

CARACTERITZACIÓ EXPERIMENTAL DE CIRCUITS RF  
BASADA EN SENSORS INTEGRATS

Una tesi de grau  
Entregada a la Facultat de l'Escola Tècnica d'Enginyeria de Telecomunicació de Barcelona  
Universitat Politècnica de Catalunya

Fet per:

MARÇAL OLIVÉ I MUÑIZ

En compliment parcial  
dels requeriments pel grau  
d'Enginyeria de Tecnologies i Serveis de Telecomunicació

Tutors: Diego Mateo i Josep Altet

Barcelona, Gener 2020

## ABSTRACT

The constant improvements on transistor's fabrication through their size reduction has meant a greater circuit performance's sensitivity to aging effects. The PAAGEANT chip has been designed to be able to actively mitigate these effects on a power amplifier, through the use of integrated power and temperature sensors that monitor the gain and DC power consumption respectively.

This project's objective has been to conduct a series of tests to characterize the chip's behavior. This has been achieved by creating a testing setup and a set of programs that communicate with the testing equipment to obtain the measurements.

Obtained results conclude that both sensors are able to compensate gain variations. However, the power sensor is able to do it more accurately because DC power consumption and Gain are not entirely correlated.

## RESUM

La constant millora en fabricació de transistor a través de la seva reducció de mida ha suposat accentuar efectes de variabilitat en les seves prestacions. Per poder mitigar els efectes d'aquesta variabilitat, el xip PAAGEANT té com a objectiu compensar-los activament monitoritzant les prestacions d'un PA. La monitorització es realitza fent ús d'un sensor de potència connectat a la seva sortida i un sensor de temperatura capaç de mesurar la potència consumida de manera indirecta sense influenciar al funcionament del PA. L'objectiu d'aquest treball ha estat realitzar un conjunt de tests per caracteritzar el funcionament del xip ideant un *setup* i un conjunt de programes que es comuniquin amb els equips i n'obtinguin les mesures.

Els resultats obtinguts indiquen que ambdós sensors són capaços de compensar el guany satisfactòriament però el sensor de potència té resultats millors. Això és degut a que al circuit estudiat el guany i el consum en DC no són del tot correlats.

## RESUMEN

La constante mejora en fabricación de transistores reduciendo su tamaño ha supuesto acentuar efectos de variabilidad en sus prestaciones. Para poder mitigar los efectos de esta variabilidad, el chip PAAGEANT tiene como objetivo compensarlos activamente monitorizando las prestaciones de un PA. La monitorización se realiza mediante el uso de un sensor de potencia conectado a su salida y un sensor de temperatura capaz de medir la potencia consumida indirectamente sin influenciar el funcionamiento del PA. El objetivo de este proyecto ha sido realizar un conjunto de tests para caracterizar el funcionamiento del chip ideando un *setup* y un conjunto de programas que se comuniquen con los equipos y obtengan las medidas.

Los resultados obtenidos indican que ambos sensores son capaces de compensar la ganancia satisfactoriamente pero el sensor de potencia obtiene resultados mejores. Esto es debido a que en el circuito estudiado la ganancia y el consumo en DC no están del todo correlados.

## AGRAÏMENTS

Vull donar les gràcies a tota la gent que ha col·laborat en la realització d'aquest projecte.

Primer voldria agrair l'ajut dels meus tutors Diego Mateo i Josep Altet per oferir-me la possibilitat de treballar en aquest projecte, la confiança que han posat en mi i la guia oferida en procés.

També voldria agrair Enrique Barajas per la seva implicació i tot l'ajut que m'ha proporcionat dedicant el seu temps per ensenyar-me a utilitzar els equips de mesura, l'ús del programari i per haver realitzat l'adaptació de la placa testejada. També voldria agrair-li la disponibilitat que m'ha ofert per respondre preguntes sobre el disseny del circuit estudiat.

Finalment, voldria donar gràcies a la meua família per tot el suport que m'han ofert en el procés i durant tota la carrera.

Moltes gràcies a tots. Sense vosaltres això no hagués estat possible.

## HISTORIAL DE REVISIONS

Revisió	Data	Propòsit
0	16/12/2019	Creació del document
1	18/1/2020	1a versió del document
2	22/1/2020	2a versió del document
3	25/1/2020	Versió final del document

Llista de distribució del document:

Nom	e-mail
Marçal Olivé	marcal.olive.i@estudiant.upc.edu
Diego Mateo	diego.mateo@upc.edu
Josep Altet	josep.altet@upc.edu

Escrit per:		Revisat i aprovat per:	
Data	25/1/2020	Data	25/1/2020
Nom	Marçal Olivé	Nom	Diego Mateo
Posició	Autor del projecte	Posició	Supervisor del projecte

# Índex

	Page
ABSTRACT . . . . .	ii
RESUM . . . . .	iii
RESUMEN . . . . .	iv
AGRAÏMENTS . . . . .	v
HISTORIAL DE REVISIONS . . . . .	vi
ÍNDEX DE TAULES . . . . .	ix
ÍNDEX DE FIGURES . . . . .	x
CAPÍTOLS . . . . .	xiii
<b>1 Introducció . . . . .</b>	<b>1</b>
1.1 <i>Work plan</i> i Diagrama de Gantt . . . . .	1
<b>2 <i>Background</i> del projecte: revisió de la literatura . . . . .</b>	<b>3</b>
2.1 Coneixements bàsics: <i>Aging</i> . . . . .	3
2.2 Descripció del xip testejat . . . . .	3
2.2.1 Amplificador de potència . . . . .	4
2.2.2 Sensor de Potència . . . . .	5
2.2.3 Sensor de Temperatura . . . . .	6
<b>3 Simulació . . . . .</b>	<b>7</b>
3.1 Simulacions del PA . . . . .	7
3.2 Simulacions del sensor de potència . . . . .	9
3.3 Simulacions del sensor de temperatura . . . . .	11
<b>4 Metodologia dels tests . . . . .</b>	<b>14</b>



4.1	<i>Setup</i> final de mesures . . . . .	14
4.2	Programes de mesura ideats . . . . .	18
<b>5</b>	<b>Resultats experimentals</b> . . . . .	<b>21</b>
5.1	Resultats del PA . . . . .	22
5.2	Resultats dels sensors . . . . .	23
5.2.1	Resultats del sensor de potència . . . . .	23
5.2.2	Resultats del sensor de temperatura . . . . .	24
5.3	Experiments de compensació . . . . .	26
5.3.1	Compensació amb PS . . . . .	26
5.3.2	Compensació amb TS . . . . .	26
<b>6</b>	<b>Budget</b> . . . . .	<b>29</b>
<b>7</b>	<b>Conclusió i feina futura</b> . . . . .	<b>30</b>
	<b>BIBLIOGRAFIA</b> . . . . .	<b>31</b>
	<b>APPENDIX</b>	
A	Esquemes bàsics de la placa i el xip. . . . .	33
B	Diagrames dels algorismes ideats pels tests . . . . .	39
	<b>GLOSSARI</b> . . . . .	<b>51</b>



# Índex de taules

3.1	Consum DC del conjunt PA i PS . . . . .	9
4.1	Equip del setup final . . . . .	15
4.2	Connexió de pins de l'ARDUINO . . . . .	17
4.3	Programes de test ideats . . . . .	18
5.1	Consum de DC de la placa sense senyal d'entrada aplicat . . . . .	21
6.1	Cost per equips . . . . .	29

# Índex de figures

2.1	<i>Layout</i> del xip PAAGEANT . . . . .	4
2.2	Estructura interna del Xip . . . . .	4
2.3	Estructura simplificada del bloc TSENSOR . . . . .	4
2.4	Estructura del PA . . . . .	5
2.5	Elements del PS . . . . .	5
2.6	Exemple de sensor de temperatura diferencial amb calibració d'offset digital	6
3.1	Guany del PA . . . . .	7
3.2	Variabilitat del PA . . . . .	8
3.3	Paràmetres S: estudi d'estabilitat . . . . .	9
3.4	Circuit simulat del PS . . . . .	10
3.5	Sortides del PS en funció del voltatge d'entrada. . . . .	11
3.6	Valor de PS per freqüències de 2 MHz a 2 GHz . . . . .	11
3.7	Circuit simulat del TS . . . . .	12
3.8	Sortides dels TS en funció de la $T_a$ per $N=250, 450, 550, 650$ . . . . .	12
3.9	Sortida dels TS en funció de $N$ per diferències de $T_a$ absoluta del sistema i relativa $\Delta T$ . . . . .	13
3.10	TMP2 en funció de la $T_a$ per $N=500$ i $N=501$ . . . . .	13
3.11	Sensibilitat de TMP2 en funció del corrent de polarització . . . . .	13
4.1	Fotografia de la configuració de mesures . . . . .	14

4.2	Fotografia de la placa de test . . . . .	14
4.3	Esquema de connexions . . . . .	15
5.1	Corbes característiques experimentals del PA . . . . .	21
5.2	Guany experimental del PA en funció de la freqüència . . . . .	22
5.3	Paràmetres S experimentals . . . . .	22
5.4	Guany del PA en funció de la potència d'entrada a 200 MHz . . . . .	22
5.5	Punt de compressió a 1 dB experimental del PA . . . . .	22
5.6	Variabilitat experimental del guany . . . . .	23
5.7	Variabilitat experimental de la potència DC . . . . .	23
5.8	PWR1 i PWR2 en funció del voltatge del senyal d'entrada . . . . .	24
5.9	Variabilitat de PWR2 . . . . .	24
5.10	Estimació de potència DC consumida a partir de PWR2 a 0 dBm d'entrada	24
5.11	Estimació del guany del PA a partir de PWR2 a 0 dBm d'entrada . . . . .	24
5.12	Resultats de fer escombrats de N per múltiples consums DC . . . . .	25
5.13	Variabilitat de TMP2 . . . . .	25
5.14	Estimació de potència DC consumida a partir de TMP2 a 0 dBm d'entrada.	25
5.15	Estimació del guany a partir de TMP2 a 0 dBm d'entrada . . . . .	26
5.16	Estimació del guany a partir de TMP2 a 15 dBm d'entrada . . . . .	26
5.17	Diferència entre el guany inicial i l'obtingut després de compensar seguint PWR2 . . . . .	27
5.18	Diferència entre la potència DC inicial i l'obtinguda després de compensar seguint PWR2 . . . . .	27

5.19	VGS final després d'haver realitzat la compensació seguint PWR2 . . . . .	27
5.20	Resultat d'un test de compensació seguint PWR2 de temps prolongat . . . . .	27
5.21	Diferència entre el guany inicial i l'obtingut després de compensar seguint TMP2	28
5.22	Diferència entre la potència DC inicial i l'obtinguda després de compensar seguint TMP2 . . . . .	28
5.23	VGS final després d'haver realitzat la compensació seguint TMP2 . . . . .	28
5.24	Resultat d'un test de compensació seguint TMP2 de temps prolongat . . . . .	28
A.1	Estructura de la placa de Test . . . . .	33
A.2	Circuit del PA . . . . .	34
A.3	Circuit del bloc PSENSOR . . . . .	34
A.4	Circuit del bloc TSENSOR . . . . .	35
A.5	POD1 . . . . .	35
A.6	POD2 . . . . .	36
A.7	POD3 . . . . .	36
A.8	POD4 . . . . .	37
A.9	POD5 . . . . .	37
A.10	POD6 . . . . .	38
B.1	Diagrama de flux del test 1 . . . . .	39
B.2	Diagrama de flux del test 2 . . . . .	40
B.3	Diagrama de flux del test 3 . . . . .	41
B.4	Diagrama de flux del test 4 . . . . .	42
B.5	Diagrama de flux del centrat de N . . . . .	43

B.6	Diagrama de flux del test 5 . . . . .	44
B.7	Diagrama de flux de compensació per TMP2 . . . . .	45
B.8	Diagrama de flux del test 6 . . . . .	46
B.9	Diagrama de flux de compensació per PWR2 . . . . .	47
B.10	Diagrama de flux del test 7 . . . . .	48
B.11	Diagrama de flux del test 8 . . . . .	49
B.12	Diagrama de flux del test 9 . . . . .	50

# 1. Introducció

Els últims 40 anys s'ha aconseguit millorar gradualment el rendiment dels circuits integrats a base de reduir la mida dels transistors escurçant el seu canal i millorant la seva freqüència de commutació. Tot i així, poder treballar a més alta freqüència suposa una dissipació de potència més alta que posa estrès sobre el circuit. Addicionalment, la mida més petita dels transistors comporta uns camps elèctrics més grans que s'han intentat mitigar treballant a voltatges menors, més propers a tensions llindar. Aquests punts de treball impliquen que els circuits són més sensibles a variacions com l'*aging*; sent les seves conseqüències més notables un augment de la  $V_t$  dels transistors i una pèrdua de mobilitat dels electrons que baixa el corrent IDS que passa del seu drenador al sortidor.

L'objectiu d'aquest projecte és dissenyar el sistema automatitzat de mesura i validar experimentalment el disseny d'un xip de radiofreqüència que té com a objectiu la compensació d'efectes d'*aging* sobre un amplificador de potència (PA) per mitjà de sensors de temperatura (TS) i sensors de potència (PS) integrats. Usar un sensor de temperatura té especial interès ja que permet monitoritzar el PA de forma indirecta sense modificar el circuit que es vol sensar. Aquest Xip és anomenat PAAGEANT i forma part d'un projecte nacional anomenat TOGETHER. Així doncs, treball previ a la realització d'aquest projecte ha estat el disseny i impressió del xip PAAGEANT i la seva placa de test.

Els requeriments d'aquest projecte, per tant, han estat desenvolupar els tests per obtenir corbes experimentals representatives del comportament del xip davant els efectes d'*aging* i verificar que els sensors integrats permeten monitoritzar els canvis en rendiment provocats per aquests efectes.

## 1.1 *Work plan* i Diagrama de Gantt

Per a la realització d'aquest projecte, s'ha començat per estudiar la documentació de la feina feta anteriorment, és a dir, el principi de funcionament del xip i el seu disseny.

