alde batetik, DCko erregimenean bezala, zundaren inpedantzia nabarmen altuagoa izan behar da neurketa-nodotik ikusten dena baino, gutxienez erresonantzia ezaugarritu nahi deneko maiztasun-tartean. Baina gainera, inpedantzien arteko erlazio hau RF seinalearen  $f_0$  oinarritzko maiztasunean eta  $mf_0$  maiztasuneko harmonikoetan (non  $m$  zenbaki oso bat den) ere bermatu behar da, seinale handiko egoera egonkor periodikoaren aldaketak saihesteko.

3. irudiak gehitu beharreko elementuak erakusten ditu. Anplifikadorearen RF sarrera portuari potentzia-kombinatzaile bat konektatzen zaio, zeinak  $v_{gen}$  behe-maiztasuneko seinale txikia eta  $f_0$  maiztasuneko eta  $P_{in}$  potentziako seinale handia batzen dituen. Esan bezala, erronka orain hurrengo da, zundaren inpedantzia neurketa-nodotik ikusten dena baino altuagoa izatea  $mf_0$  maiztasunetan. Baina goi-maiztasunetan zundak ez duenez baldintza hau betetzen, printzipioz seinale handiko egoera egonkorra drastikoki eraldatu dezake. Beraz, neurketa-nodo gisa polarizazio-bideak erabiltzea proposatzen da, DCko erregimenean erabili den berdina hobetsiz, RF seinalea desakoplatu direneko puntuak.





3. Irudia: Seinale handiko erregimenean anplifikadorearen sarreran muntatu beharreko egituraren eskema. [13] erreferentziatik.

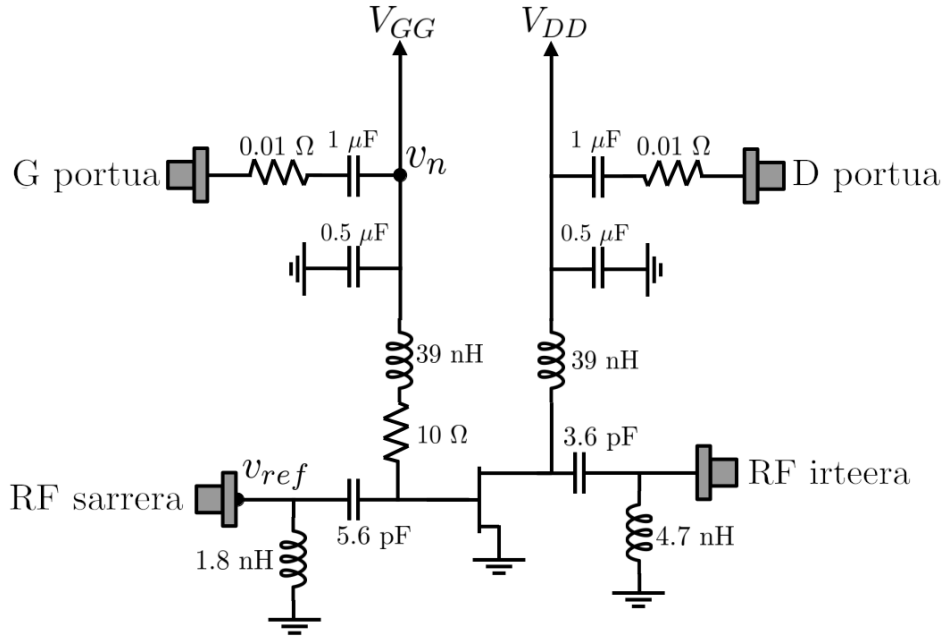
Izan ere, RF seinalea iragazteak zundaren karga-efektuak arbuigarriak bihurtzen ditu.

Hala eta guztiz ere, RF seinalea konektatuta dagoenean, zundak, sarrerako erreferentzia-nodoarekin kontaktuan jartzean, egonkorreko seinale handiko erantzuna eraldatu dezake. Hau saihesteko,  $v_{ref}$  tentsioaren neurketa seinale handia itzalita dagoela egitea proposatzen da, neurketa bakarra.  $v_{ref}$  eta  $v_n$  baldintza ezberdinetan neurtuko badira ere ( $v_n$  seinale handia piztuta dagoela egin behar da, noski), ez dago inolako eragozpenik  $v_{gen}$  seinalea berdina bada bi kasuetan. Koherentziagatik, (5) adierazpeneko  $H_{sarrera}$  transferentzia-funtzioa  $v_{ref}$  neurtzeko erabili diren baldintza berdinetan ezaugarritu behar da; beraz,  $\Gamma_{in}$  eta  $Z_{in}$  seinale handirik gabe neurtu beharko dira. Ohartu orain bi aldagai hauek konbinatzailearen sarrerarekiko definitzen direla,  $v_{gen}$ -era konektatuta dagoena (ikus 3. irudia). Gainera, berriro ere  $v_{gen}$  tentsioa  $v_{ref}$  erreferentziarekin erlazionatu behar denez, konbinatzailearen S-parametroak ere kontuan hartu beharko dira sarrera-blokearen kalkulatzeko orduan.

### 3 Metodologiaren simulazioa

Atal honetan 2. atalean azaldutako metodologia Advanced Design System (ADS) [14] simulazio programan inplementatuko da eta horren bitartez  $H$  transferentzia-funtzioak lortuko dira. Maiztasuneko erantzun hauetatik sistemaren poloak ondorioztatzeko, STAN erreminta erabiliko da [15], [16].

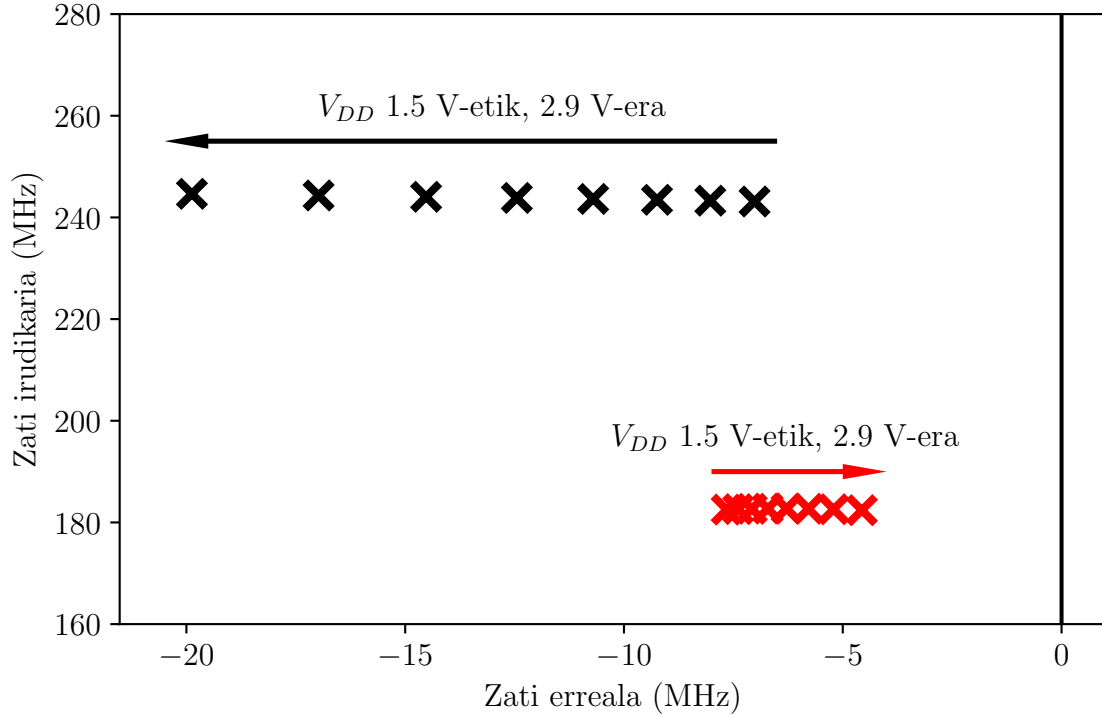
Anplifikadore jakin batekin lan egingo da, GaAs FET transistore bakarrean (FLU17XM) oinarrituriko L-bandako potentzia ertaineko anplifikadorea. 4. irudian erakusten da es-



4. Irudia: Aztertuko den amplifikadorearen eskema elektrikoa. Erreferentzia eta neurketanodoak adierazi dira,  $v_{ref}$  eta  $v_n$  hurrenez hurren. Bestalde, irudi grisek portuetako konektoreak adierazten dituzte.

kema elektrikoa. Anplifikadore hau oso egokia da neurketa-sistemaren implementazioa aztertzeko, zentzu ezberdinetan. Batetik, zirkuitu honek ezegonkor bihurtzen diren polo kritikoak ditu, bai DCko erregimenean, polarizazio-baldintzen ondoriozkoak, bai seinale handiko erregimenean [13], sarrerako seinalearen potentziaren ondoriozkoak. Bestetik, poloen detekziorako beste metodologia bat ahalbidetzen duten berariazko portuak izanik, G eta D portuak, oso gailu egokia da konparaketak burutu ahal izateko. Ohartu simulazio bidez edozein amplifikadorearen egonkortasuna aztertu ahalko litzatekeen arren, hemen polo kritikoaren neurketa-sistema baten implementazioa aztertu nahi dela eta, gailu honi esker, bi neurketa-sistemak konparatzeko aukera dagoela.

Erregimen linealean, amplifikadoreak desira ez den oszilazio bat aurkezten du, 180 MHz inguruan. AB klaseko polarizaziopean,  $V_{GG} = -2.1$  V izanik, drenadorearen polarizazio-tentsioak ( $V_{DD}$ ) 3 V gainditzen dituenean amplifikadorea ezegonkortzen da. Hau da,  $V_{DD}$ -ren balioa 3 V baino txikiagoa denean, plano konplexuaren eskuineko planoerdetik gertu egongo den polo konjokatu bikote bat egongo da. 5. irudian amplifikadorearen poloak erakusten dira  $V_{DD} = 1.5$  V-etik  $V_{DD} = 2.9$  V bitarterako balioen tartean. Ikusten denez, bi polo konjokatu bikote-sorta agertzen dira:  $V_{DD}$  handituz egonkortzeko joera dutenak, 240 MHz inguruan, eta  $V_{DD}$  handituz ezegonkortzeko joera dutenak, 180 MHz inguruan. Lan honetan bigarren hauek aztertuko dira, polo kritikoak, alegia. Bestetik, argitasunagatik, 5. irudian egin den bezala, soilik maiztasun positiboko poloak erakutsiko dira hurrengo orrialdeetako irudietan. Noski, polo horiekin batera maiztasun negatiboetan polo konjokatuak egongo dira.



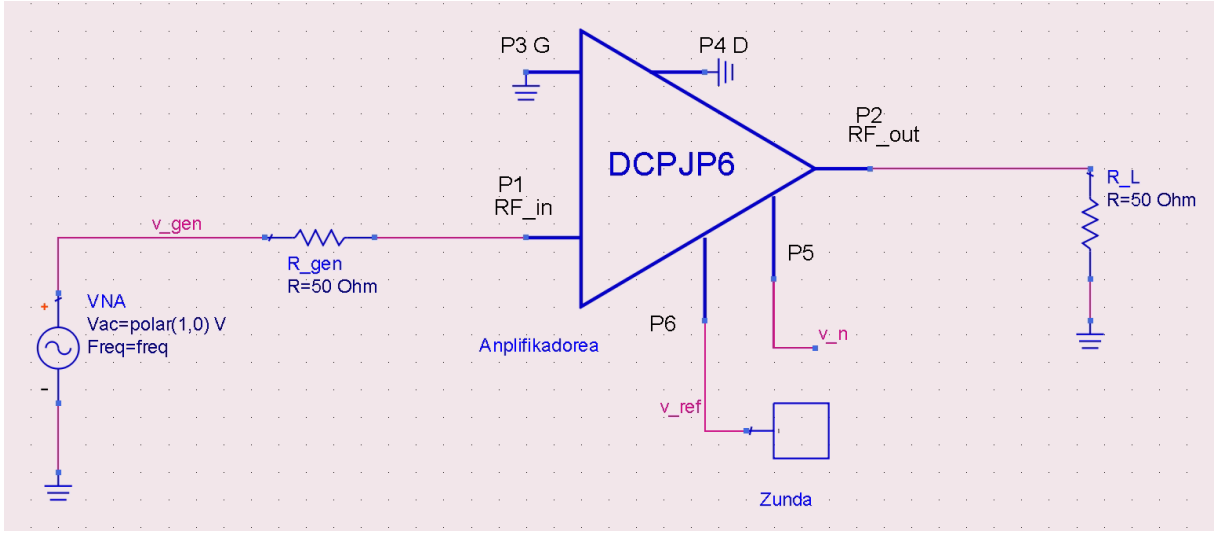
5. Irudia: Anplifikadorearen polo kritikoak gorritz,  $V_{DD}$  handituz eskuinerantz mugitzen direnak, eta polo egonkorak beltzez,  $V_{DD}$  handituz ezkererantz mugitzen direnak. Plano konplexuko maiztasun positiboak erakusten dira soilik.

### 3.1 DCko erregimena

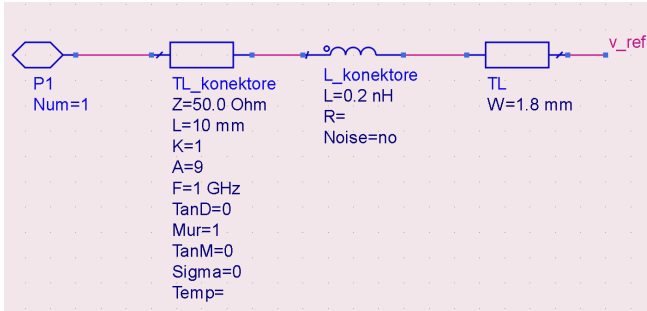
Erregimen linealeko poloen azterketarako beharko diren  $H$  transferentzia-funtzioak lortzeko, AC analisia erabiliko da. Anlisi honen bitartez, anplifikadorearen DCko lan-puntua kalkulatu da lehenik, jarraian elementu ez-linealak puntu horren inguruan linealizatu dira eta, azkenik, maiztasun-tarte zabal batean simulatu dira.

6. irudiak 2. atalean deskribaturiko zunda bidezko neurketa ereduatzeko egitura erakusten du. RF sarrerako portuan (P1) VNAREN sorgailua ereduatzeko duen ACKo sorgailu bat konektatu da,  $50 \Omega$ -rekin batera, RF irteeran (P2)  $50 \Omega$ -ko karga jarri da. Karga baldintza hauek anplifikadorearen ohiko funtzionamenduari dagozkionak dira. G eta D portuak (P3 eta P4 hurrenez hurren) lurrera konektatu dira eta zunda ereduatzeko duen blokea  $v_{ref}$  tentsioko nodoan konektatu da (P6).  $v_n$  tentsioa neurtzeko, besterik gabe, zunda beste portuan konektatu behar da (P5). Bestalde, 7a irudian sarrera-blokearen ereduatzapena erakusten da: portuko konektorea transmisio-lerro batez eta induktantzia batez ereduatzeko da eta, bestetik,  $v_{ref}$  konektorearen amaieran ez dagoenez baizik eta anplifikadorearen sarreran konektoretik milimetro batzuetara, beste lerro bat gehitu da. Horrez gain, 7b irudian zundaren eredu erakusten da, dagokion datu-orritik lortu dena [17].