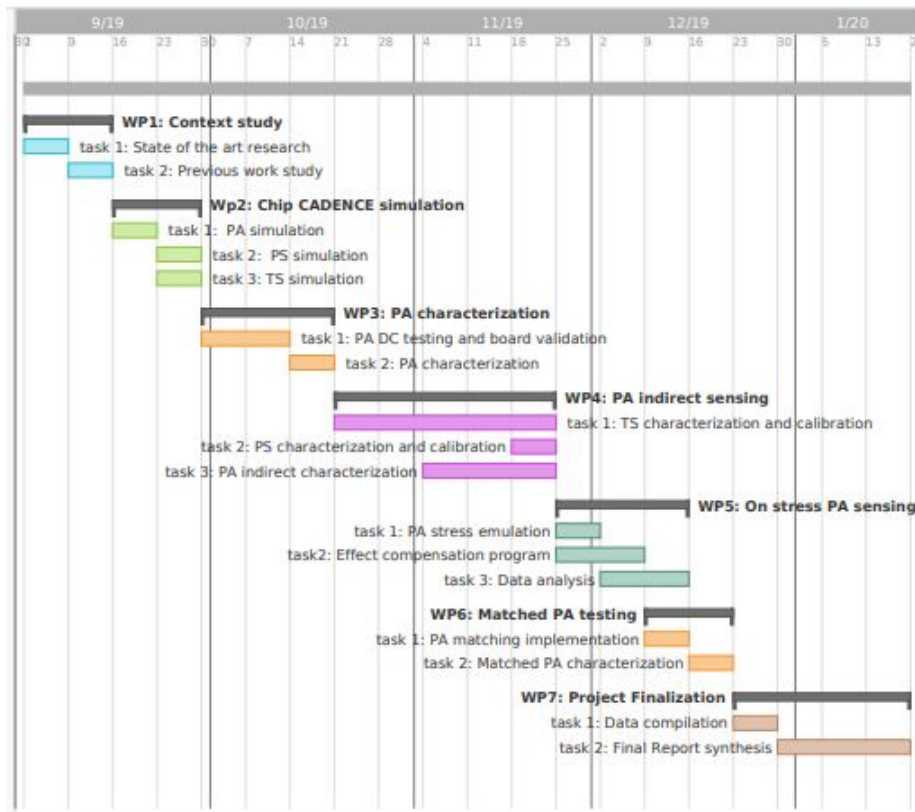
Un cop s'ha tingut una noció de l'abast del projecte, per entendre més a fons i tenir un marc de referència a l'hora de valorar resultats experimentals, s'ha disposat a simular les diferents parts que conformen el xip. Totes les simulacions s'han dut a terme sobre el programari *Cadence Virtuoso* 6.1.6-64b. S'han usat de base els models circuitalmentals del xip i placa de test ideats prèviament a la realització d'aquest treball, realitzant modificacions menors per a poder-ne realitzar les simulacions. Finalment, s'ha començat el procés d'experimentació sobre la placa de test del xip. Per a la realització dels tests, en el procés del treball s'han ideat els programes de mesura amb *MATLAB* versió R2019b que es connecta a través de

GPIB o ethernet als equips de mesura. Això ha permès automatitzar el procés, facilitar-ne la seva repetició i fer el processament de les dades més directe. Tots els tests han estat ideats a baixa freqüència, 40 MHz, sobre PA no adaptats per assegurar el correcte funcionament dels algorismes de mesura i poder negligir l'efecte de les impedàncies dels cables. Un cop tots els programes han estat finalitzats, s'han aplicat a un PA adaptat a més alta freqüència, 200 MHz, per extreure els resultats finals.

Els primers tests realitzats han tingut com a objectiu aconseguir el comportament real del PA i els sensors integrats juntament amb la seva variabilitat. Un cop el sistema sencer ha estat caracteritzat, s'han ideat tests de compensació dels efectes d'*aging*.

A diferència del pla proposat inicialment, els efectes d'*aging* han estat emulats en comptes d'induïts sobre la placa degut al temps limitat per a la realització del projecte. Això ha permès verificar el *setup* de mesura dissenyat i estudiar en quines condicions els diferents sensors integrats que monitoritzen el comportament del PA tenen més bones prestacions.

### Diagrama de Gantt



## 2. *Background* del projecte: revisió de la literatura

### 2.1 Coneixements bàsics: *Aging*

S'anomena *aging* la degradació dels paràmetres d'un transistor a causa del propi envelliment del circuit com a conseqüència del seu ús durant un temps prolongat o un estrès excessiu pel qual no estan dissenyats. Hi ha diferents mecanismes pels quals s'acaba produint *aging* en transistors[3].

**Hot Carrier Injection (HCI)** es un fenomen que es produeix quan es generen camps elèctrics elevats al transistor. Els portadors es veuen accelerats per aquests camps i es veuen atrapats a zones inesperades modificant paràmetres del transistor com  $V_t$  o la mobilitat dels propis portadors.

**Degradació del dielèctric.** L'element dielèctric que es troba entre la porta del transistor i el canal té un camp elèctric màxim que pot suportar a partir del qual es trenca. La degradació es tracta d'un procés gradual que introdueix corrents de fuga empitjorant les qualitats d'aïllant del dielèctric.

**Bias Temperature Instability (BTI).** Quan la porta d'un transistor MOS està altament polaritzada durant un període de temps prolongat, la tensió llindar  $V_t$  i la mobilitat del canal es modifiquen. Aquesta degradació dels paràmetres és deguda a efectes d'alta temperatura a la porta del transistor. Com a conseqüència es redueixen el corrent i la transconductància degradant el comportament del transistor.

### 2.2 Descripció del xip testejat

El xip estudiat consta de tres amplificadors de potència: un PA és sensat per dos sensors de potència, un a la seva entrada i l'altre a la seva sortida, un altre PA és sensat per un sensor de temperatura i l'últim PA és sensat per ambdós tipus de sensors. El disseny del xip està descomposat en tres tipus de bloc (Fig.2.2). El bloc PA conté un amplificador de potència, el bloc PSENSOR conté dos PS que sensen un mateix PA i el bloc TSENSOR conté un TS que sensa PA1 i un altre TS que sensa PA2 (Fig.2.3).



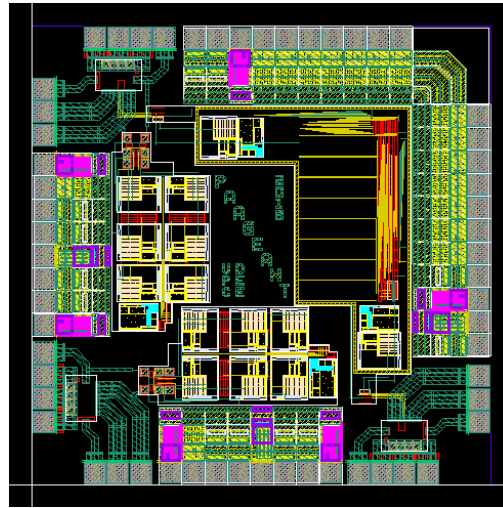


Fig. 2.1. *Layout* del xip PAAGEANT.

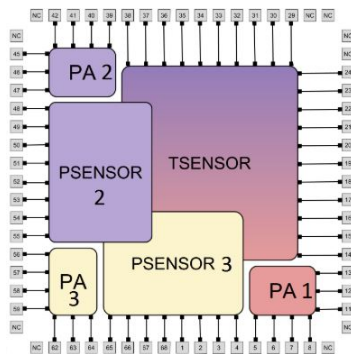


Fig. 2.2. Estructura interna del Xip. Extret de [10]

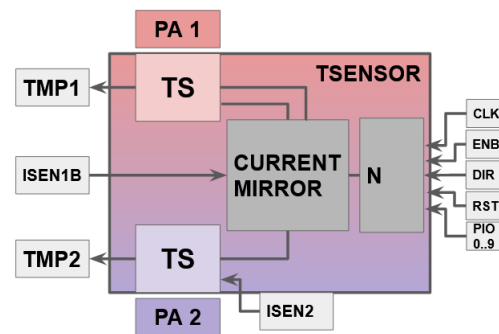
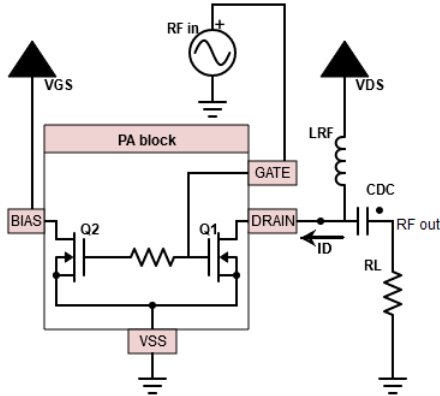


Fig. 2.3. Estructura simplificada del bloc TSENSOR.

### 2.2.1 Amplificador de potència

Els PA estudiats segueixen l'estructura definida a Fig. 2.4. El bloc PA consta de dos transistors dels quals un actua com a amplificador i l'altre es troba en disposició de mirall de corrent introduint la polarització del senyal d'entrada. La tecnologia utilitzada és la CMOS 350nm AMS. La xarxa de sortida que separa el voltatge DC d'alimentació i el senyal de sortida i fa de xarxa d'adaptació no és interna al xip sinó que forma part de la placa de test degut a l'espai que ocupa.

El guany en voltatge del PA és directament proporcional al paràmetre  $g_m$  del transistor amplificador que disminuirà quan augmenti  $V_t$  o disminueixi el corrent de drenador a sortidor  $I_{D_{DC}}$ . És a dir, els efectes d'*aging* seran observables en una disminució del guany del PA.



$$A_v = g_m(L_{RFs} || (\frac{1}{C_{DCs}} + R_L)) \quad (2.1)$$

$$g_m = k'(W/L)(V_{GS} - V_t) \quad (2.2)$$

$$g_m = \sqrt{2k'(W/L)I_{D_{DC}}} \quad (2.3)$$

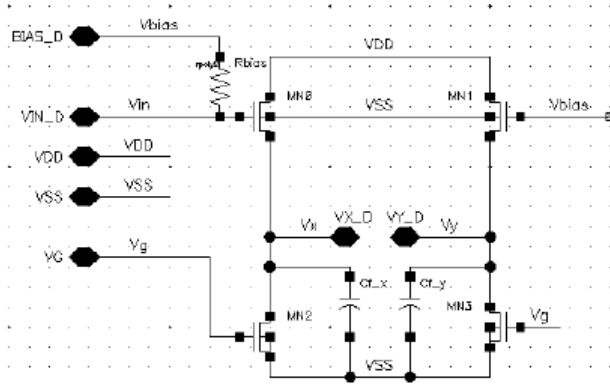
Fig. 2.4. Estructura del PA[3].

## 2.2.2 Sensor de Potència

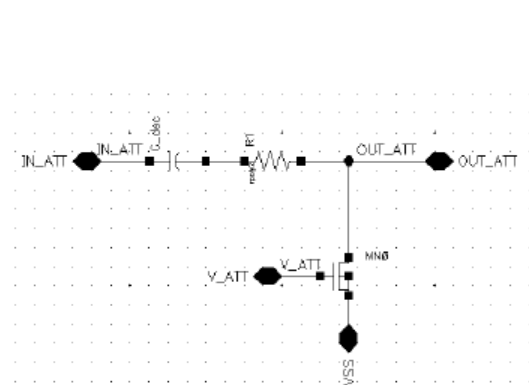
Els PS inclosos al xip són detectors d'amplitud que proporcionen una sortida en tensió representativa del voltatge del senyal que tenen per entrada[3].

Dels dos PS que sensen un PA, el primer està connectat a l'entrada del PA, resultant en la sortida PWR1 i el segon a la sortida del PA, resultant en la sortida PWR2. Requereixen d'entrades voltatges d'alimentació a VDD/VSS, VGS i BIAS que comparteixen tots els PS del xip (Fig. 2.5).

El xip està dissenyat per poder estressar els PA que conté. El mètode usat és aplicar tensions d'alimentació altes al PA durant un temps controlat per accelerar el procés d'*aging*. Aquestes altes tensions es podria induir *aging* als detectors d'amplitud. Per protegir els sensors, s'ha introduït un atenuador a les seves entrades controlat per un senyal CNT. A la sortida dels sensors s'ha inclòs un amplificador per poder aprofitar el rang dinàmic de la placa.



(a) Detector d'amplitud.



(b) Xarxa atenuadora.

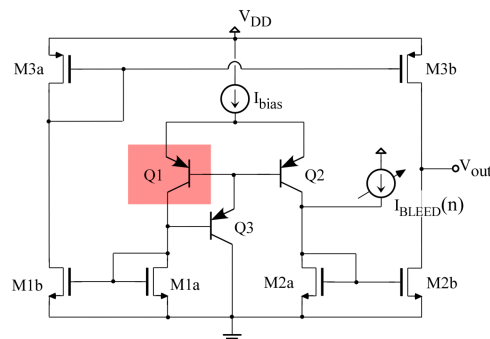
Fig. 2.5. Elements del PS[3].

### 2.2.3 Sensor de Temperatura

El sensor de temperatura és la part més interessant del projecte ja que permet monitoritzar el PA sense necessitat d'estar-hi connectat i, per tant, interferir en el seu comportament de manera indirecta.

Quan el PA opera en contínua, és a dir, no té cap senyal d'entrada, tot el corrent provinent de l'alimentació al port de DRAIN és consumit pel transistor. Quan un to és aplicat a la entrada, el senyal generat a la sortida transfereix part de l'energia a la càrrega disminuint el corrent en DC que passa pel transistor i fent que, en conseqüència, la calor generada al PA sigui menor. Com més gran sigui el guany del PA, més gran és l'amplitud del senyal de sortida i menys calor és generada al propi PA.

El principi de funcionament d'aquest sensor es basa en captar la diferència de temperatura entre el conjunt del xip i la zona del PA, obtenint així un senyal proporcional a la variació de la calor generada per la seva activitat. Per fer-ho, el sensor consta de dos transistors amb paràmetres sensibles a la temperatura dels quals un, el transductor, es troba situat a prop del PA i l'altre es troba a una distància prou gran com per poder considerar que l'acoblament tèrmic entre el sensor i el PA és mínim[1][2]. Ambdós transistors conformen un sensor diferencial que proporciona una sortida en funció de la diferència de temperatura entre ells. Aquest sensor de temperatura és altament sensible i com a resultat necessita un mètode de calibració del seu *offset* per poder aconseguir un gran rang dinàmic. Això s'aconsegueix introduint corrents de *bleed* que el sistema controla a partir d'un valor digital N de 10 bits de la mateixa manera que al circuit de Fig. 2.6[14]. A efectes pràctics, el valor de N introduït determina la temperatura que centra les sortides TMP1 i TMP2 dels sensors. El xip inclou un contador que recorre de forma creixent o decreixent el valor de N i és configurable.