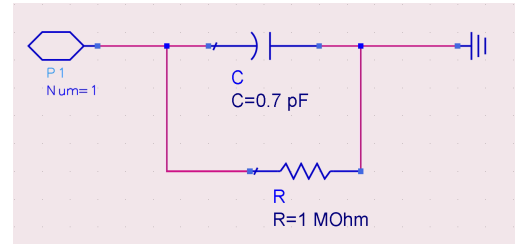
6. irudian adierazi diren  $v_{ref}$  eta  $v_n$  tentsioen neurketez gain, sarrera-blokearen S-parametroak eta anplifikadorearen  $Z_{in}$  sarrerako inpedantzia behar dira. Sarrerako inpedantzia lortzeko, S-parametroko simulazio bat egingo da, 8. irudian erakusten den bezala.



6. Irudia: AC analisirako erabili den egitura. ADSko pantaila-argazkia.



(a)



(b)

7. Irudia: Sistemaren bloke ezberdinen ereduizatzea, sarrera-blokearena (a) eta zundarena (b). ADSko pantaila-argazkiak.

Simulazio horren emaitza  $\Gamma_{in}$  sarrerako islapen-koefizientea izango da, eta

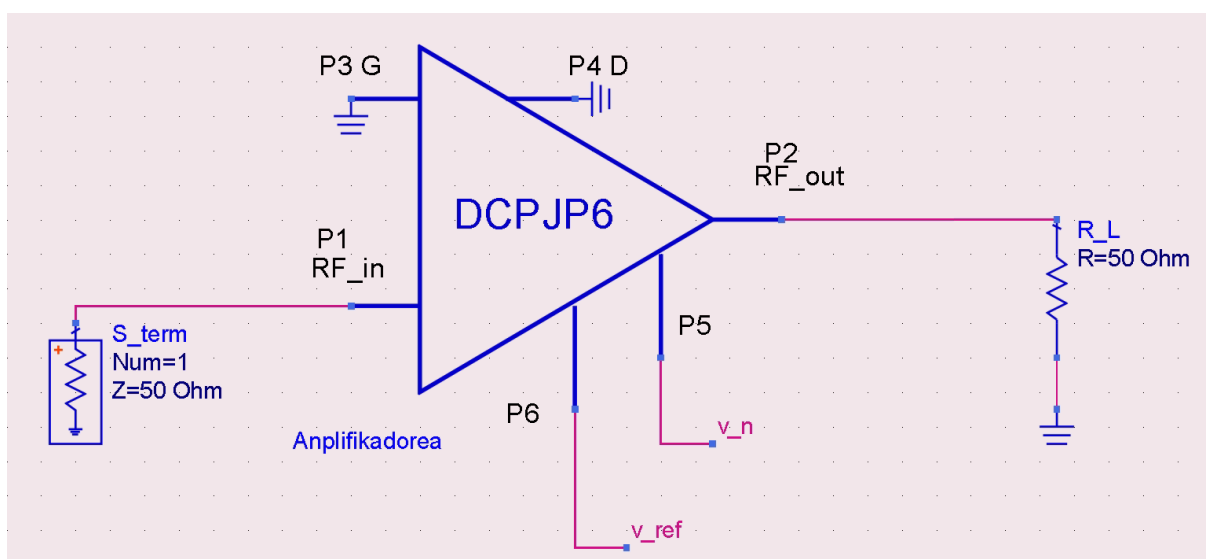
$$Z_{in} = Z_0 \frac{\Gamma_{in} + 1}{\Gamma_{in} - 1} \quad (8)$$

adierazpenaren bidez, islapen-koefizientearen definitioetik ondorioztatzen dena [18], sarrerako inpedantzia lortuko da. Sarrera-blokearen S-parametroen kalkulua, bestetik, hurrengo azpiatalean azalduko da.

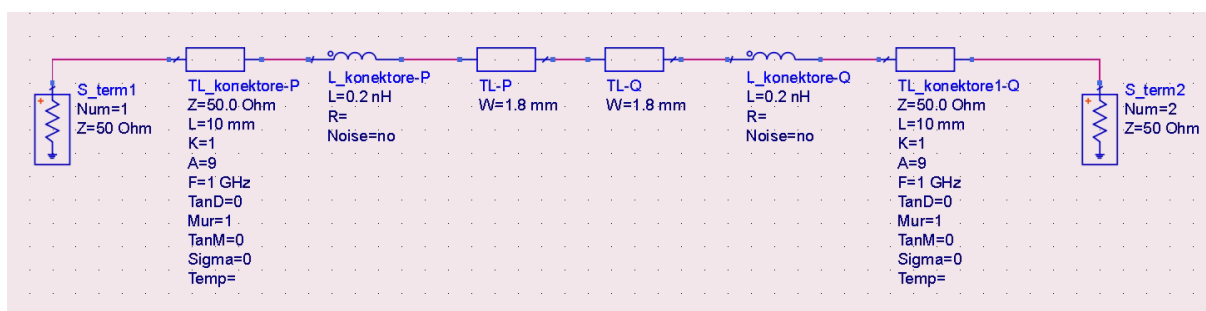
### 3.1.1 Sarrerako blokearen S-parametroak

Sarrerako blokearen S-parametroak kalkulatzeko, 2. atalean aipatutako bidea erabili da, bi bloke elkarri konektatuz eta bikotearen parametroak neurtuz. Inplementazioa 9. irudian erakusten da. Bloke bikoitzaren S-parametroetatik bloke bakarrarenak eskuratzeko, [19] erreferentziako metodoa erabili da. Metodo honen arabera, S-parametro ezaguneko bi bloke ezagutzen badira,  $P$ ,  $S^P$  parametroen bidez ereduizatuta eta  $Q$ ,  $S^Q$  parametroen bidez, eta 10 irudian erakusten den moduan konektatuta badaude sistema osoaren S-parametroak hurrengoak izango dira:

$$S_{11} = S_{11}^P + \frac{S_{12}^P S_{21}^P S_{11}^Q}{1 - S_{11}^Q S_{22}^P} \quad (9a)$$



8. Irudia: Anplifikadorearen sarrerako inpedantzia neurtzeko erabili den egitura. ADSko pantaila-argazkia.



9. Irudia: Sarrera-blokearen S-parametroak neurtzeko erabili den egitura. ADSko pantaila-argazkia.

$$S_{12} = \frac{S_{12}^P S_{12}^Q}{1 - S_{11}^Q S_{22}^P} \quad (9b)$$

$$S_{21} = \frac{S_{21}^P S_{21}^Q}{1 - S_{11}^Q S_{22}^P} \quad (9c)$$

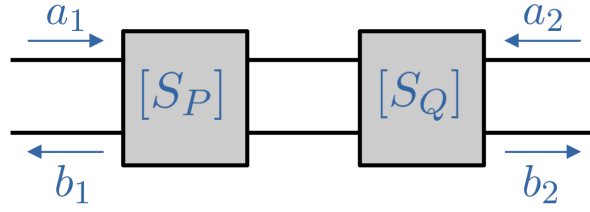
$$S_{22} = S_{22}^Q + \frac{S_{12}^Q S_{21}^Q S_{22}^P}{1 - S_{11}^Q S_{22}^P} \quad (9d)$$

Bi blokeak,  $P$  eta  $Q$ , pasiboak eta elkarrekikoak badira, aztergai den sisteman bezala, hurrengoak betetzen da:

$$S_{11}^Q = S_{22}^P \quad (10a)$$

$$S_{22}^Q = S_{11}^P \quad (10b)$$

$$S_{12}^Q = S_{21}^Q = S_{12}^P = S_{21}^P \quad (10c)$$

10. Irudia: S-parametroak lortzeko  $P$  eta  $Q$  blokeen konexioa.

Erlazio hauekin, (9) adierazpenak sinplifikatu daitezke:

$$S_{11} = S_{22} = S_{11}^P + \frac{(S_{12}^P)^2 S_{22}^P}{1 - (S_{22}^P)^2} \quad (11a)$$

$$S_{12} = S_{21} = \frac{(S_{12}^P)^2}{1 - (S_{22}^P)^2} \quad (11b)$$

Azkenik, bloke bakarraren parametroak askatuz, horiek baitira desiratutakoak:

$$S_{11}^P = S_{11} - S_{12} S_{22}^P \quad (12a)$$

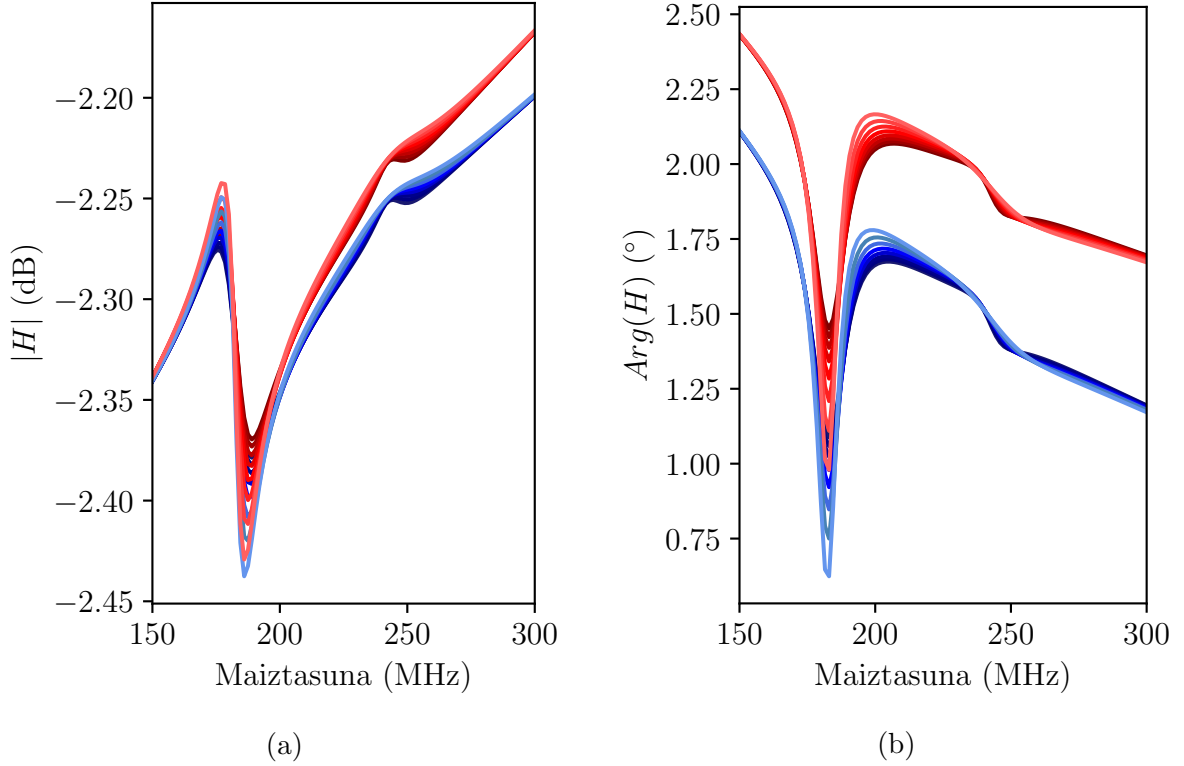
$$S_{12}^P = S_{21}^P = \sqrt{[1 - (S_{22}^P)^2] S_{12}} \quad (12b)$$

Ikusten denez,  $S_{22}^P$  parametroa geratzen da definitzeko; izatez, bi parametro, magnitudea eta fasea. Hauek hurbiltzeko, hurrengoa egin da: simulazioak emandako datuekin  $v_{ref}/v_{in}$  kalkulatu eta  $S_{12}^P$  balioa doitu (7) adierazpenaren bidez lortutako funtzioa balio horretara ahalik eta gehien hurbiltzeko. Ohartu, hurbilketa moduan, magnitude eta fasearen balio konstanteak lortuko direla, eta beraz, zentzuzkoena intereseko maiztasunean doitzen saiatzea izango dela. 11. irudian bi bideetatik lortutako transferentzia-funtzioak erakusten dira. Bien arteko ezberdintasuna hurrengo azpiatalean eztabaidatuko da.

Simulazioa errealistagoa izateko, bloke erdiaren parametroak neurketatik lor daitezkeen bloketik lortzea izango litzateke hurrengo pausoa. Baina doiketa hori ez da tribiala, bloke erdiaren S-parametroen balio-sorta zabalekin lor baitaitezke bloke osoarenak. Ondorioz, etorkizunerako utziko den bidea izango da. Konektoreen eredu on bat izanda, bloke erdia bera ere simulatu ahalko litzateke. Hala ere, bide errealistago bat hartzeagatik, doiketaren lehenengo urrats bat erabili da eta ez balio zehatzak.