**Fig. 2.6.** Exemple de sensor de temperatura diferencial amb calibració d'offset digital. En aquest cas, Q1 és et transistor transductor i l'*offset* està determinat a partir del valor digital n a través de  $I_{BLEED}(n)$ .

## 3. Simulació

Abans de fer els tests dels components continguts al xip estudiat, s'han realitzat un seguit de simulacions per tenir una noció del seu funcionament i un comportament de referència sobre el qual poder comparar els resultats.

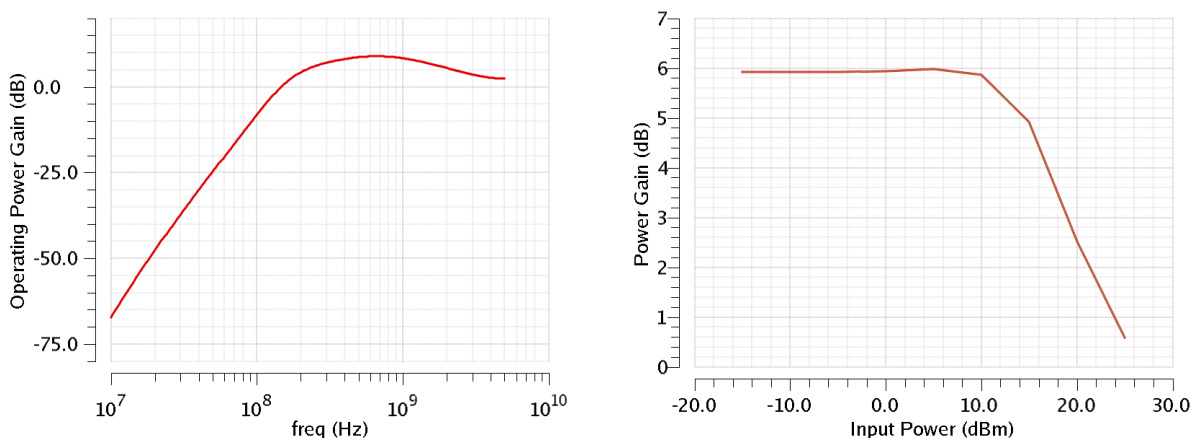
Totes les simulacions s'han efectuat sobre el programari *Cadence Virtuoso*. S'han usat de base els models circuital del xip ideats prèviament a la realització d'aquest treball, realitzant modificacions menors per a poder-ne realitzar els tests.

S'ha començat per simular el comportament del PA adaptat, després s'ha simulat el bloc PSENSOR i, finalment, s'ha realitzat un seguit de tests per al bloc TSENSOR.

### 3.1 Simulacions del PA

Pel cas del PA, s'ha estudiat el comportament freqüencial, punt de compressió a 1 dB i variabilitat respecte a la polarització a BIAS i DRAIN. L'amplificador de potència simulat conté el bloc PA del xip mencionat anteriorment i una xarxa d'adaptació a l'entrada i sortida dissenyada per a treballar a 2 GHz.

El sistema és alimentat per 3.3 V al port DRAIN i a 0.9 V a BIAS, equivalents a un corrent de 2 mA, en condicions nominals. Sota aquestes característiques, el PA té un corrent de DRAIN de 23.19 mA, que suposa un consum en contínua de 76.52 mW.



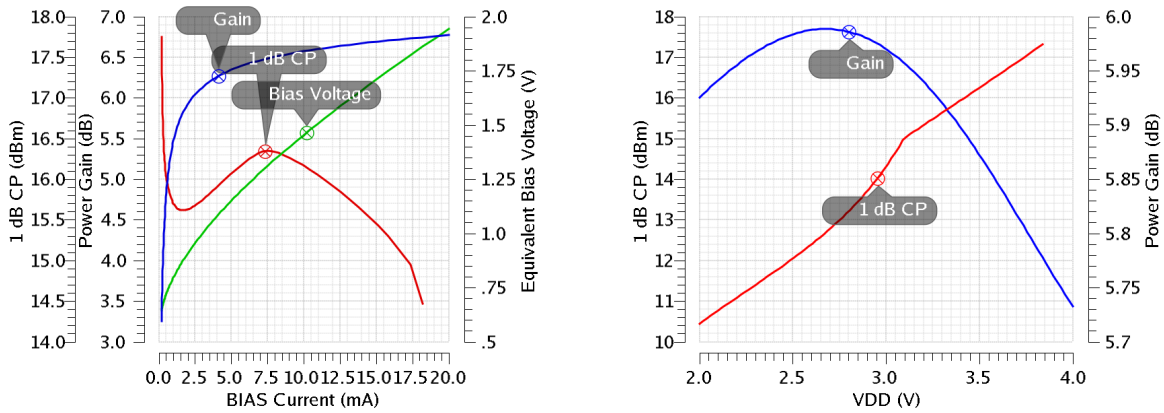
(a) Guany en funció de la freqüència. (b) Guany en funció de la potència d'entrada

**Fig. 3.1.** Guany del PA

Simulant el circuit en condicions nominals, usant una potència d'entrada de 10 dBm, s'ha extret que el guany màxim es troba a 676 MHz amb un valor de 9.71 dB, mostrat a Fig.

3.1. El guany obtingut sota condicions nominals a 2 GHz és de 5.91 dB, però cal tenir en compte que aquest també depèn de la potència d'entrada tal i com es mostra a la mateixa figura. El punt de compressió a l'entrada del PA es troba a 15.64 dBm.

Per analitzar la variabilitat del PA que s'introduirà en l'emulació d'*aging*, s'ha simulat la variació del punt de compressió a 1 dB i el guany en funció del voltatge a BIAS i DRAIN a Fig. 3.2. Es pot observar que un augment de corrent o voltatge a BIAS comporta un augment del guany. Aquest comportament monòtonament creixent és el que permet compensar un canvi menor de guany modificant únicament el voltatge a la porta del PA. El punt de compressió a 1 dB té un màxim per un corrent de 7.5 mA corresponent a 1.3 V. Per valors de corrent de polarització superiors el punt de compressió baixa dràsticament degut a que la sortida queda saturada.



(a) Variabilitat en funció de polarització a BIAS a 2GHz.

(b) Variabilitat en funció de l'alimentació a DRAIN a 2GHz.

**Fig. 3.2.** Variabilitat del PA.

Per comprovar l'estabilitat del sistema, n'hem estret els paràmetres S visibles a la Fig. 3.3a. Tenint en compte que un sistema és estable quan  $K_f$  és superior o igual a 1 i  $B_{1f}$  sigui superior a 0 tal i com s'exposa a [3] i sabent que:

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

$$B_{1f} = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |D|^2 \quad (3.2)$$

$$D = |S_{11}||S_{22}| - |S_{21}||S_{12}| \quad (3.3)$$

S'ha calculat i representat  $B_{1f}$  i  $K_f$  a Fig. 3.3b. Es pot comprovar que pel rang de freqüències estudiat, el sistema és incondicionalment estable.

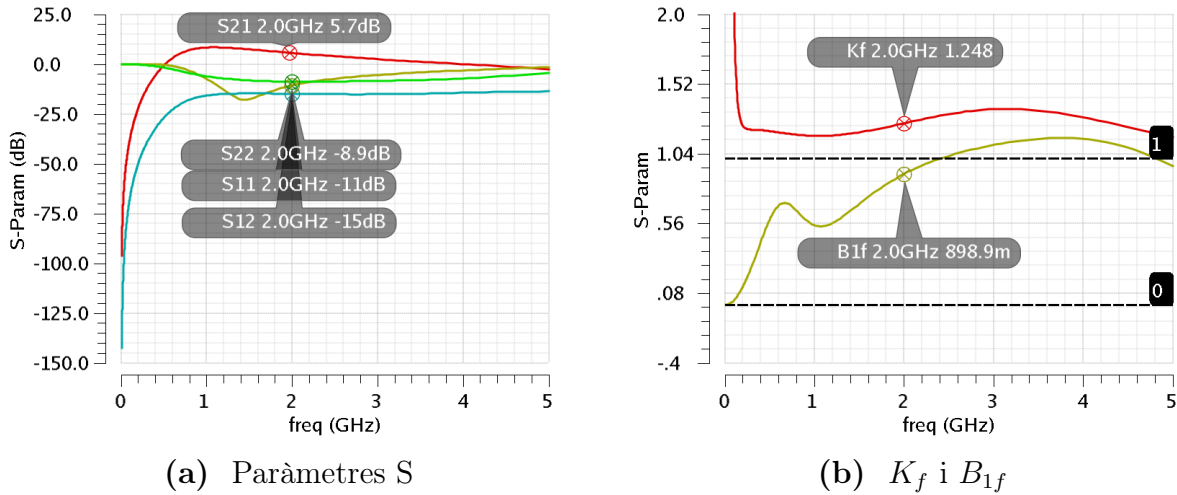


Fig. 3.3. Paràmetres S: estudi d'estabilitat.

### 3.2 Simulacions del sensor de potència

Pel cas del sensor de potència, s'ha simulat la forma d'ona de la sortida, la correspondència entre el senyal d'entrada i la sortida del sensor i la variabilitat del sensor en funció de la freqüència del senyal d'entrada.

El circuit simulat per obtenir el comportament dels PS ha estat el mostrat a Fig. 3.4. El circuit consta del bloc del PA simulat anteriorment, xarxes d'adaptació incloses, amb els senyals d'entrada i sortida connectats a un bloc PSENSOR que conté els dos PS. PWR1 és la sortida del sensor connectat a GATE, on hi ha el senyal d'entrada. PWR2 és la sortida del sensor connectat a DRAIN, on hi ha el senyal de sortida.

Observant les fonts del sistema s'estima que el consum del bloc de PA és en DC d'uns 6.6 mW i del bloc PS és de 78.9 mW resultant en un total de 85.5 mW.

Port	Tensió (V)	Corrent (mA)	Potència (mW)
VDD PS(V1)	3.3	2	6.6
VGS(V2)	1	$5 * 10^{-6}$	$5 * 10^{-6}$
BIAS(V3)	1.5	$4.5 * 10^{-6}$	$6.75 * 10^{-6}$
CNT(V4)	0	$10 * 10^{-5}$	0
VDD PA(VVDD)	3.3	23.91	78.9

Taula 3.1 Consum DC del conjunt dels blocs PA i PSENSOR.

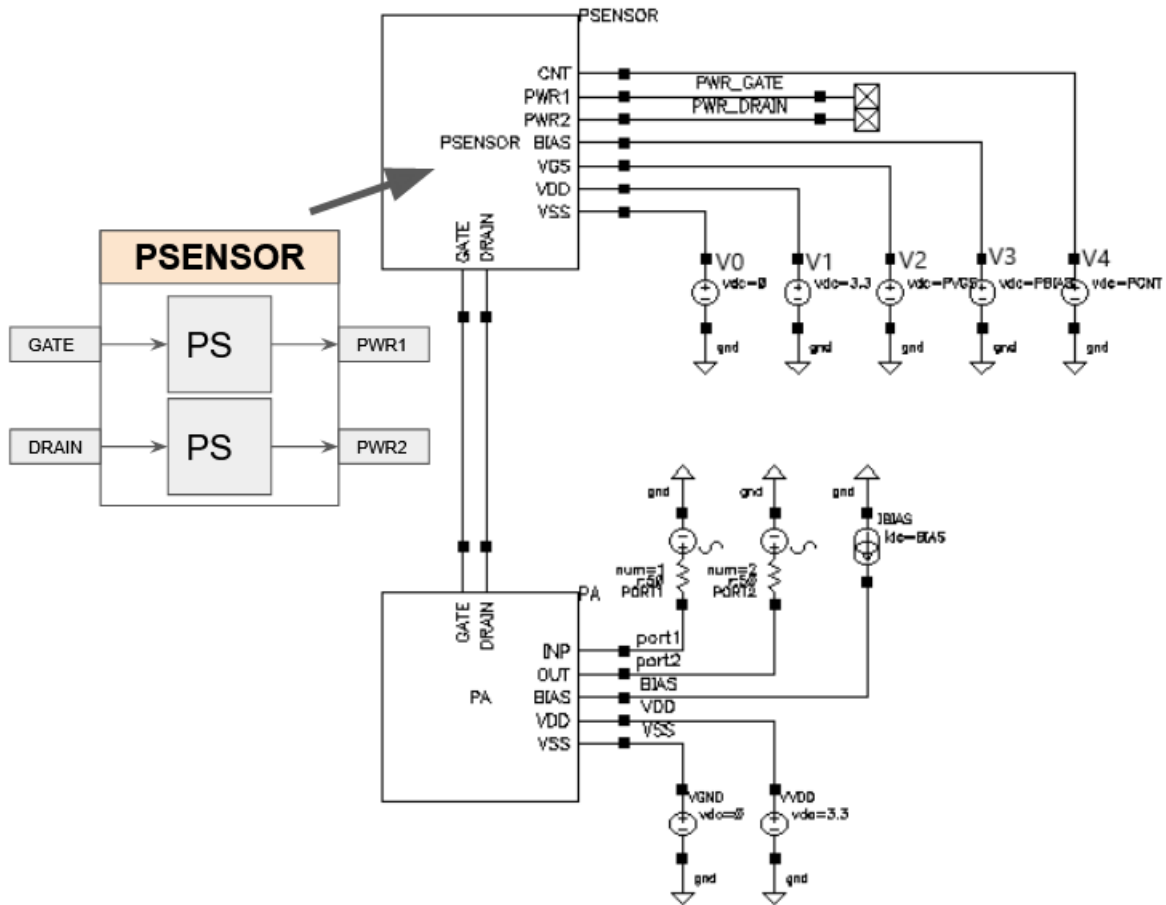
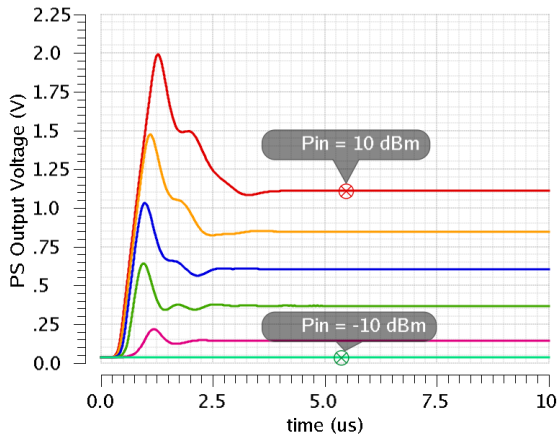


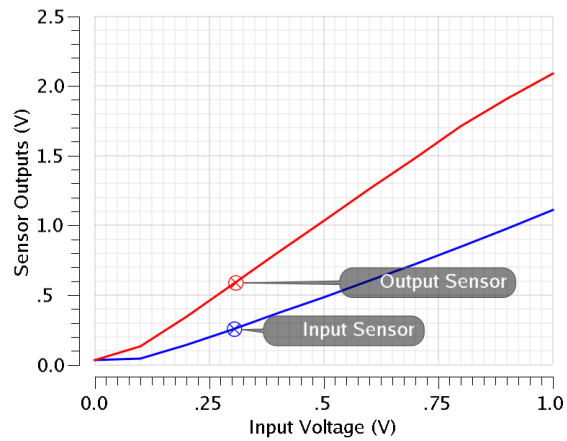
Fig. 3.4. Circuit simulat del PS.

A 2 GHz, les sortides del sensor de potència són proporcionals al voltatge del senyal que tenen a la seva entrada en una relació pràcticament 1:1 (Fig. 3.5b). El comportament transitori d'aquesta sortida mostra que assoleix un pic del 180% del seu valor final que triga a establir-se un temps condicionat per la potència d'entrada. Com més gran és la potència d'entrada, més triga a establir-se el valor final. Per una potència d'entrada de 10 dBm la sortida triga  $4\mu\text{S}$  a arribar al seu valor final (Fig. 3.5a).

Es mostra a Fig. 3.6 que la sensibilitat del sensor depèn de la freqüència del senyal d'entrada i que aquesta tendeix a augmentar a mesura que la freqüència augmenta. Tot i així, per tot el rang de freqüències estudiat la sensibilitat segueix sent pràcticament lineal.



(a) Forma d'ona de PWR1 per potències d'entrada de -10 dBm a 10 dBm.



(b) PWR2 i PWR1

Fig. 3.5. Sortides del PS en funció del voltatge d'entrada.

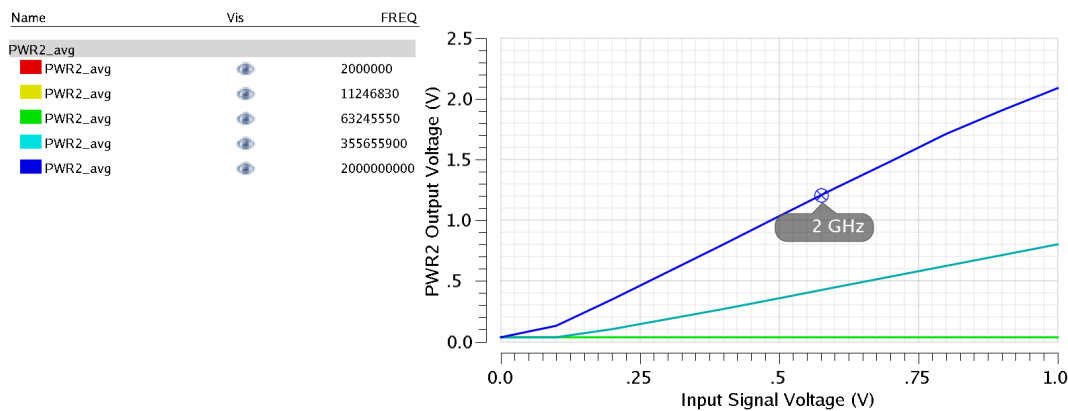


Fig. 3.6. Valor de PS per freqüències de 2 MHz a 2 GHz

### 3.3 Simulacions del sensor de temperatura

Pel cas del sensor de temperatura, s'ha observat la sensibilitat i la seva variabilitat. Les simulacions s'han efectuat per una temperatura ambient estàndard de de 27 °C. El circuit simulat pel sensor de temperatura ha estat el mostrat a Fig. 3.7. El bloc ADC10 és usat per introduir un valor digital N que defineix l'offset a partir d'una font analògica anomenada ADC. Aquest bloc no es troba al disseny real i és usat purament per facilitar la simulació. El consum en DC obtingut és de 657  $\mu$ A per un voltatge de 3.3V a VDD i pels corrents de polarització a ISEN1B i ISEN2 de 2 mA, el voltatge és de 2.12V. La potència consumida pel bloc TSENSOR és de 10.65 mW en total.



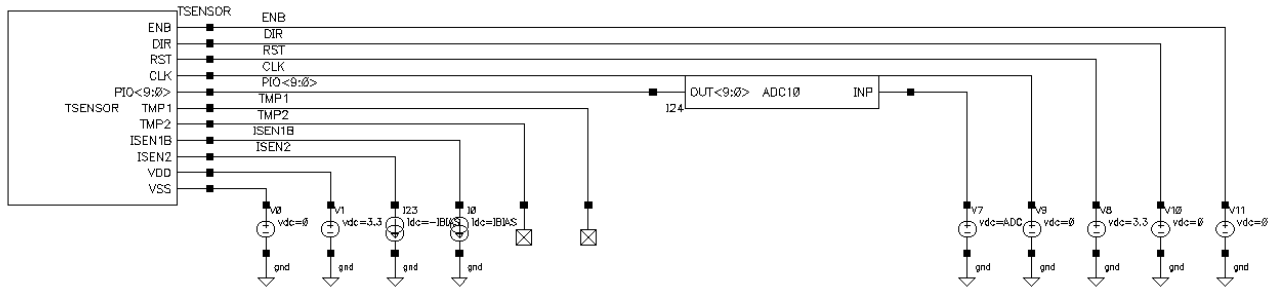


Fig. 3.7. Circuit simulat del TS.

El bloc TSENSOR presenta dos sortides provinent dels dos TS: TMP1 i TMP2, el comportament de les quals es mostra a Fig. 3.8. El punt central de la corba per les sortides ve determinat per un valor digital N. Per TMP1, un augment de N augmenta el valor de diferència de temperatura que centra la sortida; en canvi, per TMP2, un augment de N disminueix el valor de diferència de temperatura que centra la sortida. Una diferència de N en 1 suposa una desplaçament de la corba en  $0.02^{\circ}\text{C}$ , tal i com es mostra a Fig. 3.10.

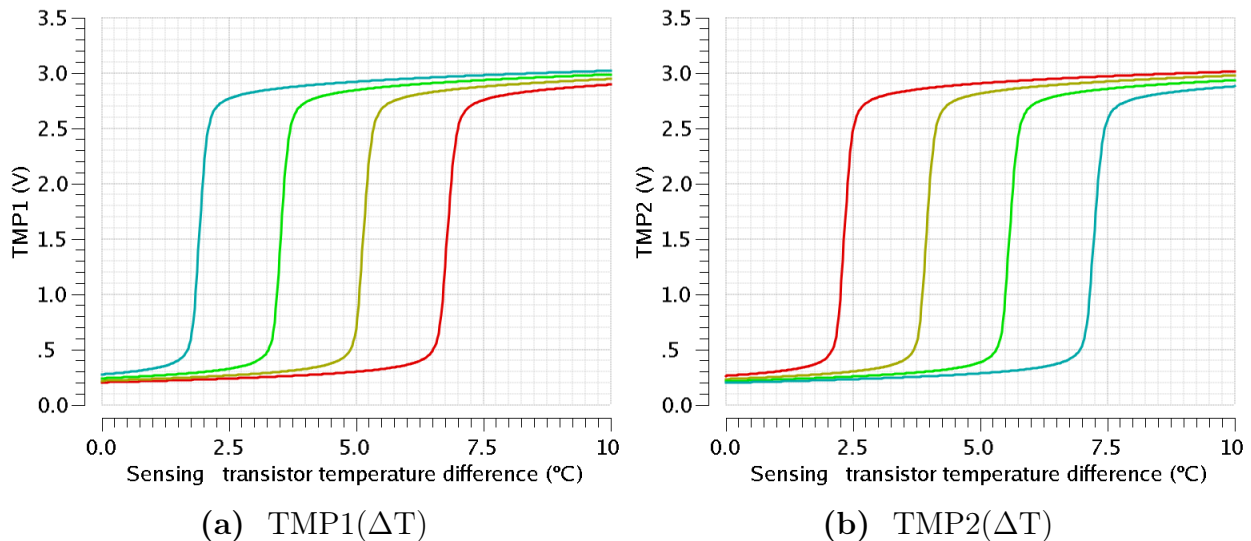
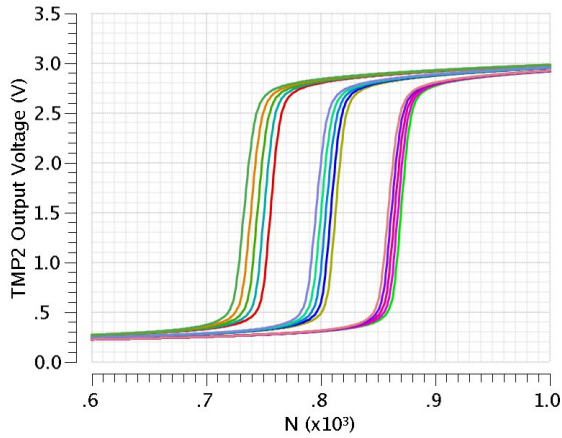
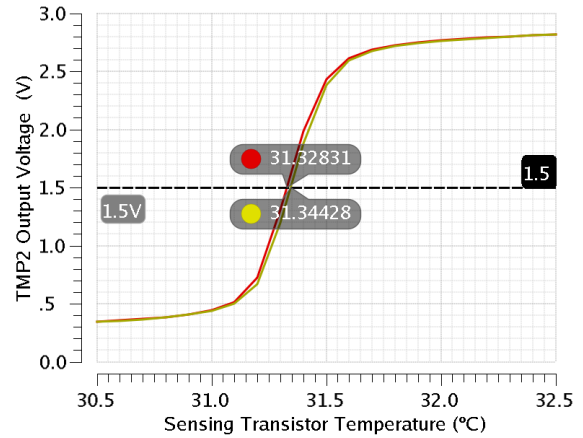


Fig. 3.8. Sortides dels TS en funció de la  $T_a$  per  $N=250, 450, 550, 650$ .

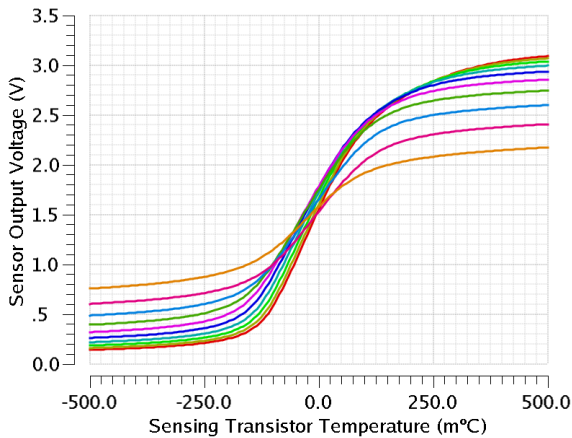
Pel que fa a la sensibilitat del sensor, a Fig. 3.9 es mostren tres conjunts de corbes aconseguïdes fent un escombrat de N per 5 valors de temperatura ambient entre  $27^{\circ}\text{C}$  i  $47^{\circ}\text{C}$  i una diferència de temperatura del transistor sensor  $\Delta T$  de  $-1^{\circ}\text{C}$ ,  $0^{\circ}\text{C}$  i  $1^{\circ}\text{C}$ . Cada conjunt té una mateixa  $\Delta T$  i diferents valors de temperatura ambient. Es pot observar, per tant, que la sensibilitat a la temperatura ambient és negligible quan és comparada amb la de  $\Delta T$ . Aquesta sensibilitat a  $\Delta T$  és ajustable amb el corrent de polarització ISEN1B. Augmentar el valor del corrent de polarització suposa una disminució de la sensibilitat tal i com es mostra a Fig. 3.11.



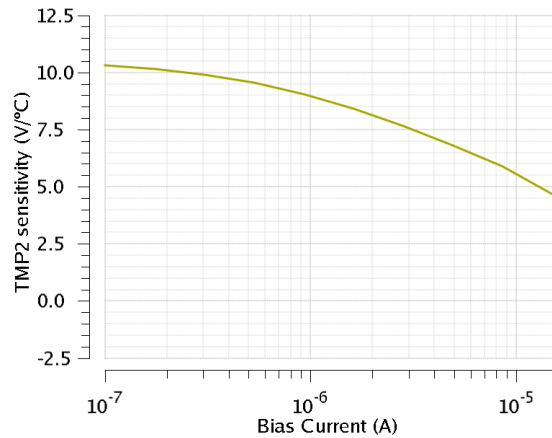
**Fig. 3.9.** Sortida dels TS en funció de N per diferències de Ta absoluta del sistema i relativa ΔT.



**Fig. 3.10.** TMP2 en funció de la Ta per N=500 i N=501.



(a) TMP2(ΔT) per diferents valors de corrent de polarització.