### 3.1.2 Simulazioen balioztatzea

Metodologiaren implementazioa zuzena den egiaztatzeko, azaldutako simulazioak burutu dira eta bi transferentzia-funtzio mota konparatu dira: alde batetik, deskribatutako eran kalkulaturakoak,  $H$ , eta, bestetik,  $v_n$  eta  $v_{gen}$  tentsioen arteko zatiketa bidez kalkulaturakoak. Konturatu, laborategiko neurketetan ez bezala, simulazioan nodo hauekiko tentsioak eskuragarri daudela eta transferentzia-funtzioen egiaztapenerako erabili daitezkeela. 12. irudian bi transferentzia-funtzioen sortak erakusten dira. Bestetik, aurreko azpiatalean aipatu den 11. irudiak  $v_{ref}/v_{in}$  erakusten du, sarrera-blokearen S-parametroen eragin handiena nabaritzen duen zatia. Funtzio hau S-parametroen doiketan erabili dena da, baina bi funtzio-sorten artean diferentzia nabari bat badago ere, azkeneko  $H$  transferentzia-funtzioan ez da hautematen eragina, 12. irudian ikusten denez, ia

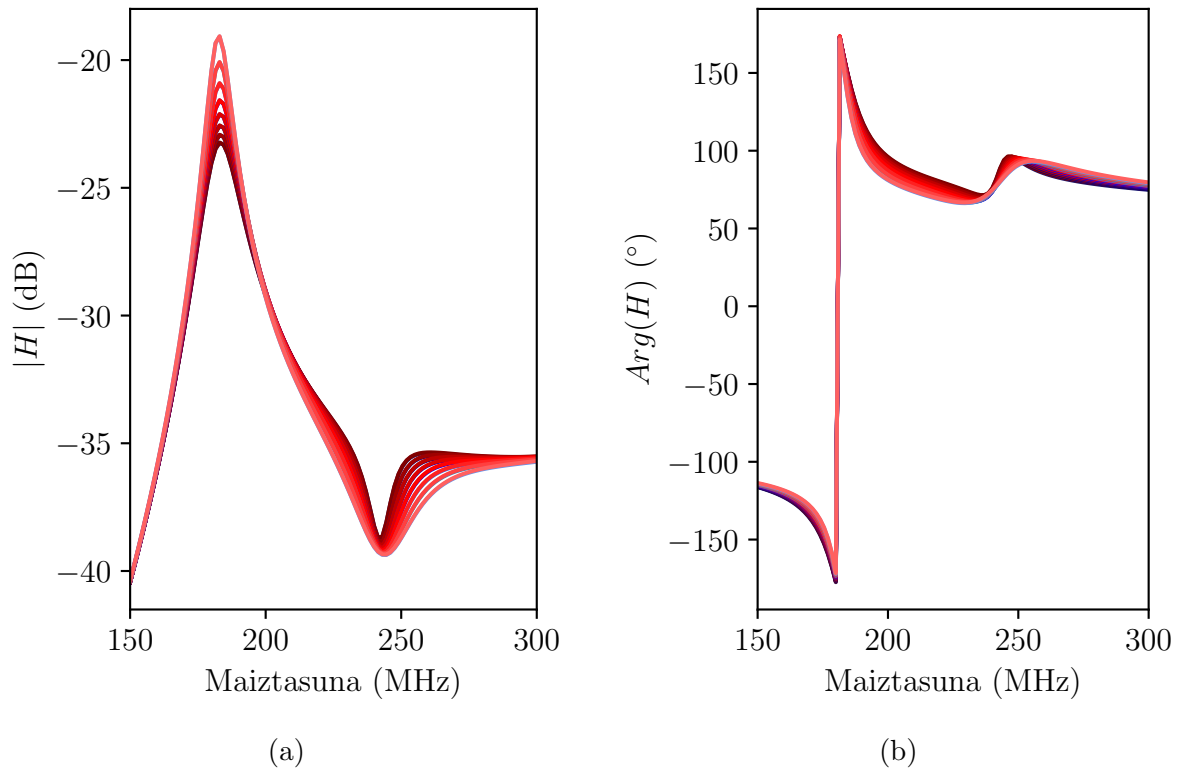


11. Irudia: S-parametroen doiketarako  $v_{ref}/v_{in}$  transferentzia-funtzioak, magnitudea (a) eta fasea (b). (7) adierazpenaren bitartez kalkulaturakoak urdinez adierazi dira eta zuzenean bi tentsioen arteko zatiketaz kalkulaturakoak gorritz.

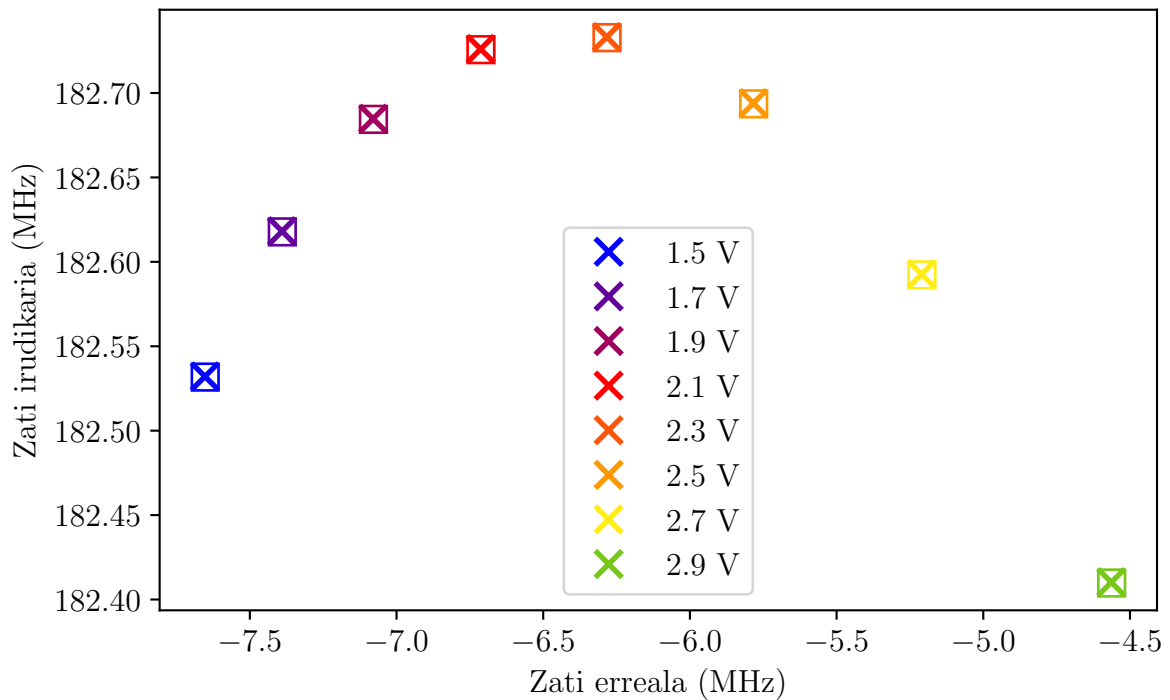
bereizezinak baitira. Hau da,  $v_{ref}/v_{in}$  gaian zehaztasuna galtzen bada ere, poloak ondorioztatzeko erabiliko den  $H$  transferentzia-funtzioan galera hori ahultzen dela dirudi.

Bi transferentzia-funtzio multzoekin (jadanik elkarren artean ia bereizezinak direnak) polo kritikoak kalkulatu dira. 13. irudian irudikatu dira eta, ikusten denez, ia ez dago ezberdintasunik polo-sorten artean. Esan daiteke, beraz, metodologia ondo inplementatu dela. Garrantzitsua da ikustea transferentzia-funtzio hauek ez direla benetan lortu nahiko liratekeenak, zundaren eragina dute-eta. Hau da, zunda zirkuituan kokatuta kalkulaturikoak dira eta anplifikadorea-gehi-zunda sistemarenak dira.

Anplifikadorearen funtzionamendu normalean, noski, ez da zundarik egongo, baina zunda inpedantzia altukoa izanik ez da eragin handirik espero. Hala ere, sistemaren benetako poloak lortzeko, berriro ere  $v_n/v_{gen}$  zatidura zuzena egingo da, baina zundarik konektatu gabe, eragin hau kuantifikatu ahal izateko. Zunda konektatuta lortzen diren poloak zunda gabeko anplifikadorearen poloekin konparatzen dira 14. irudian. Ikusten denez, zundaren karga-efektua poloaren desplazamenduan itzultzen da. Nolanahi ere, eragina oso txikia da eta portaera kualitatiboaz gain, kuantitatiboki ere ia ez da ezberdintasunik hautematen (ohartu ezberdintasuna poloaren zati irudikariaren hamartarreen baino ez dela ikusten). Baina nodotik ikusten den inpedantzia handiagoa izango balitz, eragin handiagoa izan ahalko luke. Hortik nodoaren aukeraketa egokiaren garrantzia, 4.2. atalean sakonkiago aztertuko den bezala.

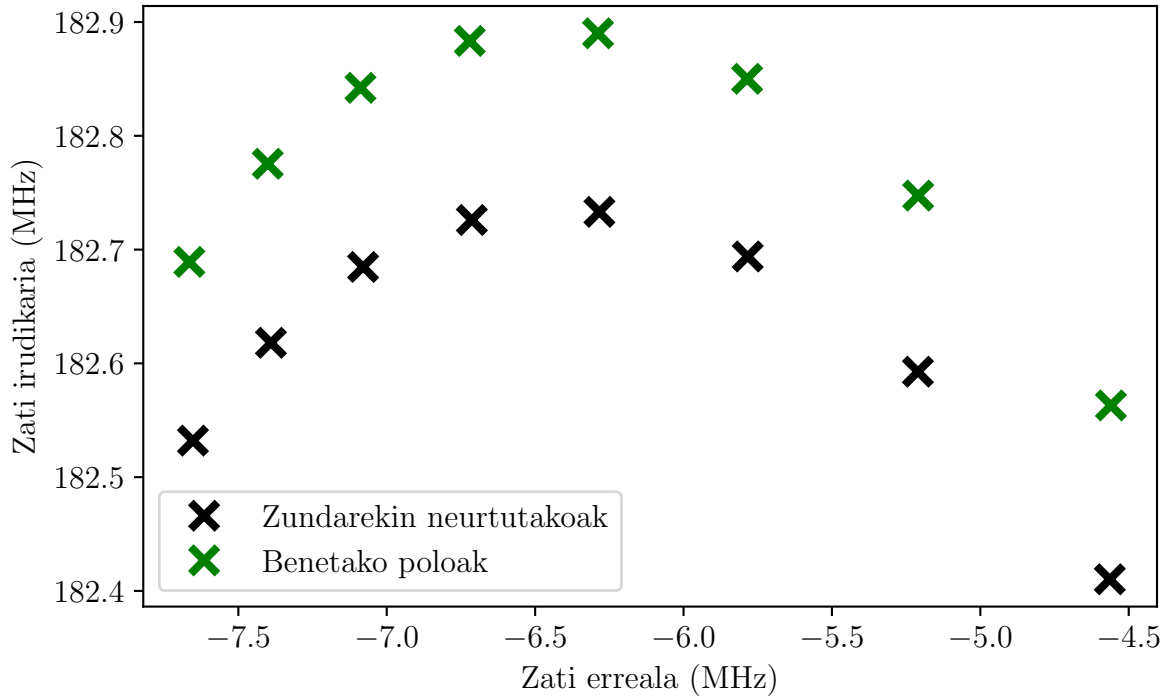


12. Irudia: Kalkulatutako  $H$  transferentzia-funtzioak urdinez eta  $v_n/v_{gen}$  zatiketa gorritz, magnitudea (a) eta fasea (b). Ezin dira kurba urdinak hauteman, ia bereizezinak baitira gorriekin. Kolorea geroz eta argiagoa izateak  $V_{DD}$ -ren balio handiagoa dela adierazten du.



13. Irudia: Anplifikadorearen polo kritikoak  $V_{DD}$ -ren balio ezberdinetarako,  $H$  transferentzia-funtziotik lortutakoak ( $\times$ ) zein  $v_n/v_{gen}$  zatiketatik lortutakoak ( $\square$ ).





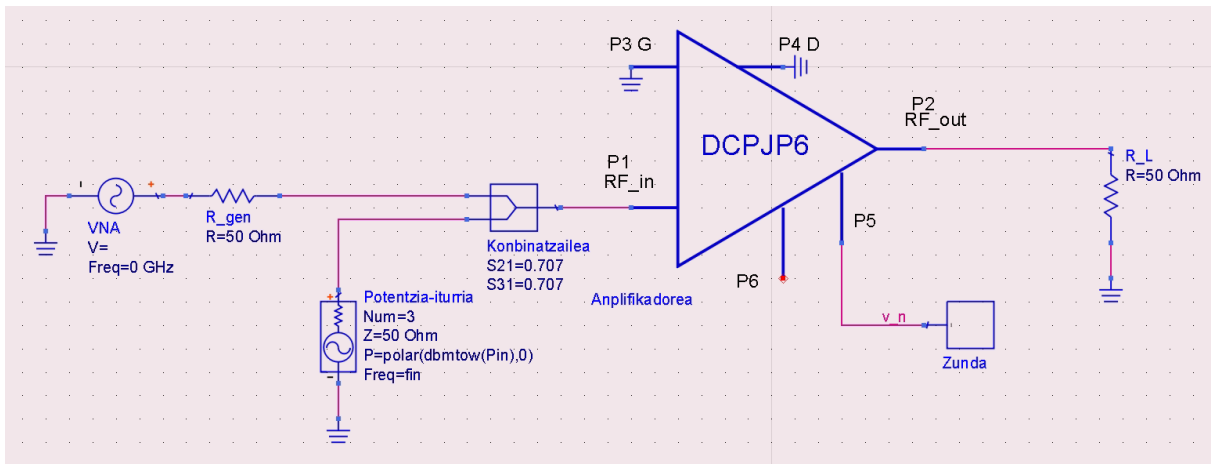
14. Irudia: Aplikadorearen polo kritikoak zundarekin (beltzez) eta zunda gabe (berdez).

### 3.2 Seinale handiko erregimena

Seinale handiko erregimenean metodologia aldatzen bada, simulazio baldintzak ere aldatuko dira. Inplementatu den egitura 15. irudian erakusten da. 2.2. atalean azaldu den bezala, aplikadorearen sarreran potentzia-konbinatzaile bat gehitu da,  $v_{gen}$ -en behe-maiztasuneko seinale txikia zein RF-ko potentzia seinalea batzen dituen. Simulazioetan konbinatzaile ideal bat erabili da (berez banatzaile bat da, baina alderantziz jarrita konbinatzaile gisa jokatzen du), hots, sarreretara iristen zaion seinalea inolako islapen-phenomenorik gabe transmititzen du. Laborategiko neurketetan ez da konbinatzaile ideala izango, noski, baina sarrerako seinaleen maila pixka bat handiagoa izan beharraz gain, ez da bestelako eraginik espero.

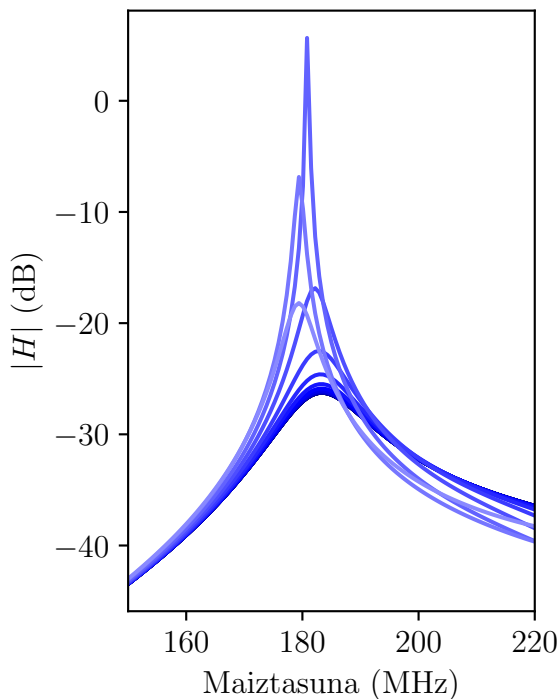
15. irudiko egitura  $v_n$  tentsioa neurtzeko prestatuta dago. 2.2. atalean esan den bezala, neurketa-nodoa ezin da edozein lekutan egon, zundak aplikadorean duen eragina nodotik ikusten den inpedantziaren arabera izango delako. DCko erregimenean garrantzitsua bazen, seinale handiko erregimenean berebiziko baldintza da egonkorrean eraldaketarik ez ikusteko. Hortaz, DCko erregimenean aukeratu den nodo bera erabiliko da, transistorearen atearen polarizazio-bidekoa.  $v_{ref}$  ere ezin da lekuz aldatu, baina  $v_{gen}$ -ekiko erreferentzia lortzeko baino ez denez, potentzia sorgailua itzalita dagoela lor daiteke. Bi tentsio hauen arteko erlazioa lortzeko, konbinatzailearen S-parametroak hartu beharko dira kontuan. Horretarako, behin DCko erregimenean definitu den sarrera-blokearen S-parametroak kalkulatu daudela, eta konbinatzailearen ezagunak direnez (ADSn daude definituta), (9) adierazpenak erabiliko dira behin betiko parametroak kalkulatzeko.