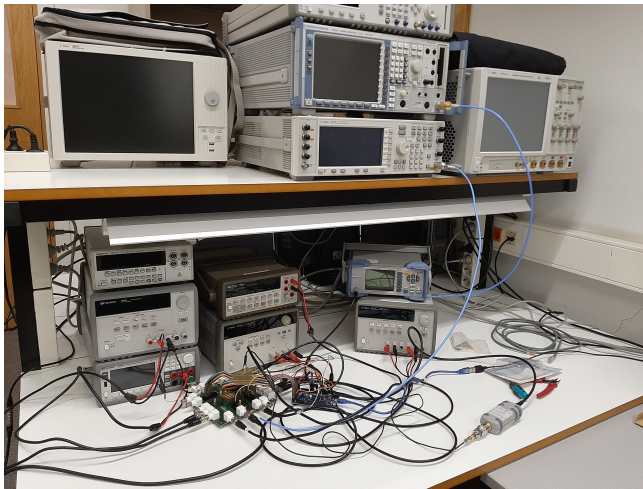


(b) Sensibilitat dels TS en funció del corrent de polarització.

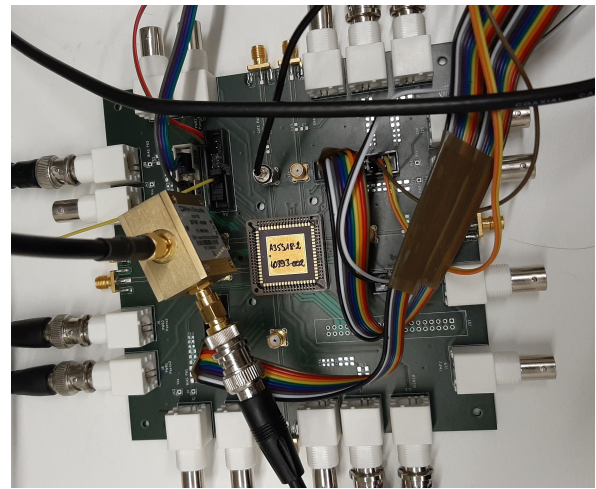
**Fig. 3.11.** Sensibilitat de TMP2 en funció del corrent de polarització.

## 4. Metodologia dels tests

Un cop s'ha tingut una referència sobre la qual comparar els resultats, s'ha disposat a realitzar els tests de la placa. Aquests tests s'han elaborat sobre Matlab versió 2019b que es connecta als equips usats per mitjà de SCPI a través de GPIB, ethernet o, en el cas de l'ARDUINO, USB. Tots els tests han estat ideats treballant a baixa freqüència, 40 MHz, i la placa sense adaptar per assegurar que l'efecte dels cables era mínim i es podien negligir en l'anàlisi dels resultats. Un cop comprovat el correcte funcionament de tots els tests, s'han repetit tots a alta freqüència (200 MHz). Els test s'han realitzat a UPC campus nord al laboratori C5107.



**Fig. 4.1.** Fotografia de la configuració de mesures.



**Fig. 4.2.** Fotografia de la placa de test.

### 4.1 *Setup* final de mesures

Al llarg del procés de creació dels tests, els equips usats i les seves connexions han anat evolucionant. La disposició final dels equips es pot observar a Fig.4.3 i a Taula 4.1 i s'exposa a continuació.

La placa de test del xip consta, a més a més de les entrades RF pel senyal de cada PA i de les de polarització específiques dels blocs PA, PSENSOR i TSENSOR; una entrada d'alimentació del sistema sencer anomenada VDD/VSS que s'ha fixat a 3.3V per mitjà d'una font de tensió **Keysight E3632A**. La placa té de sortides els ports de drenador de tots els PA i les sortides de tots els PS i els dos TS. Les sortides dels sensors estan duplicades i són accessibles o bé des dels pins dels PODs o des dels connectors BNC del seu lateral.

Tipus	Equip	Direcció	Connexió
Font de Tensió	Keysight E3632A	4	VDD
Font de Tensió	Agilent E3646A	15	BIAS psens (1) VGS psens (2)
Font de Tensió	Agilent E3631A	3	BIAS PA2 (1) DRAIN PA2 (2)
Font de Corrent	Keysight B2902A	192:168:137:30	ISEN1B (1) ISEN2 (2)
Multímetre	HP E34401A	5	TMP2
Generador de Senyal	Agilent E4438C	192:168:137:24	GATE PA2
Sensor de potència	Rohde&Schwarz NRP	25	DRAIN PA2
Microcontrolador	ARDUINO DUE	COM3	TMP2 PWR1 PWR2 PIO0..9

Taula 4.1 Equip del setup final.

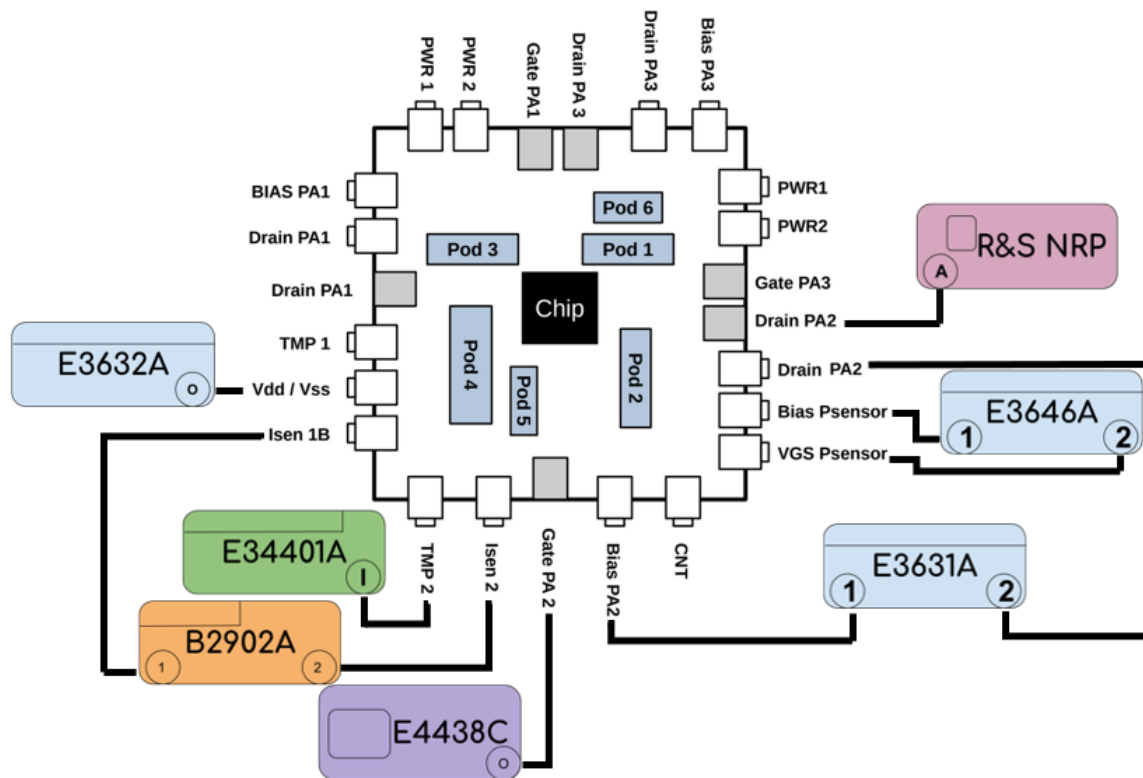


Fig. 4.3. Esquema de connexions.

El PA estudiat per als resultats finals ha estat PA2 ja que pot ser sensat tant per un PA com per un parell de PS. El PA requereix dos tensions d'entrada, una per polaritzar el port BIAS PA2 de 0.9V i l'altre proporciona la tensió DC a DRAIN PA2 de 3.3V. Per proporcionar aquestes dos tensions, una sola font de dos sortides Agilent E3631A ha estat necessària.

El senyal d'entrada ha estat introduït amb un generador de senyal **Agilent E4438C**. Aquesta font és capaç de generar múltiples tons d'entrada de 250 kHz fins a 6 GHz. Per captar la potència del senyal de sortida s'ha utilitzat **Rohde & Schwarz NRP** que retorna el valor de potència rebuda a la seva entrada per la freqüència configurada. Té fins a 90 dB de rang dinàmic a nivells de -60 dBm a 26 dBm i arriba a una freqüència de 26.5 GHz.

Els sensors de potència comparteixen les entrades de BIAS Psensor a 1 V i VGS Psensor a 1V. Per introduir els dos valors de tensió, una sola font de dos sortides **Agilent E3646A** ha estat necessària. Com que no s'ha estressat el sistema, s'ha mantingut l'entrada CNT continguda al POD6 a 0 per deshabilitar les xarxes de protecció. Les sortides PWR1 i PWR2 del PSENSOR 2 han estat captades amb l'Arduino a través del POD 6 fent ús dels ADC que té incorporat.

Els sensors de temperatura tenen la sensibilitat determinada pel corrent ISEN 1B i ISEN2 de  $2.5 \mu A$  proporcionat per **Keysight B2902A**. El valor digital que determina l'*offset* de temperatura PIO0..9 és introduït a través de l'ARDUINO per mitjà dels POD 2 i 8 de la placa de test. Com que el valor digital és introduït externament en tot moment, s'ha deshabilitat el contador de TSENSOR mantenint les entrades CLK, ENB i DIR del POD1 a 0 i l'entrada RST del mateix POD a 1 (3.3V). La sortida TMP2 és captada per un multímetre **HP E34401A** que fa un promig de TMP2 per un temps d'integració de 20 ms. Les sortides TMP1 i TMP2 també són captades per l'ARDUINO al POD 5 però capturar també el valor amb el multímetre, que realitza el promig internament, permet reduir el soroll elèctric de la sortida de manera ràpida i eficaç.

## Arduino DUE

La decisió d'incorporar l'ARDUINO al conjunt d'equips de mesura prové del desig de voler modificar el valor digital que configura el TS de manera ràpida. En un inici, s'usava l'equip **Agilent 16821A Logic Analyzer** per el qual han estat dissenyats els connectors dels POD. Aquest aparell és capaç tant de llegir com d'escriure un valor digital per mitjà de sondes de 40 pins. Per configurar els pins, el 16821A no permet connexió directa des de Matlab; l'aparell té un programari personalitzat de configuració i compilació amb el qual el Matlab es pot comunicar. El procés de compilació triga uns 15 segons i en cas que es configuri una sèrie de valors a escriure, cada pas al següent valor de la sèrie requereix un segon addicional. El temps d'espera per al canvi de valor N que suposa l'ús d'aquest aparell ha suposat un factor limitant a l'hora de dur a terme els tests. La solució, usar ARDUINO, permet introduir el valor de forma directa des de Matlab amb un temps d'espera pràcticament nul.

El model ARDUINO DUE ha estat triat perquè opera a 3.3 V que és el mateix voltatge al que opera la placa.

L'arduino és connectat a la placa per mitjà dels pins dels PODs. Taula 4.2. A més a més de la configuració de PIO0..9 que realitza per mitjà de les seves sortides digitals, obté els valors de TMP1, TMP2, PWR i PWR2 amb les seves entrades analògiques que converteix en digitals per mitjà dels seus ADC interns. També captura la temperatura ambient per mitjà d'un sensor **TMP102** amb qui es comunica per I<sup>2</sup>C. TMP102 es tracta d'un sensor digital capaç de captar temperatures de -25 °C a 85 °C amb 2°C de precisió i una resolució de 12 bits.

IN/OUT	ARDUINO	PCB POD pin	POD
IN	A0	TMP1	5
IN	A1	TMP2	5
IN	A4	PWR1 Psensor 2	6
IN	A5	PWR2 Psensor 2	6
OUT	32	PIO 9	8
OUT	34	PIO 8	8
OUT	36	PIO 7	8
OUT	38	PIO 6	8
OUT	40	PIO 5	8
OUT	22	PIO 4	2
OUT	24	PIO 3	2
OUT	26	PIO 2	2
OUT	28	PIO 1	2
OUT	30	PIO 0	2

ARDUINO	TMP102
SCA	SCA
SCL	SCL
GND	GND
3.3V	VCC

**Taula 4.2** Connexió de pins de l'ARDUINO.

### Altres equips utilitzats

En procés de realització del projecte s'han usat altres equips en moments puntuals per monitoritzar i contrastar resultats i aconseguir mesures més específiques.

La captura dels paràmetres S requereix d'un equip especialitzat; l'instrument utilitzat és el **Rohde&Schwarz Vector Network Analyzer ZVM**. Aquest instrument permet obtenir la magnitud i fase dels paràmetres S d'un biport i transmetre'ls a l'ordinador per mitjà de GPIB. L'aparell és capaç de generar freqüències de 10 MHz a 20 GHz.



Per obtenir els paràmetres S, l'aparell s'ha hagut de calibrar manualment per el rang de freqüències estudiat i atenuacions d'entrada configurades. La calibració és necessària per compensar els efectes dels cables de mesura. Un cop calibrat, el port 1 s'ha connectat a l'entrada del PA a GATE i el port 2 a la sortida DRAIN tenint el PA alimentat per poder obtenir els resultats.

Hi ha hagut moments durant la realització del projecte en els que s'ha volgut contrastar la mesura de la potència de sortida del PA. Per fer-ho s'ha utilitzat l'analitzador d'espectre **Rohde & Schwarz FSQ 26** capaç d'observar freqüències de 20 Hz a 26.5 GHz. Connectat a la sortida del PA ofereix una representació freqüencial del senyal entregat a la càrrega.

## 4.2 Programes de mesura ideats

Durant el transcurs del treball, s'han realitzat múltiples iteracions de programes de test que s'han acabat unificant en 9 programes finals. Una breu descripció de cada programa i el seu temps d'execució es mostren a Fig. 4.3. Aquests programes guarden els resultats en fitxers d'extensió ".mat" que després poden ser carregats per processar-ne el contingut. Per tots els tests es guarda el valor de temperatura ambient mesurat i tots els valors d'entrada a la placa.

TEST	DESCRIPCIÓ	Temps
TEST 1	Obtenció de les corbes característiques del PA	5h 36m
TEST 2	Obtenció de les $V_t$ a partir de les corbes característiques del PA	0h 3m
TEST 3	Escombrat de la potència d'entrada i freqüència per analitzar el PA	0h 13m
TEST 4	Analitza PS i TS per triple escombrat (PIN, VDS, VGS)	2h 36m
TEST 5	Test de compensació del PA amb TS per triple escombrat (PIN, VDS, VGS)	0h 47m
TEST 6	Test de compensació del PA amb PS per triple escombrat (PIN, VDS, VGS)	0h 50m
TEST 7	Test de compensació del PA amb TS per un període de temps prolongat	regulable
TEST 8	Test de compensació del PA amb PS per un període de temps prolongat	regulable
TEST 9	Anàlisi de TS i N per en funció d'escombrat de potència consumida en DC	15h 0m

**Taula 4.3** Programes de test ideats.

**TEST 1** s'ha fet servir per obtenir les corbes característiques del transistor amplificador del PA. El test fa un escombrat de voltatge a DRAIN PA2 i BIAS PA2 i captura el valor de corrent a DRAIN PA2.