Simulazioko algoritmoari dagokionez, potentziadun sarrerako seinaleen kasuan AC analisia ez da baliogarria. Horren ordez, balantze harmonikoa (HB, ingeleseko *harmonic balance* terminotik) deritzon teknika erabili behar da. HBarekin potentziazko seinalearen

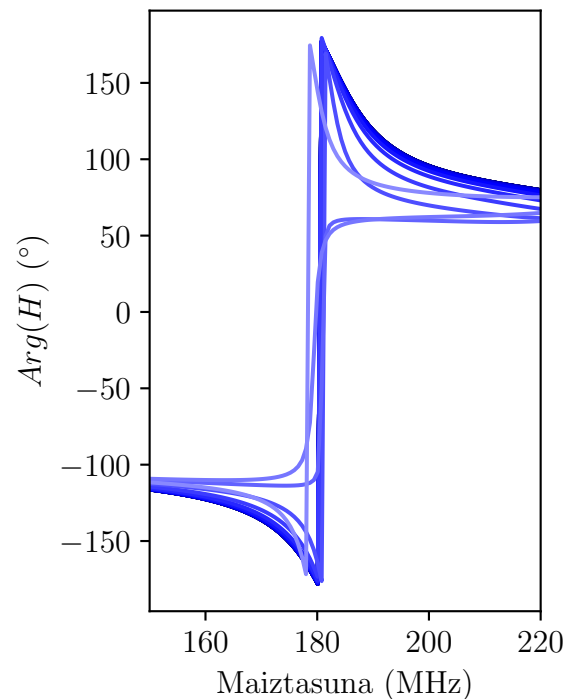


15. Irudia: Seinale handiko analisirako erabili den egitura. ADSko pantaila-argazkia.

oinarrizko maiztasuna aztertzeaz gain, harmonikoak kontuan hartzen dira, sarrerako zein soluzioko seinaleak Fourier-en serie bitartez hurbiltzen direlako. Serie hauek, noski, trun-  
katu egin behar dira; beraz, lan honetako HBan bostgarren ordenara arteko gaiak hartu  
dira.



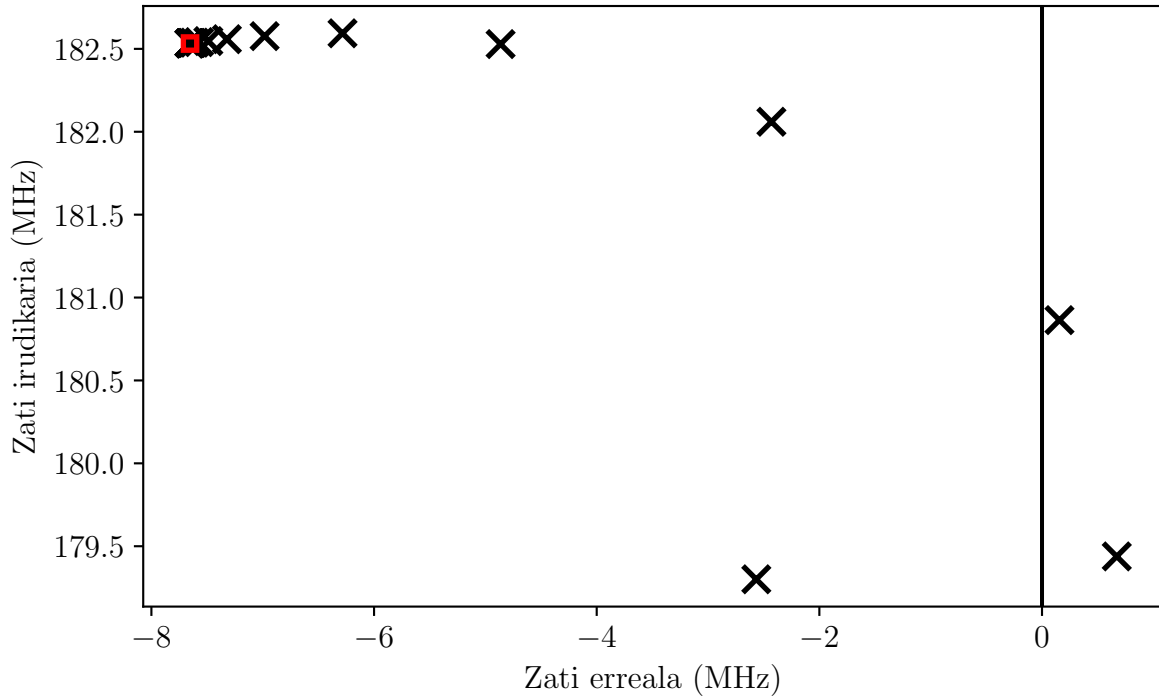
(a)



(b)

16. Irudia: Seinale handiko erregimeneko  $H$  transferentzia-funtzioa, magnitudea (a) eta fasea (b). Kolore argiagoko kurbek  $P_{in}$  sarrerako potentzia handiagoari dagokie.

AC analisiaren kasuan 3.1.2. atalean egin den bezala, seinale handiko erregimene-  
ko metodoaren simulazio bidezko implementazioaren baliozkotasuna egiaztatu da. Kasu  
honetan ere, transferentzia-funtzioak zein sistemaren poloak ia bereizezinak lortu dira, in-  
plementazioaren zuzentasuna berretsiz. Sarrerako seinalearen  $P_{in}$  potentzia -40 dBm-tik



17. Irudia: Seinale handiko erregimeneko poloen bilakaera.  $P_{in}$  handituz poloak eskuineko planoerdia hurbiltzen dira, ardatz irudikaria pasatu arte eta gero ezkerreko planoerdia itzultzen dira. Lauki gorriak AC analisisian lortutako poloa adierazten du.

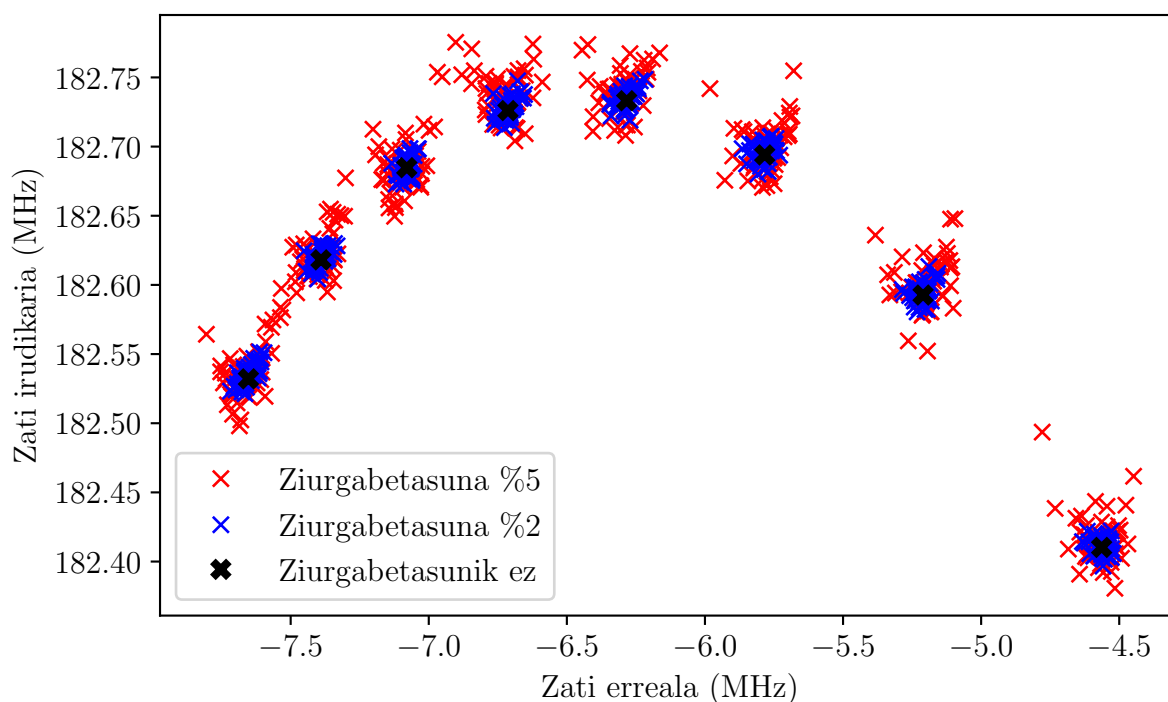
15.2 dBm-ra aldatu da, eta polarizazio-baldintzak finkoak izan dira beti:  $V_{DD} = 1.5$  V eta  $V_{GG} = -2.1$  V. Simulatutako transferentzia-funtzioak 16. irudian erakusten dira. Bestalde, funtzio horietatik kalkulaturako poloak 17. irudian erakusten dira; ikusten denez, sarrerako potentziak gora egiten duen heinean amplifikadorearen egonkortasun-marjina murriztuz doa, ezegonkortzera iritsi arte eta potentziak handitzen jarraitzen duenean berriro egonkortzen dira.

## 4 Metodologiaren analisisia

Neurketa metodologiaren simulazio-sistema eskura edukita, metodologiaren alderdi ezberdinak aztertuko dira, egokitasuna analizatzeko eta garrantzi handiena izan dezaketen faktoreak identifikatzeko. Lehenik eta behin, 4.1. atalean neurketetan ziurgabetasunak simulatuko dira eta kalkulaturako poloen zehaztasuna aztertuko da. Beste alde bateatik, 4.2. atalean, neurketak amplifikadorearen nodo ezberdinetan egingo dira, nodoaren aukeraketak kalkulaturako poloetan zein eragin izan dezakeen aztertzeko.

### 4.1 Ziurgabetasuna

Metodologiari jarraituz laborategi batean neurtuko liratekeen magnitudeek ziurgabetasun bat izango dute, iturri ezberdinak izan ditzakeenak. Atal honetan, ziurgabetasunaren analisisia burutuko da, Monte Carlo metodoa erabiliz. Horretarako, % 2ko desbideraketa estandarra gehituko zaie neurtutako parametro guztiei:  $\Gamma_{in}$  sarrerako islapen-koefizienteari, sarrera-blokea erduztatzeko neurtzen diren S-parametroei (zati erreal zein irudikaria) eta

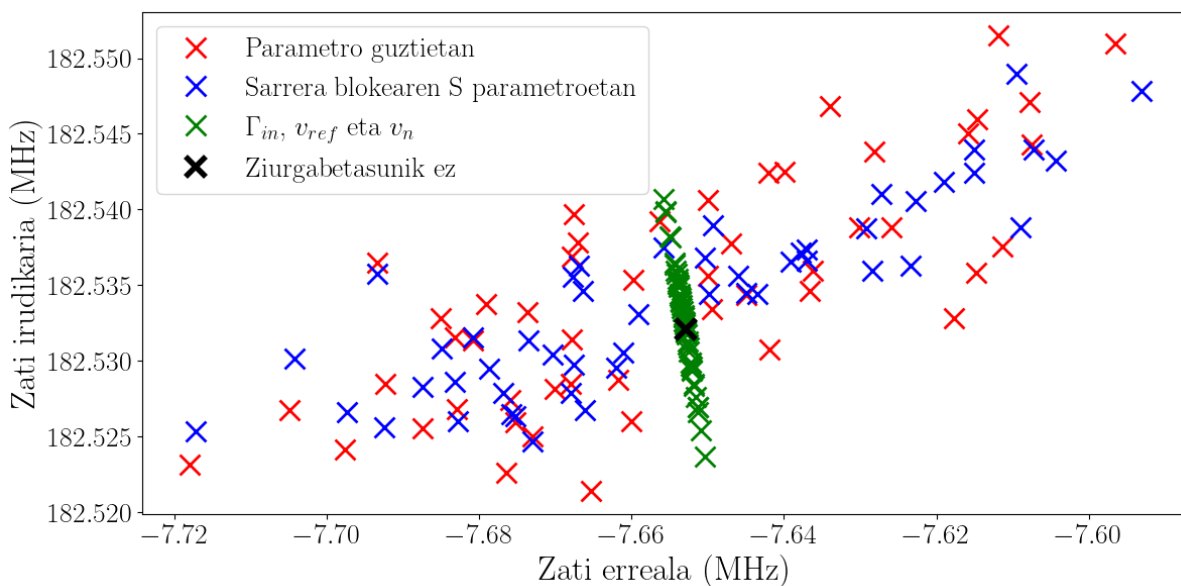


18. Irudia: Desbiderapen estandar ezberdinekin kalkulaturako polo nagusiak. Polo beltzak ziurgabetasunik gabeko neurketekin lortuko zirenak dira, polo zehatzak.

erreferentzia- zein neurketa-nodoetako tentsioei.

Desbideraketa estandar hauek kontuan hartzeko, neurtutako parametro bakoitza faktore batekin pisatuko da. Adibidez,  $x$  aldagaia  $x(1 + \Delta)$  aldagaiarekin ordezkatu da, non  $\Delta$  ausazko zenbaki bat izango den, neurketa-errorea erduztatuko duena eta banaketa gaussiar bati jarraituko diona (0 balioan zentratutako % 2ko desbideraketari dagokiona). Hasteko, polarizazio-baldintza bakoitzarentzat, AC analisiko 50 simulazio burutu dira eta, horrela, aldagai bakoitzak 50 balio ezberdin hartu ditu. Balio-sorta horiekin 50 transferentzia-funtzio lortu eta beste horrenbeste polo-sorta ezberdin kalkulatu dira. Prozedura bera errepikatu da % 5eko desbideraketa batekin. Emaitzak 18. irudian erakusten dira. Ikusten denez, % 2ko ziurgabetasunak ez du arazo handirik ematen poloaren kokapena zehaztean, polo zehatzetik oso hurbil geratzen baitira; baina ziurgabetasuna handitzen den heinean, noski, hodei hori zabaltzen doa. Hala eta guztiz ere, ez dirudi egonkortasun-marjinak estimatzeko arrisku berezirik egongo denik. Hau da, neurtzen diren aldagaien ziurgabetasunarekiko nahiko metodologia sendoa dela esan daiteke.

Poloen ziurgabetasun horretan eragin handiena izan dezaketen magnitudeak zein diren identifikatzeko, antzeko simulazioak egin dira, baina desbideraketa aldagai jakinetan soilik inplementatzen. Alde batetik, desbideraketak sarrerako islapen-koefizientean eta erreferentzia- zein neurketa-nodoko tentsioetan soilik gehitu dira; bestetik sarrerablokearen S-parametroak neurtzeko beharrezkoa den bloke bikoitzaren neurtu daitezkeen S-parametroetan soilik. Horrela, bi polo mota kalkulatu dira; 19. irudian lan-puntu jakin bati dagokienak erakusten dira. Ikusten denez, polo zehatzetik gehien desbideratzen direnak S-parametroetan desbideraketak dituztenak dira. Gainera, neurtutako sarrerako islapen-koefiziente eta tentsio ez-zehatzak dituztenak horizontalean oso gutxi mugitzen



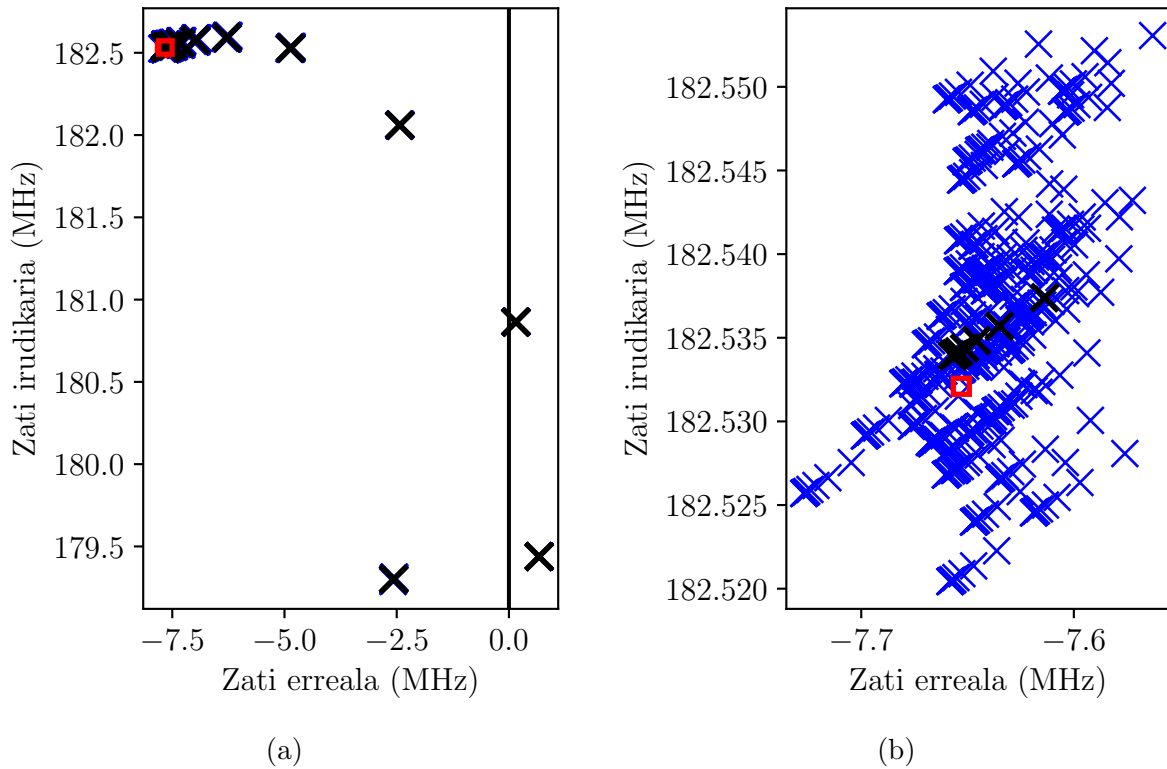
19. Irudia: % 2ko desbiderapen estandarrarekin kalkulaturako polo nagusia bat,  $V_{DD} = 1.5$  V-i dagokiona. Desbideraketa soilik  $\Gamma_{in}$ ,  $v_{ref}$  eta  $v_n$ -n badago, poloa berde adierazi da; S-parametroetan badago, urdin; aldagai guztietan badago, gorri; polo zehatza beltza da.

dira, egonkortasun-marjina oso gutxi aldatzen delarik. Esan daiteke 3.1.2. atalean eztabaidatu den eta 11. irudian ikusi den ezberdintasuna hemen islatzen dela. Nolanahi ere, desbideraketak ehunen gutxi batzuetakoak dira. Izatez, zundaren bidez neurtzen diren  $v_{ref}$  eta  $v_n$  tentsioen desbideraketa estandarra handituz ere, dispersio gutxi hauteman da; hau da, ziurgabetasun iturri nagusiak konektorekun neurketen bidez lortzen diren sarrera-blokearen S-parametroak eta amplifikadorearen  $\Gamma_{in}$  sarrerako islapen-koefizientea direla ondoriozta daiteke, lehenengok pisu handiagoa dutelarik. Oso interesgarria izan daiteke analisi hauetan gehiago sakontzea eta ziurgabetasunaren edota errore sistematikoaren eragina zabalago aztertzea.

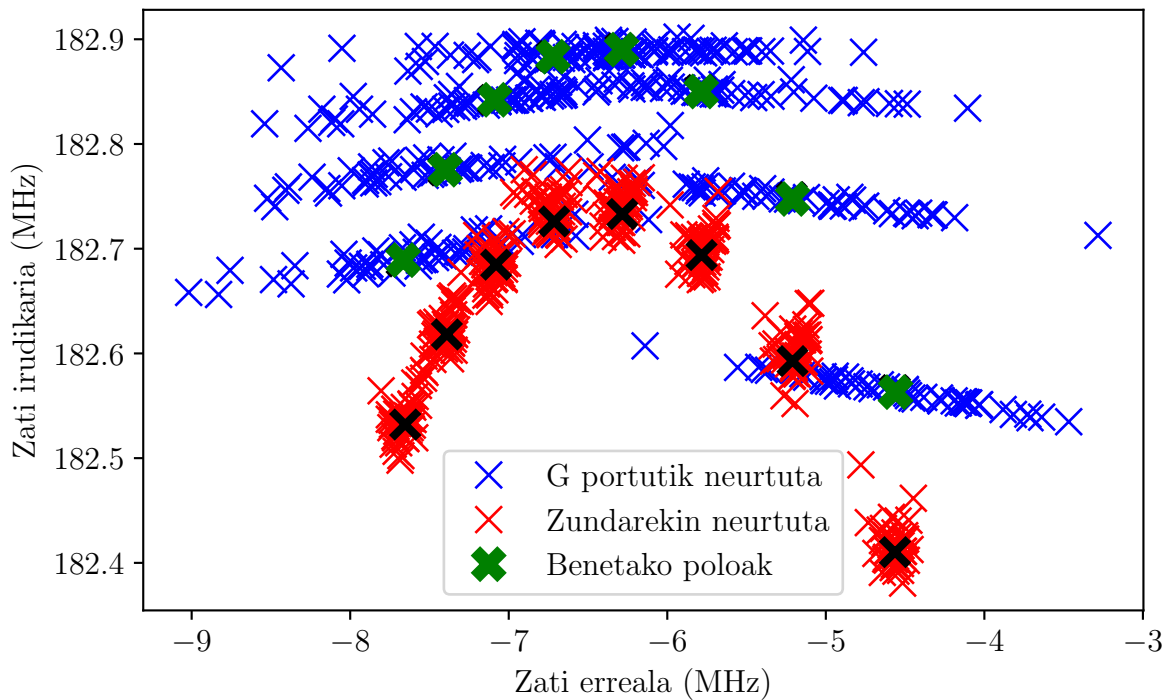
Atal honekin jarraitzeko, ziurgabetasunaren papera seinale handiko kasurako aztertu da. Prozedura berbera erabiliz, 20. irudiko emaitzak lortu dira. Seinale handiko kasuan, potentzia txikietan DCko erregimenean ikusten den fenomeno bera ikus daiteke, baina sarrerako potentzia handituz doan heinean, polo ez-zehatzak gutxiago sakabanatzen dira. Gainera, kasu ezegonkorretan neurtuko liratekeen poloak ia zehatzak dira, baina noski, ezin dira laborategi batean neurtu.

Ziurgabetasunaren eragin hau haratago aztertzeko, metodologia hau 3. atalean aipaturiko neurketa-teknika konektoretarekin [8] konparatuko da. Esan bezala, amplifikadore honek berariazko portuak ditu behe-maiztasuneko dinamikak aztertu ahal izateko, 4. irudian adierazi diren G edota D portuak. Era honetan, zunda erabili gabe (eta beraz poloak eraldatu gabe) laborategi batean sistemaren poloak aztertu daitezke. Ideia hurrengoa da: G (edo D) portutik ikusten den  $\Gamma_G$  islapen-koefizientea neurtu ostean, hortik  $Y_G$  G portuko admitantziaren maiztasun eremuko erantzuna kalkulatu eta aztertzen da. Izan ere, admitantzia inpedantziaren alderantzizkoa izanik eta (8) adierazpena erabiliz,

$$Y_G = \frac{1}{Z_0} \frac{\Gamma_G - 1}{\Gamma_G + 1} \quad (13)$$



20. Irudia: (a) Seinale handiko erregimenean lortutako poloak: urdinez aldagai desbideratuekin, beltzez polo zehatzak eta karratu gorriak potentziarik gabeko kasua adierazten du. (b) Lehenengo 10 poloei egindako zoom bat,  $P_{in}$  -40 dBm-tik -13.7 dBm-ra aldatuz lortzen direnak.



21. Irudia: Neurtutako anplifikadorearen polo nagusiak  $Y_G$  admitantziatik eta % 2ko desbideraketarekin (urdinez), zundaren metodoa erabilia eta % 5eko desbideraketarekin (gorriz) eta benetakoak (berdez).

izango da. Erantzun horretatik poloak atera daitezke, printzipioz, anplifikadorearen benetako poloak izango liratekeenak.

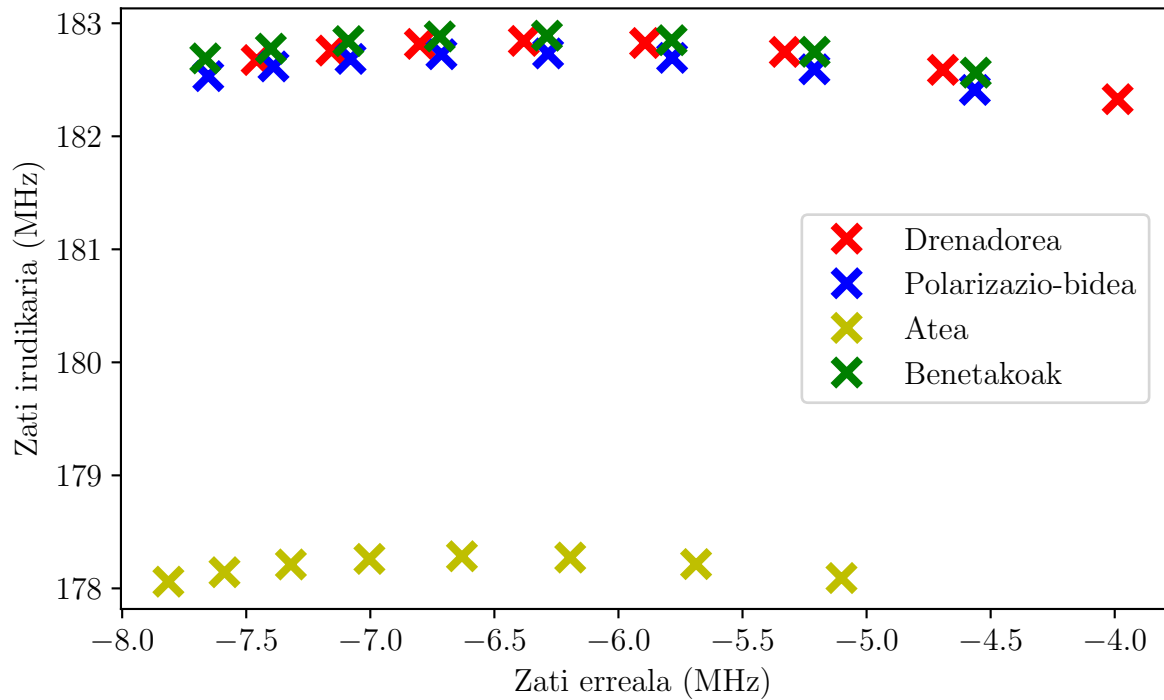
Simulazio bidez metodo hau ere inplementatu da, 8. irudiaren konfigurazioari jarraitzen diona, eta  $\Gamma_G$  aldagaiari desbideraketa bat erduztatu zaio, % 2koa, aurreko kasuan bezala. Emaitzak 21. irudian erakusten dira, zundaren metodoaren bidez % 5eko desbideraketa duten aldagaiekin lortutakoekin batera. Desbideraketaren balio handiagoa hartu da zunda bidezko neurketetan ziurgabetasuna handiagoa izan daitekeela kontuan hartzeko. Ikusten denez, errore-teoriako doitasunaren eta egiazkotasunaren arteko ezberdintasunaren adibide argia da. Izan ere, admitantziaren metodoarekin lortutako poloak egiazkotasun handikoak dira, baina doitasun-maila txikiagoa daukate; aldiz, zundarekin neurtutako poloak doitasun altukoak dira, baina egiazkoetatik urrunago daude. Gainera, kontuan hartu behar da zundarekin egindako neurketei desbideraketa handiagoa inplementatu zaiela eta hala ere lortzen diren poloak doiagoak direla. Beraz, esan daiteke admitantziarekin lortutako poloen ziurgabetasunaren ondorioz egonkortasun-marjinak estimatzea zailagoa izan daitekeela, poloak horizontalki asko barreiatzen direlako zundarekin neurtutakoekin konparatzen badira. Nolanahi ere, azpimarratu behar da anplifikadore jakin baterako eta balio jakin batzuetarako ondorioa dela hau. Etorkezun baterako, interesgarria izan daiteke anplifikadore ezberdinekin lan egitea, ondorioak finkatzeko.