**TEST 2** realitza un escombrat de voltatge a BIAS PA2 per extreure una sola corba IDS(VGS) amb una VDS fixa de 50 mV. La corba obtinguda és introduïda en un programa que n'extreu el valor de  $V_t$ . Aquest programa d'extracció prové d'un projecte anterior i ha estat proporcionat.

**TEST 3** té com a objectiu caracteritzar el PA obtenint el seu comportament en potència i freqüència. Per fer-ho, es realitza un escombrat en potència i freqüència del senyal d'entrada i es guarda la potència de sortida capturada amb el NRP.

**TEST 4** ha estat ideat per caracteritzar el PS i el TS. Per fer-ho, el sistema realitza un triple escombrat del voltatge a DRAIN PA2 i BIAS PA2 i potència d'entrada. Els valors mesurats són el corrent a DRAIN PA2 per poder calcular la potència DC, els valors PWR1, PWR2 i TMP2 dels sensors estudiats i la potència del senyal de sortida per poder mesurar el guany.

**TEST 5** realitza múltiples test de compensació per un escombrat de variació de voltatge a DRAIN PA2 (emulació de pèrdua de mobilitat dels electrons) i BIAS PA2 (emulació d'un augment de  $V_t$ ) observant únicament TMP2. Per cada test de compensació, el sistema primer troba i fixa, pels valors nominals de polarització, el valor de N que centra TMP2 i n'agafa el valor com a referència. També captura els valors d'inici de la potència de sortida i corrent a BIAS PA2. Un cop es tenen els valors de referència, s'introdueix la variació de voltatges a DRAIN PA2 i BIAS PA2 i es comença la monitorització de TMP2.

Al llarg de múltiples iteracions, el sistema compara un valor mesurat de TMP2 amb el valor que té guardat de referència i augmenta o decrementa el valor de voltatge a BIAS PA2 d'acord amb la seva diferència. El test de compensació acaba quan el valor de TMP2 arriba al valor inicial amb una histèresi de 2 mV; el valor de voltatge a BIAS PA2 puja fins a 2V pels quals es determina que el sistema no ha estat capaç de compensar la variació introduïda o s'arriba a un límit 2000 iteracions introduït per assegurar que el test para en cas que es quedi encallat al voltant del valor final sense a arribar-hi.

Per cada test de compensació es guarda l'error final produït, valors de guany i potència DC a DRAIN i la sortida TMP2 i PWR2 obtingudes.



**TEST 6** realitza múltiples test de compensació per un escombrat de variació de voltatge a DRAIN PA2 (emulació de pèrdua de mobilitat dels electrons) i BIAS PA2 (emulació d'un augment de  $V_t$ ) observant únicament PWR2. Per cada test de compensació, el sistema captura el valor de referència de PWR2, busca el valor de N que centra la sortida TMP2 i guarda els valors d'inici de la potència de sortida i corrent a BIAS PA2. Un cop es tenen els valors de referència, s'introdueixen la variació de voltatges a DRAIN i BIAS i es comença la monitorització de PWR2.

Al llarg de múltiples iteracions, el sistema compara un valor mesurat de PWR2 amb el valor que té guardat de referència i augmenta o decrementa el valor de voltatge a BIAS PA2 d'acord amb la seva diferència. El test de compensació acaba quan el valor de PWR2 arriba al valor inicial amb una histèresi de 0.1 mV; el valor de voltatge a BIAS PA2 puja fins a 2V pels quals es determina que el sistema no ha estat capaç de compensar la variació introduïda o s'arriba a un límit 2000 iteracions introduït per assegurar que el test para en cas que es quedi encallat al voltant del valor final sense a arribar-hi.

Per cada test de compensació es guarda l'error final produït, valors de guany i potència DC a DRAIN finals i les sortides PWR2 i TMP2 obtingudes.

**TEST 7** té com a objectiu observar la variabilitat al llarg del temps de la compensació per TS. Al llarg d'un període de temps definit pel número d'iteracions i temps entre iteracions especificats, el sistema intenta mantenir el valor de TMP2 obtingut en la inicialització del test. Per fer-ho, el sistema segueix el mateix procediment de compensació definit a TEST 5 però sense introduir les variacions inicials de voltatge a DRAIN PA2 i BIAS PA2. Per cada test de compensació es guarda l'error final produït, valors de guany i potència DC a DRAIN PA2 finals i les sortides PWR2 i TMP2 obtingudes.

**TEST 8** té com a objectiu observar la variabilitat al llarg del temps de la compensació per PS. Al llarg d'un període de temps definit pel número d'iteracions i temps entre iteracions especificats, el sistema intenta mantenir el valor de PWR2 obtingut en la inicialització del test. Per fer-ho, el sistema segueix el mateix procediment de compensació definit a TEST 5 però sense introduir les variacions inicials de voltatge a DRAIN PA2 i BIAS PA2. Per cada test de compensació es guarda l'error final produït, valors de guany i potència DC a DRAIN PA2 finals i les sortides PWR2 i TMP2 obtingudes.

**TEST 9** ha estat ideat per obtenir la sensibilitat del valor de N en funció de la potència consumida pel PA. Per fer-ho, el sistema fa múltiples escombrats dels valors de N i captura la sortida TMP2. Realitza un escombrat de N quan no hi ha potència consumida al PA, un altre quan el PA només té alimentació al seu port BIAS PA2 i múltiples escombrats per un escombrat de valors de voltatge a DRAIN PA2. Els resultats guardats són el valor del corrent a BIAS PA2 per calcular la potència consumida en DC i els valors de TMP2 per cada valor d'N.

## 5. Resultats experimentals

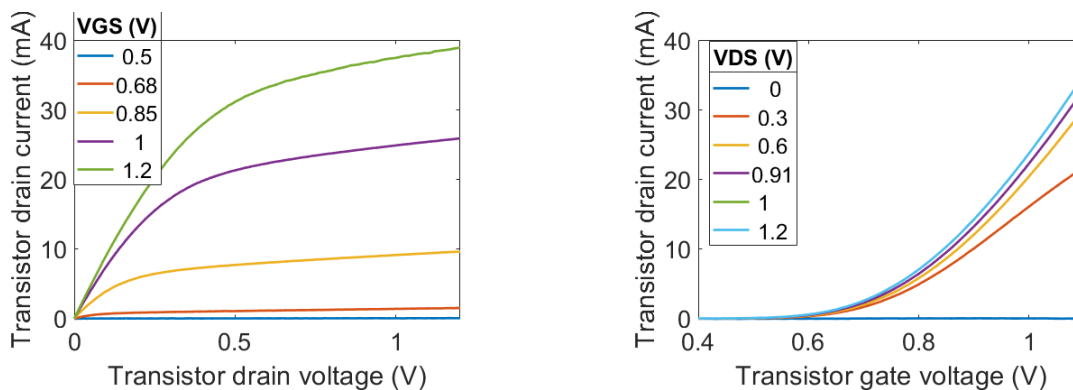
En aquest capítol s'exposen els resultats obtinguts de la realització dels tests i les conclusions obtingudes com a conseqüència.

Abans de la realització dels tests sobre la placa, s'ha hagut d'assegurar el correcte funcionament de la placa de test. Per fer-ho s'ha comprovat que els valors DC resultants de la polarització del xip es trobessin raonablement propers als valors obtinguts en simulació. A Taula 5.1 s'observen els resultats obtinguts.

PORT	Voltatge (V)	Corrent (mA)	Potència (mW)
VDD/VSS	3.3	6	19.8
DRAIN PA	3.3	21.2	69.96
BIAS PA	0.9	2.0	1.8
Bias Psensor	1	$\approx 0$	$\approx 0$
VGS Psensor	1	$< 1$	$< 1$
I <sub>sen</sub> 1B	2.53	$2.5 \times 10^{-3}$	$6.325 \times 10^{-3}$
I <sub>sen</sub> 2	2.13	$2.5 \times 10^{-3}$	$5.325 \times 10^{-3}$

**Taula 5.1** Consum de DC de la placa sense senyal d'entrada aplicat.

Un cop comprovat que el consum DC obtingut és raonable, per acabar de comprovar que la placa funciona correctament, s'han extret les corbes característiques del transistor amplificador. Fig. 5.1. D'aquestes corbes s'ha pogut estimar que la  $V_t$  del PA és de 0.6 V.



(a) Corrent a DRAIN en funció del voltatge de DRAIN per diferents valors de voltatge a BIAS.

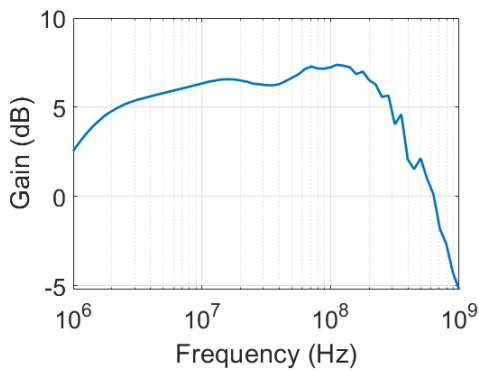
(b) Corrent a DRAIN en funció del voltatge de BIAS per diferents valors de voltatge a DRAIN

**Fig. 5.1.** Corbes característiques experimentals del PA.

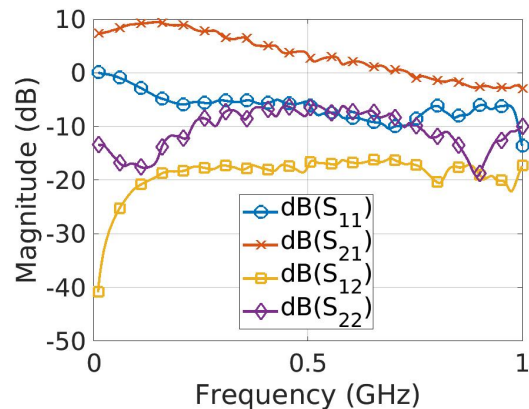
## 5.1 Resultats del PA

El PA estudiat té a la freqüència estudiada de 200 MHz i per potències inferiors al punt de compressió a 1 dB, que es troba a un a potència d'entrada de 7 dBm (Fig. 5.5), un guany 7.5 dB. Fig. 5.2 i Fig. 5.4.

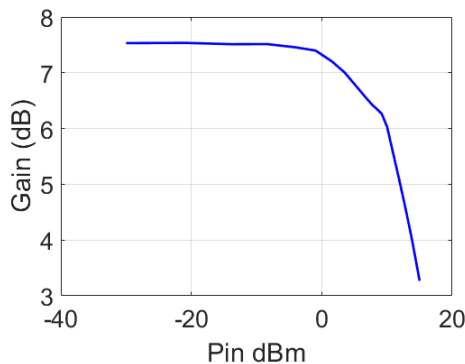
Als resultats continguts en Fig. 5.3 es mostra que l' $S_{21}$  és l'únic paràmetre que arriba a sobrepassar els 0 dB d'on es pot intuir que el sistema és estable en tot el rang de freqüències estudiat. A 200 MHz,  $S_{11}$  és -5.83 dB,  $S_{21}$  és 8.87 dB,  $S_{12}$  és -18.35 dB i  $S_{22}$  és -11.94 dB. Sabent que el sistema es pot considerar incondicionalment estable quan  $K_f$  calculada amb (3.1) és superior o igual a 1 i  $B_{1f}$  calculada amb (3.2) sigui superior a 0 tal i com s'exposa a [3]; i comprovant que a 200 MHz,  $B_{1f} = 1.06$  i  $K_{1f} = 4.43$ ; es demostra que el sistema és estable al punt de treball triat de 200 MHz.



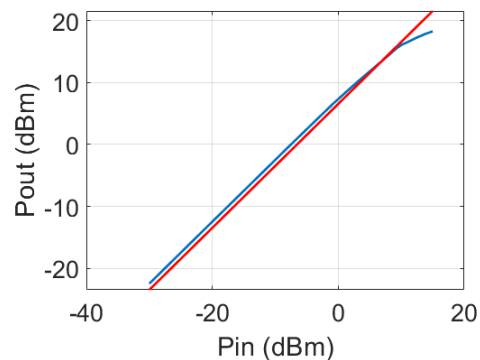
**Fig. 5.2.** Guany experimental del PA en funció de la freqüència.



**Fig. 5.3.** Paràmetres S experimentals.

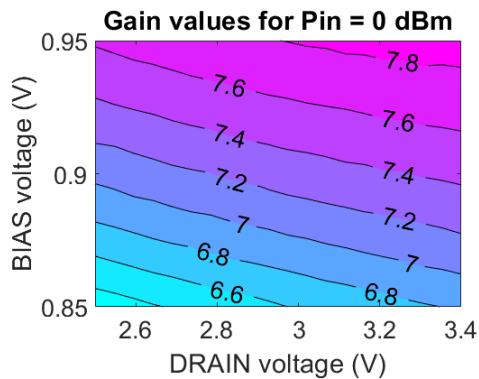


**Fig. 5.4.** Guany del PA en funció de la potència d'entrada a 200 MHz.

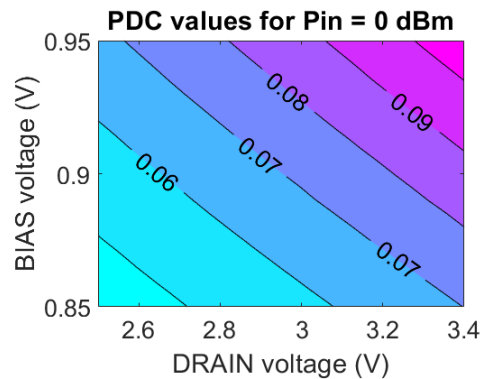


**Fig. 5.5.** Punt de compressió a 1 dB experimental del PA.

Pel que fa a la variabilitat del comportament del PA en funció del voltatge al drenador del transistor amplificador (DRAIN PA2) i a la porta del mateix transistor (BIAS PA2) es mostra a Fig. 5.6 i Fig. 5.7. Es pot observar que les corbes de nivell que representen el guany i la potència DC consumida per DRAIN PA2 no tenen la mateixa direcció. Això indica que les dos magnituds no estan del tot correlades, diferents valors de guany corresponen al mateix valor de potència DC consumida. Com a resultat, una estimació del guany a partir de la potència DC observada no serà molt precisa.