## 4.2 Neurketa-nodoaren eragina

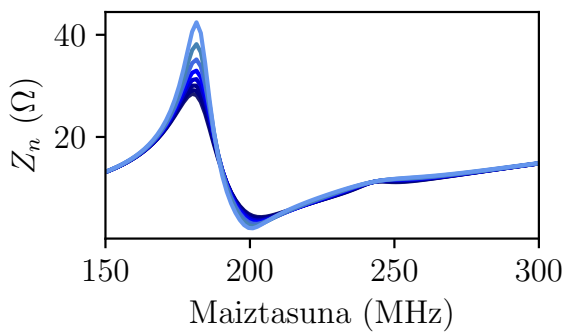
Orain arte egin diren neurketa guztietan zunda ateko polarizazio-bidean kokatu da, inpedantzia baxuko gunea izanik zundaren karga-fenomenoen eragina txikiagoa izango zelakoan. Baina anplifikadore baten ezegonkortasunen iturri nagusia transistoreak izan ohi direnez, interesgarria izan daiteke neurketa-nodoak transistorera hurbiltzea. Gainera, hau soilik DCko erregimenean egin daiteke eta seinale handiko erregimenerako ez du balio. Simulazio ezberdinak burutu dira baina neurketa-nodoa transistorearen atera zein drenadoreira aldatuz. Emaitzak 22. irudian erakusten dira. Ikusten denez, neurketa-nodoa aldatzean poloak asko aldatu daitezke: transistorearen atetik neurtutakoak asko desbideratzen dira eta, drenadoretik neurtutakoak benetakoetatik gertuago badaude ere, egonkortasun-marjinan eragin handiagoa nabari da polarizazio-bidetik lortutakoekin konparatzen badira. Kasu honetan ere ziurgabetasunaren eragina aztertu da eta ondorioztatu den ezaugarri bakarra hurrengoan izan da, poloen ziurgabetasun hodeiek antz handia dutela polarizazio-bideko neurketaren kasuan ikus zitezkeenekin. Hala eta guztiz ere, emaitza kuantitatiboak guztiz zuzenak ez badira ere, hasierako hurbilketa batean, ondorio kualitatibo zuzenak atera daitezke.

Nodo ezberdinek erakusten duten joera ezberdinek azalpen simple bat dute. Izan ere, nodo bakoitzetik ikusten den inpedantzia ezberdina izanik, zundaren eragina ezberdina izango da; geroz eta handiagoa izan nodo jakin batetik neurtzen den inpedantzia, orduan eta karga-efektu handiagoak nabaritu dira. 23. irudian nodo bakoitzetik neurtzen den inpedantziak erakusten dira: 23a. irudian, polarizazio-bidean ikusten den  $Z_n$  inpedantzia; 23b. irudian, drenadoreko  $Z_D$  inpedantzia eta 23c. irudian, ateko  $Z_G$  inpedantzia. Bestalde, zundaren inpedantzia 1500  $\Omega$ -koa da 150 MHz-tan eta ia 850  $\Omega$ -raino jaisten da 300 MHz-tan.

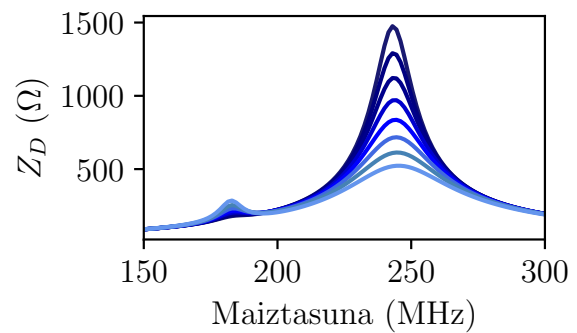
Ikusi ahal den bezala, polarizazio-bidean behatzen den inpedantzia oso baxua da lan-



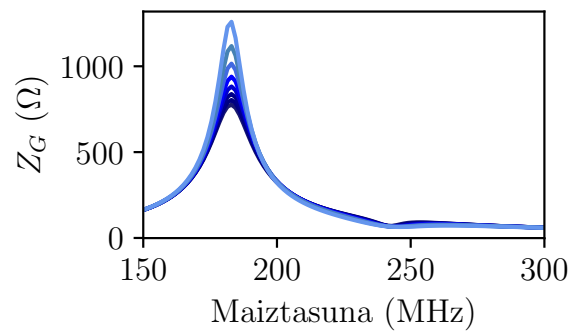
22. Irudia: Anplifikadorearen polo nagusiak neurketa-nodo ezberdinetatik kalkulatuta.



(a)



(b)



(c)

23. Irudia: neurketa-nodo bakoitzetik ikusten den inpedantzia, polarizazio-bidetik (a), denadoretik (b) eta atetik (c). Kolore argiagoko kurbek  $V_{DD}$  altuagoei dagokie.



puntu guztietan eta zundaren eragina oso txikia da, magnitude-ordena batzuk altuagoa baita honen inpedantzia maiztasun-tarte osoan. Transistorearen ateko zein drenadoreko inpedantziak zundaren inpedantzia gainditu badezakete ere, gakoa 180 MHz inguruan ditzuten balioak aztertzean datza, polo kritikoen eragina maiztasun horietan nabari baita. Beraz, drenadoreko inpedantziak 300  $\Omega$ -ak ez dituenek gainditzen maiztasun inguru horretan, poloak ez dira hainbeste aldentzen egiazkoetatik; atearen kasuan, aldiz, inpedantzia altuko nodoa izanik (zundaren inpedantziaren parekoa da  $V_{DD}$  altuenetan), poloak oso bestelakoak lortuko dira.

Laburbilduz, 22. zein 23. irudiak elkarrekin erlazionatuta daude; hau da, erresonantzia kritikorearen maiztasunaren inguruan nodotik ikusten den inpedantzia geroz eta handiago izan, orduan eta urrunago egongo dira neurtutako poloak benetakoetatik. Hor-taz, nodo jakin bateko inpedantzia maiztasun-eremuan aztertzeak lagundu dezake poloak neurtzeko nodo egokia den erabakitzen: nodoaren inpedantzia geroz eta handiagoa izan, orduan eta eragin handiagoa izango du zundak. Noski, inpedantzia hauek ezin dira laborategian neurtu, baina zirkuituaren eredu fidagarriak eskuragarri badaude, simulazio bidez neurketa-nodoaren eragina estimatu daiteke.

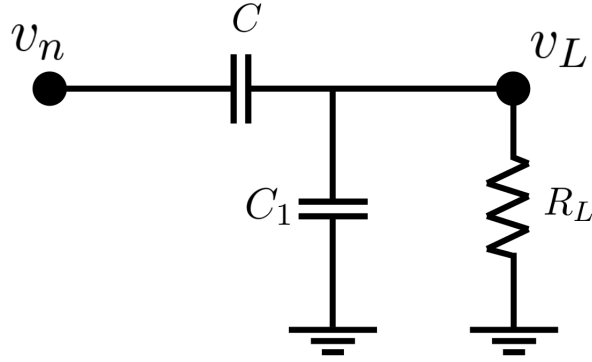
## 5 Akoplamenduzko zundaren erabilera

4. atal osoan zehar ikusi denez, metodologia osoaren egokitasuna zundaren inpedantziak eragin ditzakeen karga-efektuen menpekota da. Gainera, kontuan izan behar da potentziaren araberako oszilazioak aztertzeko, zunda ezin dela edozein nodotan konektatu, bere karga-efektuak egonkorreko erantzuna alda dezakeelako. Atal honetan, kontakturik gabeko zunda baten erabilera planteatzen da, zirkuituarekin akoplamendu kapazitiboa izango duena eta, beraz, eraginik izango ez lukeena. 5.1. azpiatalean, errealitatean erabil daitekeen zunda honen ereduztapena azalduko da eta, 5.2. azpiatalean, zunda hau erabiltzearen ondorioak aztertuko dira, orain artekoarekin konparatuz.

### 5.1 Zundaren ereduztapena

Kontakturik gabeko zundaren ereduztapen errealista bat egiten saiatzeko, egiazko zunda bat hartuko da kontuan. Beehive Electronics-en 100D EMC zunda kapazitiboa aukeratu da [20], eta horretarako, datu-orriko informazioa erabiliz, [21] erreferentziako bidea jarraituko da. Artikulu horren arabera, kontaktu gabeko zunda bat ereduztatzeko, bi kapazitate kontuan hartu behar dira:  $C$  zundaren eta aztergai den zirkuituaren arteko akoplamendua ereduztatzen duen serieko kapazitatea alde batetik, eta  $C_1$  zundaren beraren eta bere muturraren arteko berezko kapazitantziari dagokion lurrerako kapazitatea bestetik. 24. irudiak eredu honen eskema erakusten du. Kasu honetan,  $v_n$  neurketa-nodoko tentsioa izango da, neurtu nahi dena, baina irakurriko dena VNARA iristen den  $v_L$  izango da. Ereduari gehitu zaion 50  $\Omega$ -ko  $R_L$  karga ondoren izango duen anplifikadorearen sarrerako inpedantziari dagokio (edota VNA-rena, zuzenean hara konketatuko balitz).

Lehenik eta behin, akoplamenduzko kapazitatearentzako balio bat estimatuko da. Kapazitate hau ereduztatzeko, lehenengo 24. irudiko zirkuituari dagokion transferentzia-funtzioa aztertuko da.  $C_1$ -en balioa txikia izango dela kontuan hartuz, haren inpedantzia GHz gutxi batzuetan ere arbuigarria da  $R_L$  inpedantziarekiko. Beraz, ondorengoa izango



24. Irudia: Zunda kapazitibo baten eredu orokorra.  $C$  akoplamenduzko kapazitatea da,  $C_1$  zundaren lurrerako berezko kapazitatea eta  $R_L$  kargak VNA ereduztzen du.

da transferentzia-funtzioa

$$\frac{v_L}{v_n} = \frac{50\Omega j\omega C}{1 + 50\Omega j\omega C} \quad (14)$$

eta, berriro ere,  $50\Omega \gg \omega C$  betetzen dela onartzen bada, ondorengo hurbilketa egin daiteke:

$$\left| \frac{v_L}{v_n} \right| \sim 50\Omega j\omega C \quad (15)$$

[20] datu-orria aztertzen bada, ereduztzen ari den zundaren kasuan, 1000 MHz-tan -35 dB-ko akoplamendua neurtzen dela ikus daiteke. Akoplamendu hau potentziazkoa dela asumituz, hurrengo adierazpena lor daiteke:

$$20 \log \left| \frac{v_L}{v_n} \right| = -35 \text{ dB} \implies \left| \frac{v_L}{v_n} \right| = 10^{-35/20} \quad (16)$$

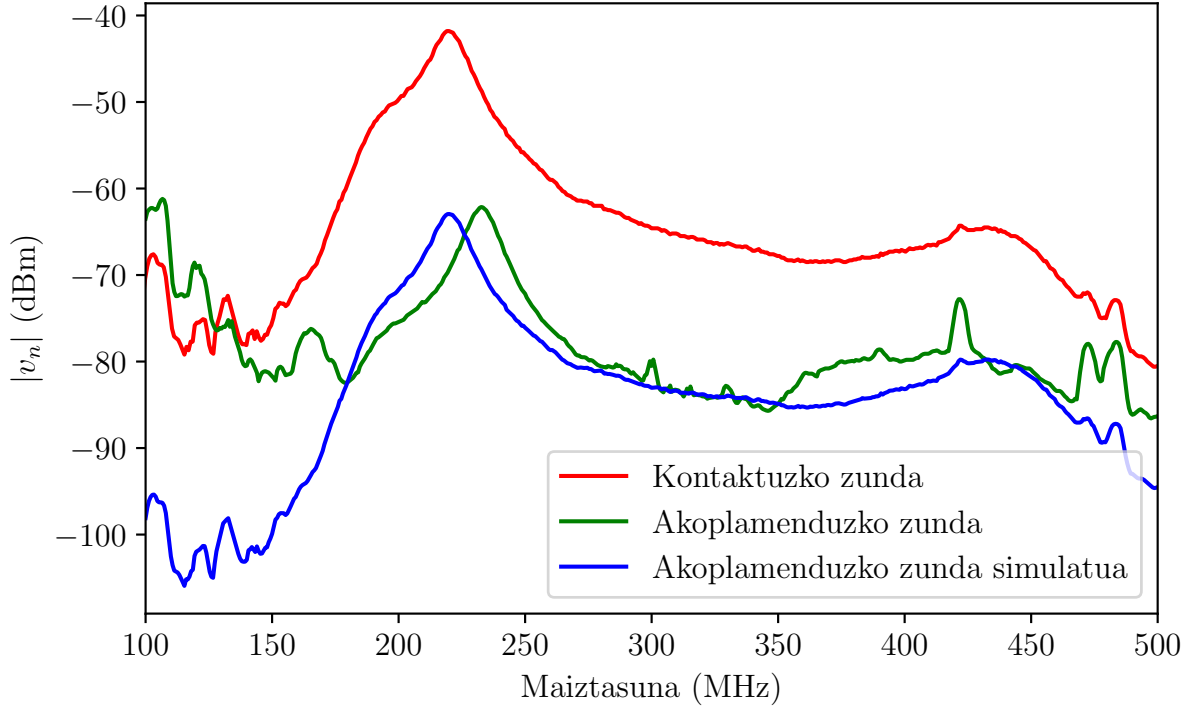
Beraz, (15) eta (16) adierazpenak berdintzen badira,  $C$  kapazitatearentzako estimazio bat lortzen da:

$$C = 56.6 \text{ fF} \quad (17)$$

Ondoren, zundaren  $C_1$  lurrerako kapazitantzia ereduztatuko da. Horretarako, zundaren muturra kable koaxial batekin hurbilduko da. Horrela, kablearen  $C_1/l$  luzera-unitateko kapazitantzia hurrengo izango da [18]:

$$\frac{C_1}{l} = \frac{2\pi\epsilon}{\ln(d_2/d_1)} \quad (18)$$

non  $d_2$  eta  $d_1$  transmisio-lerroa osatzen duten kableen diametroak diren, handienarena eta txikienarena, hurrenez hurren, eta  $\epsilon$  permitibitate elektriko absolutua den. Datu-orrietan ez dago zundaren materialen inguruko informaziorik, beraz, lehenengo hurbilketa batean hutsaren permitibitatea hartuko da. Ohartu kalkulu hauek estimazioak baino ez direla. Kable koaxial arrunt baten dielektrikoaren  $\epsilon_r$  permitibitate erlatiboak unitate batzuk izaten dira, adibidez, 10 GHz-tan polietilenoarenak 2.25 balioa hartzen du eta



25. Irudia: Kontaktuzko zundarekin neurtzen den  $v_n$  seinalea (gorriz), akoplamenduzko zundarekin neurtzen dena (berdez) eta 26. irudiko akoplamenduzko zunda erabiliz simulatzen dena (urdinez).

tefloiarenak 2.08 balioa [18]. Hortaz, kapazitatearen magnitude-ordenari dagokionez, ez legoke aldaketarik. Datu-orriko [22] ezaugarriak kontuan hartuz eta [21] erreferentziatik estimatuz muturraren luzera  $l = 300\mu\text{m}$  ingurukoa izan daitekeela, hurrengo balioa lortzen da:

$$C_1 = 52.4 \text{ fF} \quad (19)$$

Aprobetxatuko da ere kable koaxialaren serieko induktantzia erduztatzeko. Luzera-unitatekoa hurrengoa izanik:

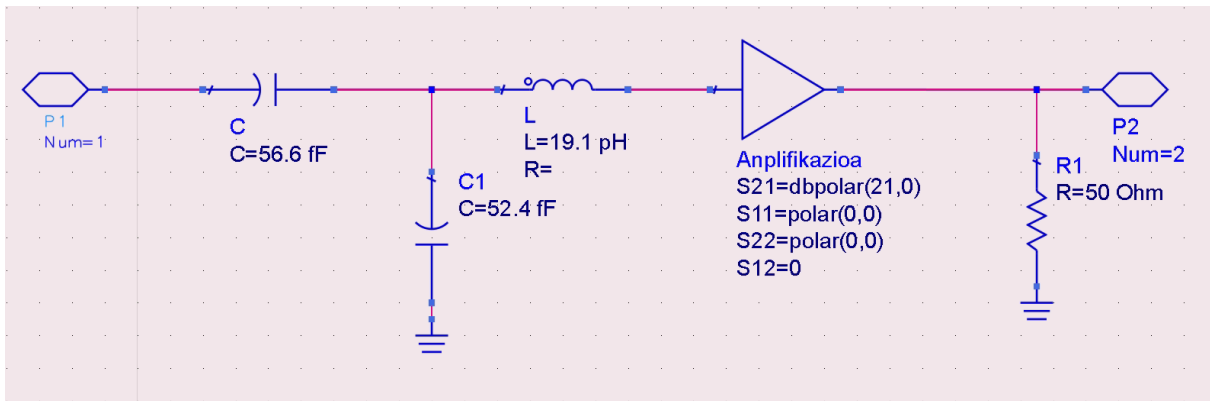
$$\frac{L}{l} = \frac{\mu}{2\pi} \ln(d_2/d_1) \quad (20)$$

non  $\mu$  iragazkortasun magnetikoa den (hutseangoarena hartuko dena berriro, arrazoi beragatik), eta aurreko datuak erabiliz,

$$L = 19.1 \text{ pH} \quad (21)$$

izango da zundaren induktantzia. Berriro azpimarratu nahi da datu-orrietako informazioa oso mugatua dela zundaren dimentsio eta materialei dagokienez. Beraz, estimazioak lortzeko arrazoizkoak diruditen balioak hartu behar izan dira, erreferentzia ezberdinak erabili behar izan badira ere, zunda bera laborategian aztertzeko aukerarik egon ez delako.

Eredutzapenarekin amaitzeko, zundaren amaieran anplifikadore bat gehitzen da, zunda hauen erabileran egin ohi den bezala. Simulazioan kontsideratu den anplifikadorearen irabazia zundarekin erabiltzeko berariazko anplifikadorearena baino handiagoa da. Honen



26. Irudia: Zunda kapazitiboaren eredua.

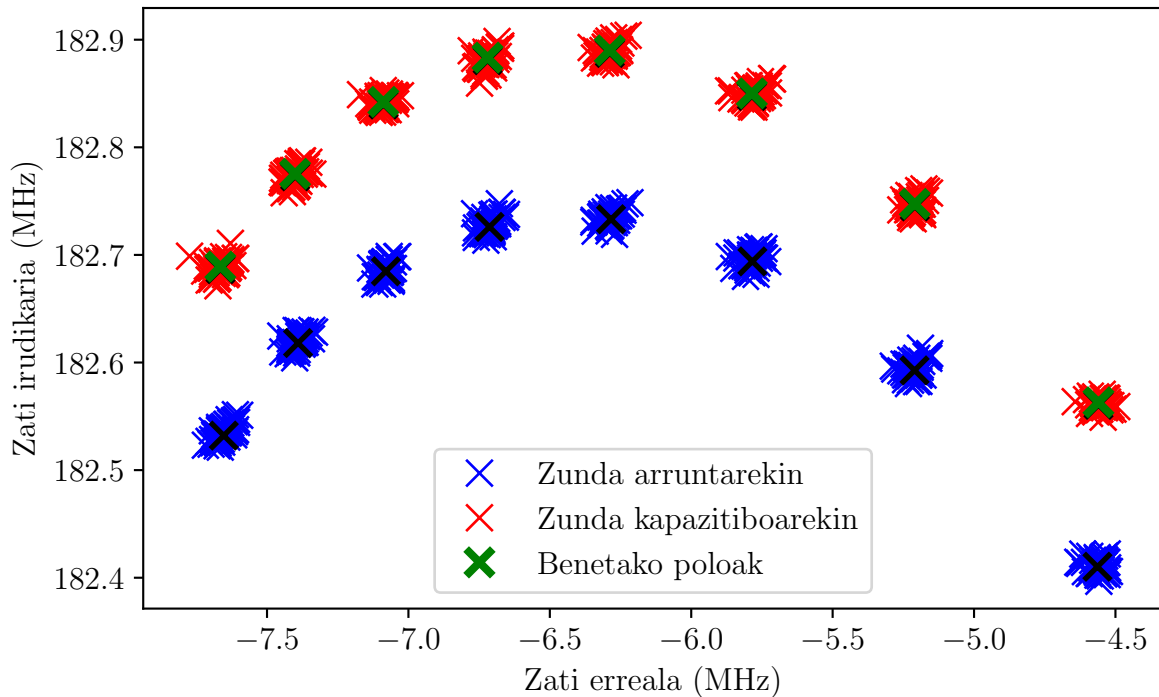
arrazoia hurrengoa da: zunda hau laborategian oraindik ezin izan da probatu eta, tamalez, ez dago neurketa daturik eskura. Baina RF eta mikrouhinetako laborategian burutu dira kontaktu gabeko zenbait neurketa, kontaktu zunda bat pixka bat altxatuz eta seinalea kapazitiboki akoplatuz. Neurketa horietan, kontaktudun eta kontaktu gabeko balioen artean gutxi gora behera 20 dBm galdu izan dira. Hortaz, balio horren inguruko galerak kontsideratu dira analisi honetarako. 25. irudian hiru seinale erakusten dira: kontaktuzko zundarekin egindako neurketa bat, akoplamenduzko zunda imitatuz zunda altxatuta egindako beste bat eta erduztatu den akoplamenduzko zundarekin neurtuko litzatekeena. Anplifikadorearen irabazia doitu egin da erduztatutako zundarekin simulatu den kurbaren maximoa akoplamenduzkoa imitatu duen zundarekin lortu den transferentzia-funtzioaren maximoarekin (230 MHz ingurukoa) parekatu arte. Horrela, 21-eko irabazia finkatu zaio. 25. irudian maiztasuneko desplazamendu bat ikus daiteke ere, erduztatu ezin izan dena denbora faltagatik, baina lan honen helburuetarako printzipioz arbuia daitekeena.

Ereduztapenerako metodo honek nahiko bakuna badirudi ere, egokiago kontsideratu da egiazko zundaren ereduko parametroen balioak estimatzen saiatzea, eta ondorio zuzena izan da, noski, anplifikadore horren irabaziaren balioa aldatu behar izatea. Berritoki ere azpimarratu nahi da, lortu diren parametro guztien balio guztiak estimazioak baino ez direla, lan honetako helburuak betetzeko nahikoa dena. Balio zehatzagoak lortzeko (batez ere kapazitantziei dagokienez), beharrezkoak izango lirateke zundaren dimentsioak eta materialak zehaztea eta simulazio elektromagnetikoak burutzea edota laborategian erduztatzea.

Dena bilduz, zundaren eredua sortu da simulazioetan erabiltzeko, 26. irudian erakusten dena. Eskema horretan ikusten den R1 kargak VNAREN papera jokatzen du, eta formulatan erabiliko den  $v_n$  neurketa-nodoko tentsioa P2 portuari dagokiona da,  $v_{ref}$  neurtzeko ere balioko duena, VNARI iristen zaion seinalea imitatzeko.

## 5.2 Zunda kapazitiboaren eragina

Zunda erduztatuta, anplifikadorean duen eragina aztertuko da. Baina hasi aurretik nabarmendu nahi da aurkeztuko diren simulazioen emaitzak zundaren erduztapenaren lehenengo bertsio batekin lortu direla, ez da zehazki hemen aurkeztu den eredua erabili, kapazitarearen, induktantziaren eta anplifikadorearen balio ezberdinak hartu baitira. Hala



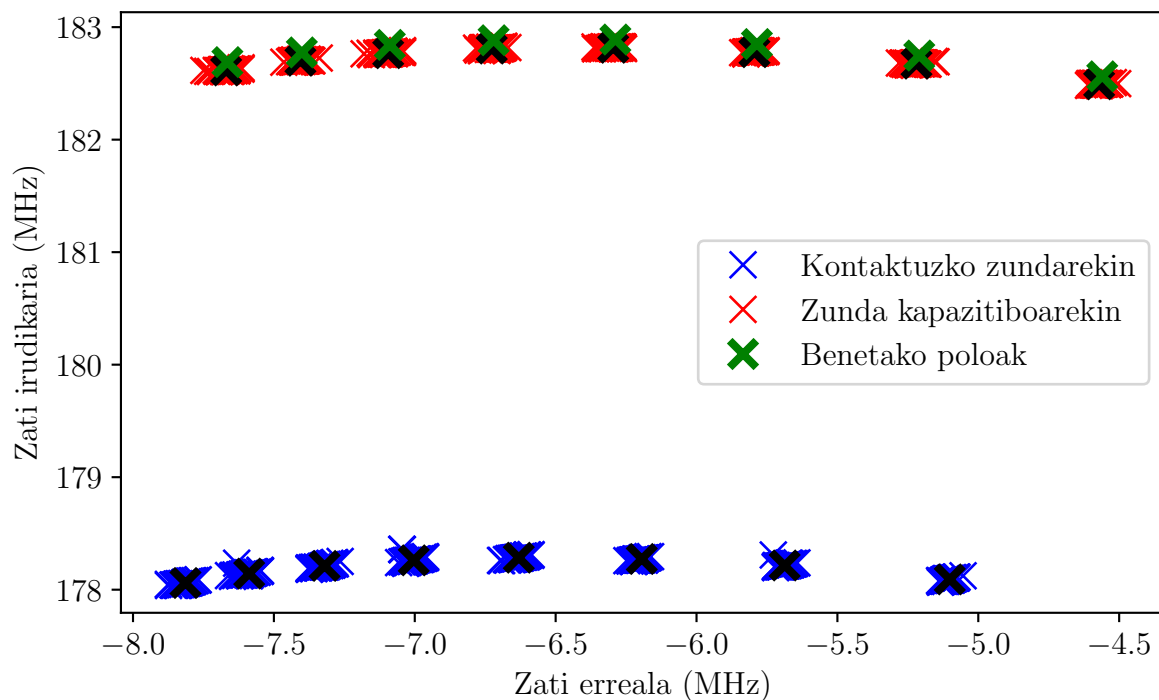
27. Irudia: Zunda kapazitiboarekin polarizazio-bidetik neurtutako poloak, kontaktuzko zundarekin neurtutakoekin konparatuta.

eta guztiz ere, ez da espero lortuko diren emaitzak eta ondorioztatuko diren ideiak kualitatiboki asko aldatzea.

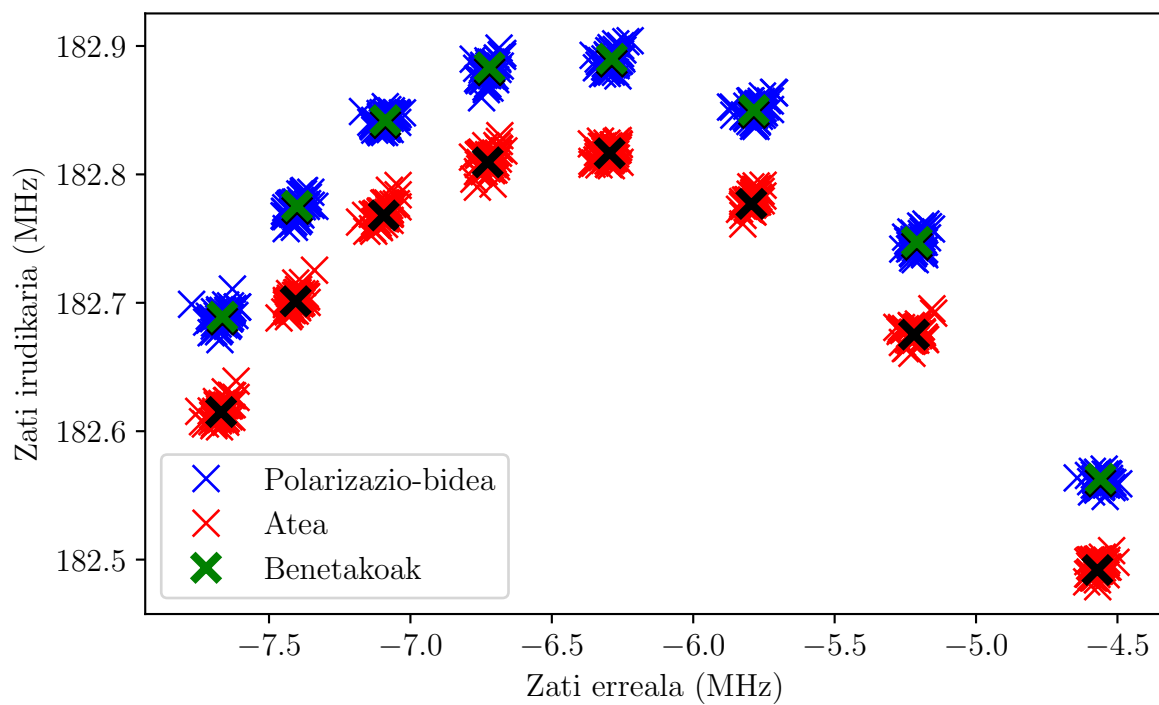
Zunda berri honen inpedantzia ia  $100\text{ k}\Omega$ -koa da  $150\text{ MHz}$ -tan eta  $50\text{ k}\Omega$  baino gutxiagora jaisten da  $300\text{ MHz}$ -tan, beraz karga-efektu txikiagoak espero dira eta neurtutako poloak egiazkoetatik gertuago. Hain zuzen ere, 27. irudian polarizazio-bidean (4. irudian adierazi den  $n$  nodoan) neurketak eginez lortu diren poloak erakusten dira, kontaktuzko zundaren bidez lortu direnekin batera. Era berean, ziurgabetasun hodeiak irudikatu dira, % 2ko desbiderapen estandarrari dagokienak, 4.1. ataleko baldintza berdinetan, konparaketak zilegizkoak izateko. Zunda kapazitiboarekin kalkulatu diren poloak benetakoetatik oso gertu daude, ia bereizezinak dira.