**Fig. 5.6.** Variabilitat experimental del guany.



**Fig. 5.7.** Variabilitat experimental de la potència DC.

## 5.2 Resultats dels sensors

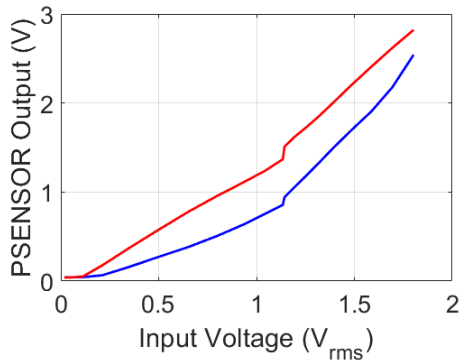
Un cop caracteritzat el comportament del PA, s'ha estudiat el funcionament dels sensors integrats al xip. S'ha observat la pròpia sortida dels sensors i la seva correlació amb els paràmetres del PA que estan monitoritzant.

### 5.2.1 Resultats del sensor de potència

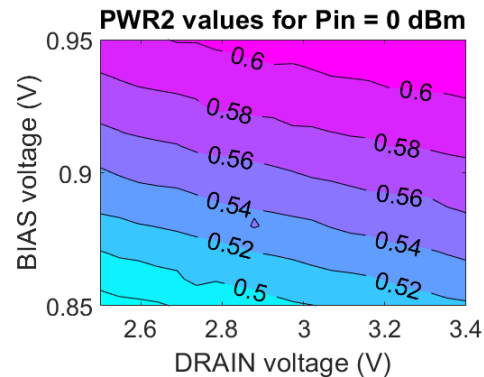
Els PS connectats a l'entrada i sortida del PA tenen com a sortida per un senyal de 200 MHz les corbes mostrades a Fig. 5.8. Es pot observar que fins als 7 dBm d'entrada (corresponents a  $0.5 V_{rms}$ ) la sortida del sensor és completament lineal. La disminució de guany a partir d'aquest punt és observable en l'acostament de les corbes de PWR1 i PWR2.

Les corbes de nivell de PWR2 en funció d'una variació de voltatge a la porta i drenador del transistor amplificador es mostra a Fig. 5.9. Es pot observar que les corbes de nivell representades segueixen una direcció molt propera a la del guany a Fig. 5.6 indicant una bona estimació del guany a partir de la sortida PWR2. Efectivament, a Fig. 5.11 on es mostra aquesta correspondència es demostra que es pot relacionar un valor de PWR2 amb un valor de guany d'error màxim de  $\pm 0.079$ dB i un rang de guany observat pel sensor de

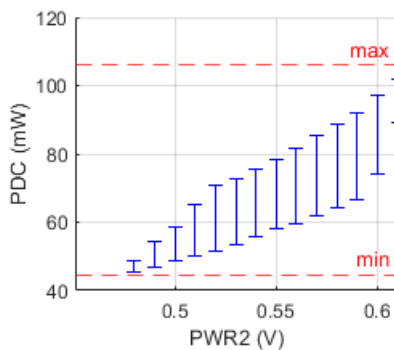
6.3 dB a 7.95 dB. Si en canvi s'intenta estimar el valor del consum a partir de la sortida del sensor, l'error màxim produït és de  $\pm 12.5\text{mW}$  corresponent a 20% del rang de potències observat pel sensor (de 45.5mW a 108 mW) tal i com es mostra a Fig. 5.10.



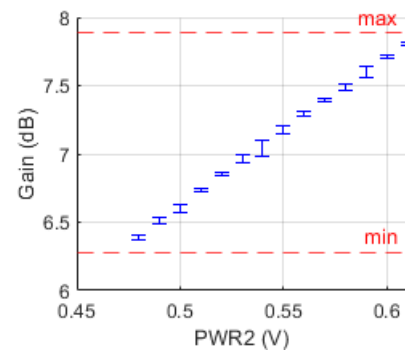
**Fig. 5.8.** PWR1 i PWR2 en funció del voltatge del senyal d'entrada.



**Fig. 5.9.** Variabilitat de PWR2.



**Fig. 5.10.** Estimació de potència DC consumida a partir de PWR2 a 0 dBm d'entrada.

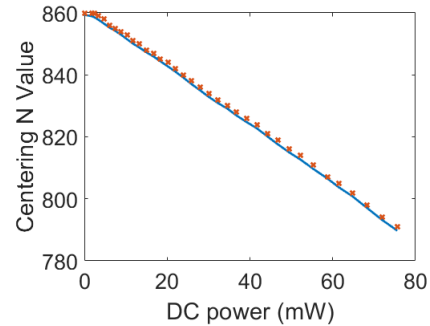
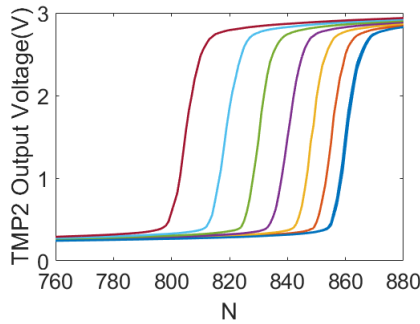


**Fig. 5.11.** Estimació del guany del PA a partir de PWR2 a 0 dBm d'entrada.

## 5.2.2 Resultats del sensor de temperatura

Pel que fa al sensor de temperatura, fent múltiples escombrats de valors digitals N que configuren el sensor a Fig. 5.12b, es pot veure que TMP2 és sensible a la potència DC i que el valor de N que centra aquesta sortida baixa a mesura que augmenta la potència consumida, tal i com s'esperava.

Les corbes de nivell de TMP2 en funció del voltatge als ports DRAIN PA2 i BIAS PA2 es mostra a 5.13 i segueixen la direcció de les corbes de potència a DRAIN PA2 de Fig. 5.7 indicant que el sensor és un bon estimador de la potència consumida en DC. A 5.14 es

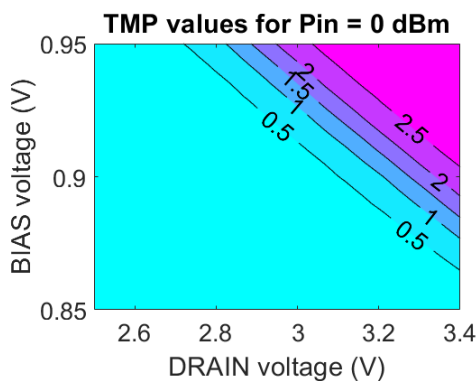


(a) Sortida TMP2 en funció de N      (b) N(PDC) que centra la sortida TMP2.

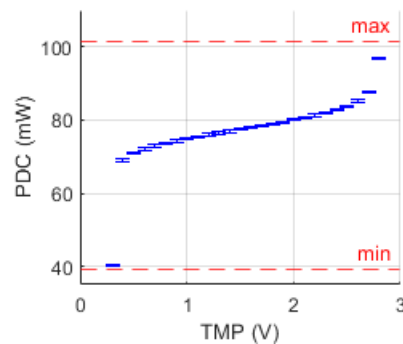
**Fig. 5.12.** Resultats de fer escombrats de N per múltiples consums DC.

demostra que és així; a partir d'un valor de TMP2 es pot obtenir la potència consumida en DC amb un error de  $\pm 0.7\text{mW}$  corresponent a 4.6% del rang de potències observat pel sensor en el seu tram lineal (de 15 mW a 90 mW). Tot i així, per la falta de correlació entre el guany i la potència consumida en DC, el valor de guany obtenible a partir de TMP2 no és molt precís. Pel rang lineal del sensor, l'error màxim comès és de  $\pm 0.4\text{dB}$ , força més gran que els  $\pm 0.079\text{dB}$  que ofereix el PS.

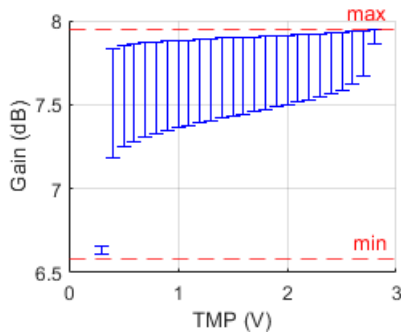
Per potències altes d'entrada semblaria que el sensor de temperatura és bon estimador del guany (Fig. 5.16). Tot i així, això és degut a que a altes potències d'entrada, la sortida té variabilitat nul·la en respecte al voltatge de polarització. La sortida queda saturada i el senyal de sortida acaba sent determinat únicament per la potència màxima de sortida del PA que imposa el valor de voltatge al drenador del transistor.



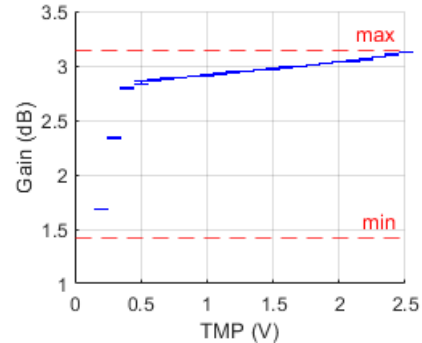
**Fig. 5.13.** Variabilitat de TMP2.



**Fig. 5.14.** Estimació de potència DC consumida a partir de TMP2 a 0 dBm d'entrada.



**Fig. 5.15.** Estimació del guany a partir de TMP2 a 0 dBm d'entrada.



**Fig. 5.16.** Estimació del guany a partir de TMP2 a 15 dBm d'entrada.

## 5.3 Experiments de compensació

Un cop caracteritzat el comportament del PA i els sensors integrats, s'han realitzat els tests de compensació dels efectes d'*aging*. S'han realitzat múltiples tests per un doble escombrat de variacions en el voltatge al port BIAS PA2 i DRAIN PA2 i un test addicional on s'ha observat la variabilitat del guany obtingut al compensar durant un període de temps prolongat.

Al fer els tests a múltiples potències d'entrada, s'ha pogut observar que per a potències altes el sistema no podia retornar al valor inicial de guany modificant només el voltatge a BIAS. Això és degut a que, tal i com s'ha mencionat abans, la sortida queda saturada i la potència observada queda determinada únicament pel valor de voltatge a DRAIN. Tot seguit s'exposen els resultats dels tests de compensació per potències d'entrada òptimes.

### 5.3.1 Compensació amb PS

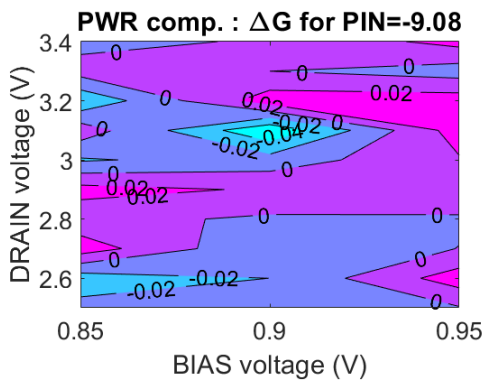
El sensor de potència és capaç de compensar molt acuradament una variació en guany. Pel rang de variacions estudiat de  $\Delta\text{BIAS} = 0.1\text{V}$  i  $\Delta\text{DRAIN} = 0.9\text{V}$ , l'error màxim és de 0.03 dB havent mesurat un valor de 7 dB (Fig. 5.17). Com a resultat de la compensació, la potència consumida al PA arriba a diferir en 20 mW respecte el seu valor original (Fig.5.18).

Intentant mantenir el mateix valor de guany al llarg del temps fent anar tests de compensació periòdics sense introduir variació, s'obté Fig. 5.20. Es pot comprovar que la variació obtinguda és de 0.1 dB i és degut a soroll a la sortida del sensor.

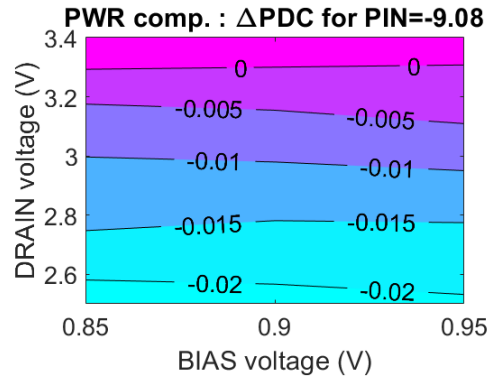
### 5.3.2 Compensació amb TS

El sensor de temperatura és capaç de compensar sense problemes una variació purament de voltatge a BIAS PA2 però té problemes per acabar d'assolir el valor inicial de guany per

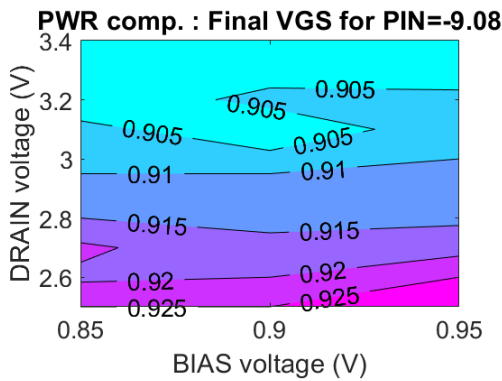




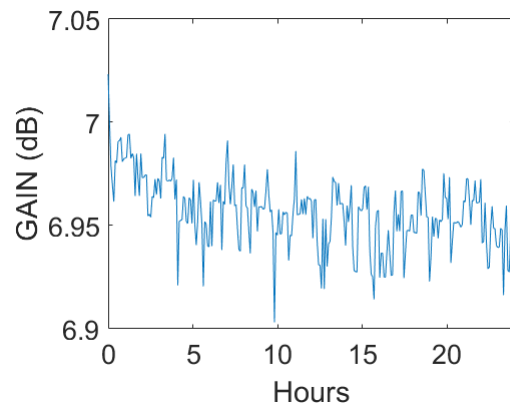
**Fig. 5.17.** Diferència entre el guany inicial i l'obtingut després de compensar seguint PWR2.