Gainera,  $G$  portutik admitantzia neurtuta lortzen diren poloak baino askoz doiagoak dira simulazio hauetan (ikus 21. irudia). Nolanahi ere, hau kontuz hartzeko emaitza da, simulaziotik neurketara aldaketak egon daitezkeelako. Agian zundaren eredu tapena idealegia da eta kontuan hartu gabeko fenomenoak egon daitezke. Adibidez, lehen aipatu diren neurketetan seinale galera izateaz gain, maiztasuneko desplazamendu bat ere agertzen zen. Gerta daiteke desplazamendu hori soilik kasu zehatz harena izatea, baina benetako neurketa batean hemen aztertu ez diren eraginak ere egotea oso posible da. Bestalde, kontuan hartu behar da neurketako zaratak hemen hartu dugun ziurgabetasunak baino askoz eragin handiagoa izan dezakeela, bereziki jakinda kontaktuzko zundarekin baino seinale txikiagoekin jokatu beharko litzatekeela akoplamentuzko zundarekin.

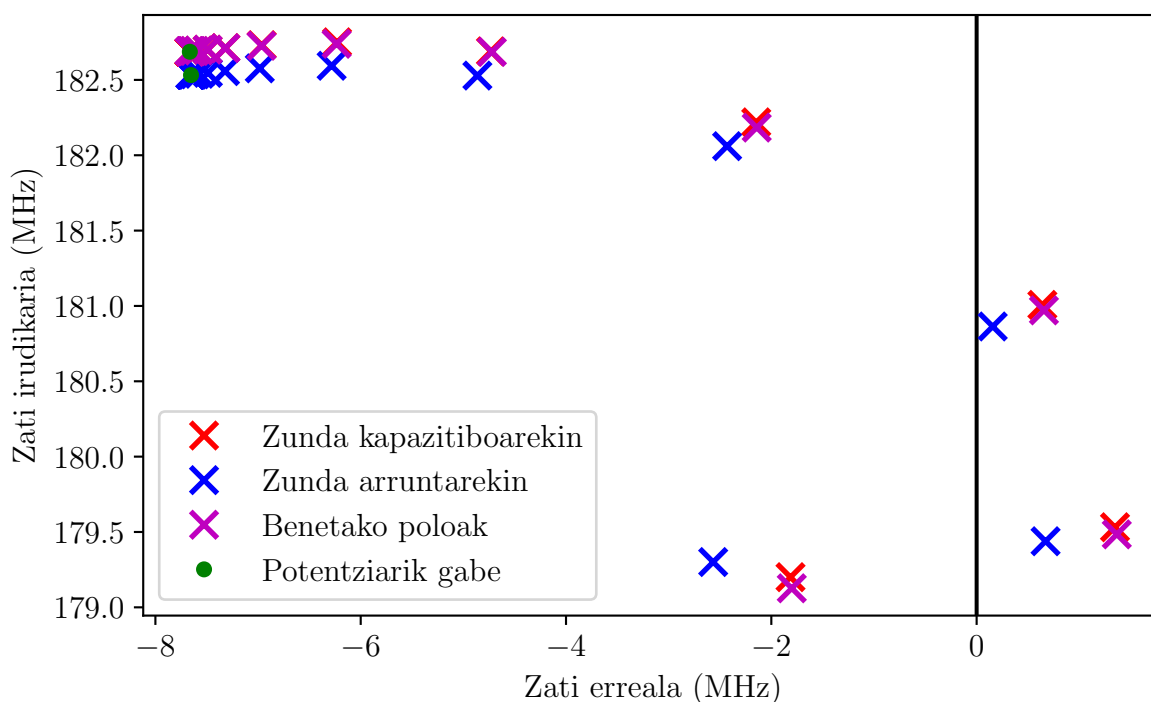
Neurketa-nodoa ere aldatu da akoplamentuzko zundaren eragina aztertzean. 4.2. atalean aztertu den bezala, neurketa-nodoa transistorera hurbiltzeak arazoak ematen zituen



28. Irudia: Zunda kapazitiboarekin transistorearen atetik neurtutako poloak, kontaktuzko zundarekin neurtutakoekin konparatuta.



29. Irudia: Zunda kapazitiboarekin polarizazio-bidetik zein transistorearen atetik neurtutako poloak.



30. Irudia: Zunda kapazitiboa erabiliz seinale handiko erregimenean lortutako poloak (gorriz), kontaktuzko zundarekin neurtutakoak (urdinez) eta benetako poloak (arrosaz). AC analisisian lortu den poloa puntu berde batez adierazi da.

zundaren inpedantzia nodo ezberdinen inpedantziekin konparagarria zelako. Zunda kapazitiboarekin arazo horren eragina asko murrizten da. 28. irudian arazo gehien ematen zituen transistorearen ateko kasua erakusten da. Hobekuntza nabaria da, ez doitasunaren aldetik baizik eta egiazkotasunaren aldetik. Gainera, 29. irudian ikusten den bezala, nodo batetik bestera aldatzearen eragina asko murrizten da: transistorearen atetik zunda kapazitiboarekin neurtzen diren poloak gertuago daude egiazkoetatik kontaktuzko zundarekin polarizazio-bidetik neurtzen direnak baino. Beraz, transistorearen dinamikak aztertu nahi badira eta horretarako bere nodoetara hurbildu nahi bada, soluzio bat izan daiteke kontaktatu gabeko zunda erabiltzea.

Atal honekin amaitzeko, seinale handiko erregimenaren kasua ere aztertu da. 30. irudian erakusten dira emaitza garrantzitsuenak eta hobekuntza nabaria da. Zunda kapazitiboarekin lortzen diren poloak askoz gertuago daude benetakoetatik; beraz, egonkortasun-marjinak estimatzean zehaztasuna irabaziko da.

Laburbiltzeko, azpimarratu daiteke zunda kapazitiboaren erabilera egokia izan daitekeela laborategiko neurketetan. Izan ere, zundaren karga-efektuei dagokien eragina txikiagoa izango litzateke eta zirkuituaren poloak plano konplexuan kokatzea eta egonkortasun-marjinak ondorioztatzea zehatzagoa izango litzateke. Hala eta guztiz ere, erabili den zundaren eredu hurbilketa askoko estimazio bat baino ez da, eta agian errealitatean aplikatzean gauzak aldatzen dira. Nolanahi ere, simulazioen emaitzek akoplamentuzko zundaren erabilerara gonbidatzen dute.

## 6 Ondorioak

Atera daitekeen ondorio garrantzitsuena hurrengoa da, laborategiko neurketak egiteko pentsatuta dagoen metodologia era arrakastatsu batean simulazio banku batean inplementatzea lortu dela. Bai DCko erregimeneko bai seinale handiko erregimeneko anplifikadorearen polo kritikoak ondorioztatu dira, eta ezegonkortzean eragina duten ezaugarri nagusiak simulazio bidez aztertzeko bidea zabaldu da. Gainera, metodologia bera analizatzeko aukera izan da, lan honen helburu nagusietako bat zena.

Bestalde, metodologiaren ezaugarri ezberdinak aztertu dira. Espero zen zundaren karga-efektuen eraginaz gain, neurtzen diren aldagaien ziurgabetasuna aztertu da lehenik. Desbideraketaren balio zehatz batekin ikusi da pisu handiena sarrera-blokearen S-parametroen gainean erortzen da, baina polo zehatzetatik oso gertu egon dira poloak, baita desbideraketa handiagoen kasuan ere. Horrela, metodologia neurtu behar diren magnitudeen ziurgabetasunarekiko sendoa dela ondorioztatu da. Hala ere, balio ezberdinak kontuan hartzea komeniko litzateke, batez ere eragin handiena zein aldagairen ziurgabetasunak duen egokiago aztertzeko. Hau da, alderdi honetan atera diren ondorioak balio jakinentzat atera dira eta ezin da bermatu eremu zabalagoan betetzen direnik.

Horrez gain, neurketa-nodo gisa transistorearen puntuak aukeratzea aztertu da eta, espero bezala, inpedantzia altuak aurkezten dituzten nodoak izanik, kalkulatu diren poloak benetakoetatik urrundu dira. Hala ere, horrelako neurketa batzuetatik emaitza kualitatibo onak lor daitezke. Zentzu honetan, neurketa-nodo egokiak aukeratzeko edo aukera horren eragina estimatzeko, simulazioak bide fidagarria izatea erakutsi du.

Akoplamendu bidezko zundaren erabilera ere landu da. Lehenik eta behin, eredu bat eraiki da, parametro errealistak estimatuz. Horrela, metodologian kontaktu bidezko zundarekin lortzen diren emaitzak zunda kapazitiboarekin konparatu dira eta ikusi da anplifikadorearen benetako poloetatik gertuago dauden poloak neurtu daitezkeela. Gainera, zunda kapazitiboarekin neurketa-nodoa transistorera hurbildu daitezkeela iradoki da. Beraz, simulazioek indartzen dute akoplamendu bidezko zundaren erabileraren aldeko aukera, DCko erregimenean zein seinale handiko erregimenean.

Lan honetan inplementatu diren simulazio hauekin Gradu Amaierako Lan honetatik haratagoko azterketak egin daitezke, denbora faltagatik edota pandemiagatik ez direnak egin. Esate baterako, lan honetan anplifikadore jakin bat aztertu da soilik eta lortutako emaitzak beste motatako anplifikadoreetan edota etapa anitzekoetan berresten diren aztertu daiteke. Polarizazio-baldintza ezberdinak ere aztertu daitezke, karga-baldintzak aldatu edota tenperaturaren eragina kontuan hartu. Azken kasu honetarako zirkuituko elementu ezberdinen eredu termoelektriko egokiak beharko dira.

Beste alde batetik, sarrera-blokearen S-parametroak doitzeko metodo errealistago bat inplementatu daiteke ere, transferentzia-funtzioak beharrezko bloke bikoitzaren S-parametroei erreparatuz burutuko zena, laborategian bezala. Zundaren eredu tapena ere zehatzagoa egin daiteke, kalkulu elektromagnetikoekin ereduaren parametroak doitzuz. Gainera, zunda mota bakarra aztertu da, hots, zirkuituari elektrikoki akoplatzen zaiona, baina akoplamendu magnetikoko zundak kontuan hartu daitezke. Azkenik, simulazio hauek osatzeko, seinalearen eta zarataren arteko nahasketa inplementatu daiteke. Horrela, zirkui-



tuaren espektroan zarataren aurrekariak neurtu daitezke, maiztasun kritikoak identifikatu ahal izateko.

---

## Bibliografia

- [1] G. Gonzalez, *Foundations of Oscillator Circuit Design*. Boston, MA, USA: Artech House Inc., 2006.
- [2] A. Anakabe, “Detección y eliminación de inestabilidades paramétricas en amplificadores de potencia para radiocomunicaciones,” Ph.D. dissertation, Universidad del País Vasco-Euskal Herriko Unibertsitatea (UPV/EHU), 2004.
- [3] A. Suárez, *Analysis and design of autonomous microwave circuits*. John Wiley & Sons, 2009, vol. 190.
- [4] S. Jeon, A. Suárez, and D. B. Rutledge, “Analysis and elimination of hysteresis and noisy precursors in power amplifiers,” *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, vol. 54, no. 3, pp. 1096–1106, 2006.
- [5] C. T. Rodenbeck, M. M. Elsbury, and J. W. Dimsdle, “Techniques for the analysis and elimination of transient oscillations in wideband and ultra-wideband pulsed power amplifiers,” *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, vol. 61, no. 10, pp. 3733–3742, 2013.
- [6] H. H. Ladhani, J. K. Jones, and G. Bouisse, “Improvements in the instantaneous-bandwidth capability of RF Power Transistors using in-package high-k capacitors,” in *2011 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*. IEEE, 2011, pp. 1–4.
- [7] J. Jugo, J. Portilla, A. Anakabe, A. Suárez, and J. Collantes, “Closed-loop stability analysis of microwave amplifiers,” *Electronics Letters*, vol. 37, no. 4, pp. 226–228, 2001.
- [8] J. Pelaz, J.-M. Collantes, N. Otegi, A. Anakabe, and G. Collins, “Experimental control and design of low-frequency bias networks for dynamically biased amplifiers,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, no. 6, pp. 1923–1936, 2015.
- [9] R. C. Melville and A. Suárez, “Experimental investigation of bifurcation behavior in nonlinear microwave circuits,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 65, no. 5, pp. 1545–1559, 2017.
- [10] S. Rumery and B. Noori, “A new technique for measuring the resonant behavior of power amplifier bias circuits,” in *2007 69th ARFTG Conference*. IEEE, 2007, pp. 1–9.
- [11] J. Collantes, N. Otegi, A. Anakabe, L. Mori, A. Barcenilla, and J. Gonzalez-Perez, “Detecting critical resonances in microwave amplifiers through noise simulations,” in *2018 IEEE MTT-S Latin America Microwave Conference (LAMC 2018)*. IEEE, 2018, pp. 1–3.
- [12] J. Diego, “Erresonantzia kritikoen detekzioa zarata analisi bidez mikrouhinetao amplifikadoreetan,” Gradu Amaierako Lana, Universidad del País Vasco-Euskal Herriko Unibertsitatea (UPV/EHU), 2019.

- [13] J. M. Gonzalez, N. Otegi, A. Anakabe, L. Mori, A. Barcenilla, and J. M. Collantes, “In-circuit characterization of low-frequency stability margins in power amplifiers,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 67, no. 2, pp. 822–833, 2018.
- [14] <https://www.keysight.com/es/en/products/software/pathwave-design-software/pathwave-advanced-design-system.html>.
- [15] <https://www.amcad-engineering.com/software/ivcad-3-8/>.
- [16] A. Anakabe, N. Ayllon, J. Collantes, A. Mallet, G. Soubercaze-Pun, and K. Narendra, “Automatic pole-zero identification for multivariable large-signal stability analysis of RF and microwave circuits,” in *The 40th European Microwave Conference*. IEEE, 2010, pp. 477–480.
- [17] *85024A High Frequency Probe, 300 kHz to 3 GHz, 5968-2101E*, Keysight Technologies, Santa Clara, CA, 7 2014.
- [18] D. M. Pozar, *Microwave engineering*. John Wiley & Sons, 2011.
- [19] L. Yang and G. Yu, “A new method to calculate cascaded S-parameters,” in *2018 IEEE 27th Conference on Electrical Performance of Electronic Packaging and Systems (EPEPS)*. IEEE, 2018, pp. 71–73.
- [20] *Non-contact Probing of RF Circuits with the Beehive 100 Series Probes*, Beehive Electronics, Sebastopol, CA.
- [21] R. Hou, M. Spirito, F. Van Rijs, and L. C. de Vreede, “Contactless measurement of absolute voltage waveforms by a passive electric-field probe,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 26, no. 12, pp. 1008–1010, 2016.
- [22] *100 Series EMC Probes*, Beehive Electronics, Sebastopol, CA.