**Fig. 5.18.** Diferència entre la potència DC inicial i l'obtinguda després de compensar seguint PWR2.



**Fig. 5.19.** VGS final després d'haver realitzat la compensació seguint PWR2.

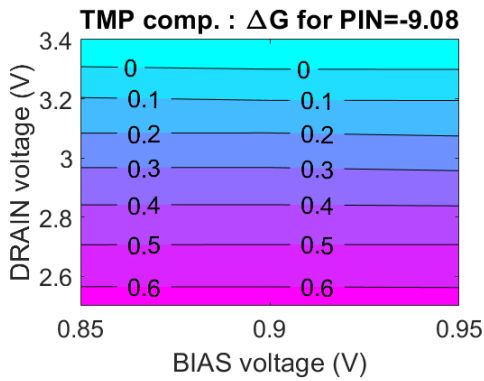


**Fig. 5.20.** Resultat d'un test de compensació seguint PWR2 de temps prolongat.

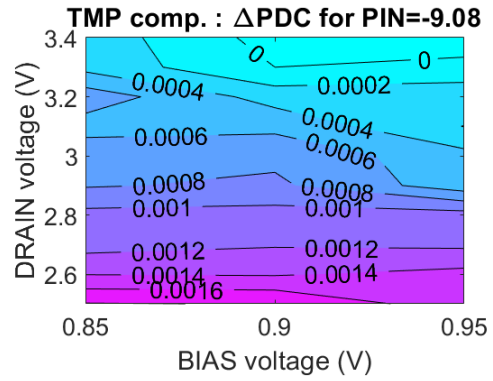
variacions de voltatge a DRAIN PA2 (Fig. 5.21) arribant a cometre un error de 0.7 dB sobre els 7 dB desitjats. Això és degut a que, tal i com s'ha vist anteriorment, el guany no és directament correlat amb la potència consumida en DC que monitoritza el sensor. Tot i així, la variació de voltatge a DRAIN PA2 no és una emulació molt acurada de la pèrdua de mobilitat dels electrons que es volia estudiar. Si s'observa el valor de la potència consumida en DC després de la compensació a Fig. 5.22, es pot apreciar que queda ben corregida al valor inicial amb un error de 2 mW sobre els 77 mW assolits.

Intentant compensar el guany al llarg del temps sense introduir variabilitat resulta en un error de 0.01 dB per soroll a la sortida del sensor. En la realització del test s'ha modificat la temperatura ambient de 21°C a 30°C i degut a la sensibilitat del sensor a la temperatura ambient, ha resultat en una diferència de 0.013 dB addicionals (Fig. 5.24).

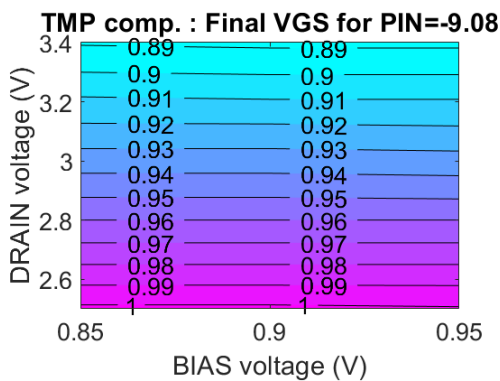




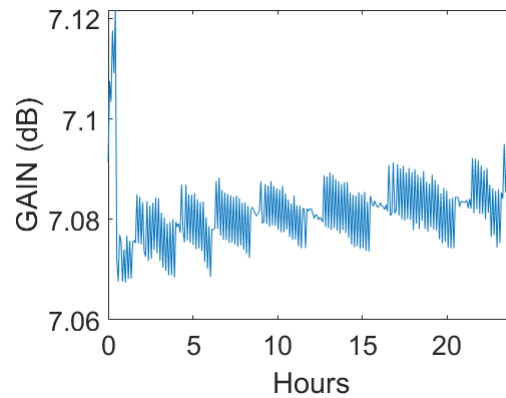
**Fig. 5.21.** Diferència entre el guany inicial i l’obtingut després de compensar seguint TMP2.



**Fig. 5.22.** Diferència entre la potència DC inicial i l’obtinguda després de compensar seguint TMP2.



**Fig. 5.23.** VGS final després d’haver realitzat la compensació seguint TMP2.



**Fig. 5.24.** Resultat d’un test de compensació seguint TMP2 de temps prolongat. Realitzat sobre un canvi de temperatura ambient de 21°C a 30°C.

## 6. Budget

Els recursos utilitzats per la realització del treball ha estat:

Salari de junior engineer: 10€/hora durant 500 hores + 3.4% de càrrecs socials per un total de 5.170 €.

Equip	Preu(€)	anys d'amortització	Valor residual (%)	Cost (3 mesos) (€)
Keysight E3632A	1.446	13	15	23,63
Agilent E3646A	1.281	13	15	20,93
Agilent E3631A	1.875	13	15	30,65
Keysight B2902A	9.000	13	15	147,11
HP E34401A	600	13	15	9,80
Agilent E4438C	3.000	13	15	49,04
Rohde&Schwarz NRP	3.000	13	15	49,04
Rohde&Schwarz FSQ 26	20.000	13	15	326,92
Rohde&Schwarz VNA	3.000	13	15	49,04
Total				706,18

**Taula 6.1** Cost per equips.

- Microcontrolador ARDUINO DUE: 35 €
- Sensor de temperatura TMP102: 1.31 €
- llicència de Matlab anual: 250€ resulta en un cost per 3 mesos de 62.5 €
- llicència Cadence perpètua a universitats europees: 850€ amortitzada en 4 anys per un cost de 3 mesos de 53 €

S'estima, per tant, que el cost total d'haver realitzat el projecte és de 6.028,12 €

## 7. Conclusió i feina futura

En el procés de realització del projecte s'ha assolit l'objectiu de caracteritzar el xip PAAGE-ANT. Per fer-ho s'ha ideat un *setup* de mesures i un conjunt de programes de test que permeten la automatització i la fàcil repetició i facilita el tractament dels resultats. Els tests realitzats han tingut l'objectiu d'obtenir el comportament experimental dels sensors integrats a la placa i estudiar la viabilitat d'usar-los per a compensar el guany dels PA de forma automàtica modificant només el voltatge de polarització a l'entrada. Realitzar tot el conjunt de tests de forma consecutiva, amb excepció dels test que tenen durada regulable, requereix un total de 25 hores. També s'han realitzat programes de processament que, a partir dels resultats dels tests, representen el comportament del sistema pràcticament instantàniament.

Els resultats obtinguts mostren que efectivament és possible compensar el guany a partir de les lectures dels sensors amb petit marge d'error. Es pot veure que el sensor de potència és capaç de recuperar el guany inicial de forma més acurada. Això és degut a que el sensor de temperatura compensa la potència consumida en DC i aquesta no és prou correlada amb el guany com per poder tenir una compensació prou bona.

El sistema és capaç de compensar satisfactòriament, amb un error de l'1%, un canvi de voltatge de polarització de l'entrada del PA, el qual emula la variació de  $V_t$  que es dona quan el dispositiu pateix *aging*. Per altra banda, l'emulació de la pèrdua de mobilitat no és ideal i resulta en un canvi de punt de treball a la sortida que influeix els resultats de compensació resultant en un error força major que pot arribar al 15% sobre el guany que es volia assolir. S'estima que en un cas d'*aging* real, on la pèrdua de mobilitat modifica el corrent del transistor IDS però mantenint el voltatge al drenador constant, la correlació entre el guany i la potència DC del sensor serà més gran i, per tant, la compensació seria millor.

Potències d'entrada al PA òptimes per a poder realitzar compensació automàtica és de -20 dBm a 0 dBm. Per potències d'entrada massa altes, la sortida comença a saturar i el sistema no és capaç d'aportar més potència a la sortida per compensar canvis de voltatge al drenador del transistor, de forma que l'amplitud del senyal de sortida és determinada pel voltatge a DRAIN que la limita. Per molt que s'augmenti el voltatge de polarització a la porta del PA, l'amplitud del senyal de sortida no augmenta.

El pròxim pas a realitzar després de la finalització d'aquest treball seria induir *aging* real sobre el xip i confirmar que els resultats obtinguts són aplicables a un cas no emulat. Alternativament, es podrien estudiar noves aplicacions del sensor de temperatura a circuits on potència consumida i rendiment siguin més correlats i mantenir el rendiment a través d'un sensor no invasiu al sensor suposi un avantatge notable.

# BIBLIOGRAFIA

- [1] Josep Altet et al. “DC temperature measurements for power gain monitoring in RF power amplifiers”. A: *2012 IEEE International Test Conference*. IEEE. 2012, pàg. 1 - 8.
- [2] Josep Altet et al. “Thermal coupling in integrated circuits: application to thermal testing”. A: *IEEE Journal of Solid-State Circuits* 36.1 (2001), pàg. 81 - 91.
- [3] Alejandro Fernández Tomás. “Design of a CMOS power amplifier and built-in sensors for variability monitoring and compensation”. Tesi de màster. Universitat Politècnica de Catalunya, 2017.
- [4] *HP 34401A Multimeter User’s guide*. HP. Febr. de 1996.
- [5] *Keysight 16800 Series Portable Logic Analyzers*. Keysight. Des. de 2017.
- [6] *Keysight E3631A Triple Output DC Power Supply User’s Guide*. Keysight. Des. de 2018.
- [7] *Keysight E3632A DC Power Supply User’s guide*. Keysight. Març de 2019.
- [8] *Keysight E3646xA Dual Output DC Power Supplies User’s and Service Guide*. Keysight. Nov. de 2014.
- [9] *Keysight Technologies B2900 Series Precision Source/Measure Unit User’s Guide*. Keysight. Març de 2019.
- [10] Antonin Le Mière. “Test et caractérisations de circuits analogiques souffrants de vieillissement électrique”. Tesi de màster. Universitat Politècnica de Catalunya, Grenoble INP Phelma, 2019.
- [11] Thomas H Lee. *The design of CMOS radio-frequency integrated circuits*. Cambridge university press, 2003.
- [12] *Operating Manual Power Meter R&S NRP*. Rohde & Schwarz. Nov. de 2006.
- [13] *R&S FSQ Signal Analyzer Operating Manual*. Rohde & Schwarz. 2014.
- [14] Eva Vidal et al. “Differential temperature sensor with high sensitivity, wide dynamic range and digital offset calibration”. A: *Sensors and Actuators A: Physical* 263 (2017), pàg. 373 - 379.
- [15] *ZVR NT Operating Manual*. Rohde & Schwarz. Abr. de 2016.

## APPENDIX

# Apèndix A

## Esquemes bàsics de la placa i el xip.

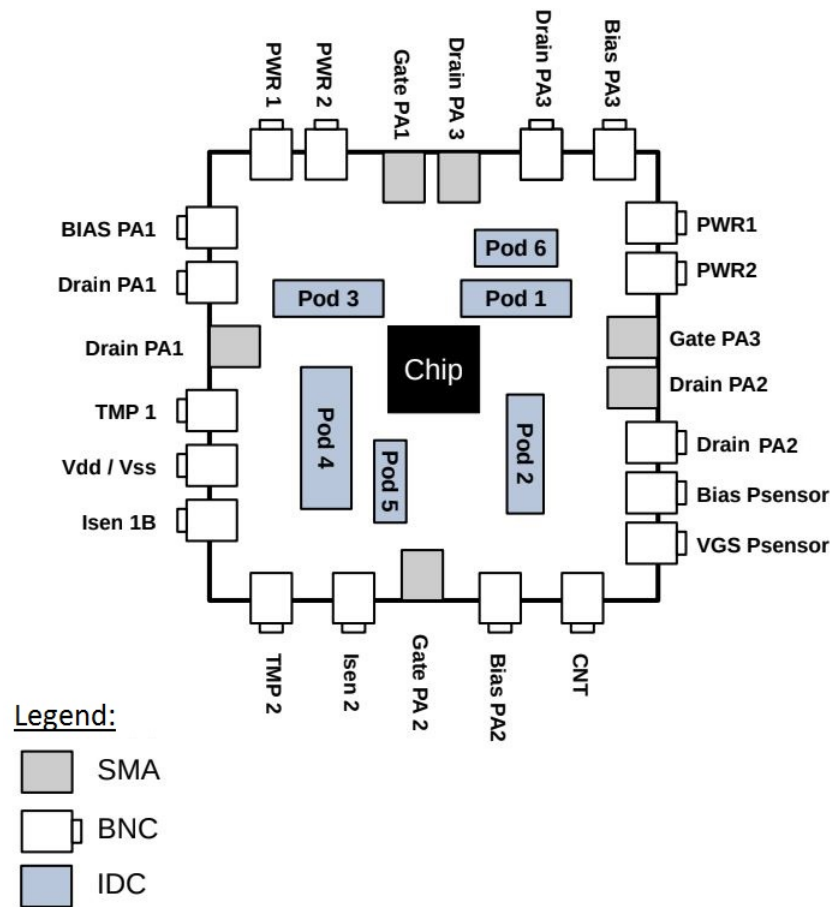


Fig. A.1. Estructura de la placa de Test. Extret de [10]

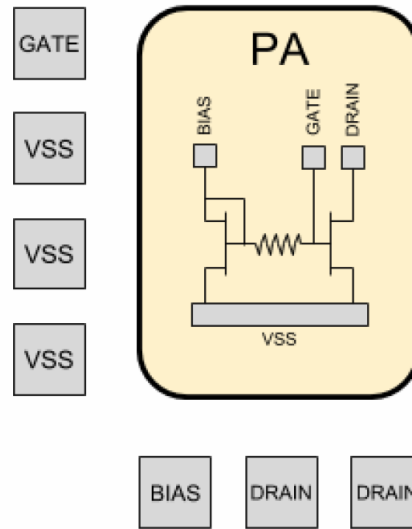


Fig. A.2. Circuit del PA. Extret de [10]

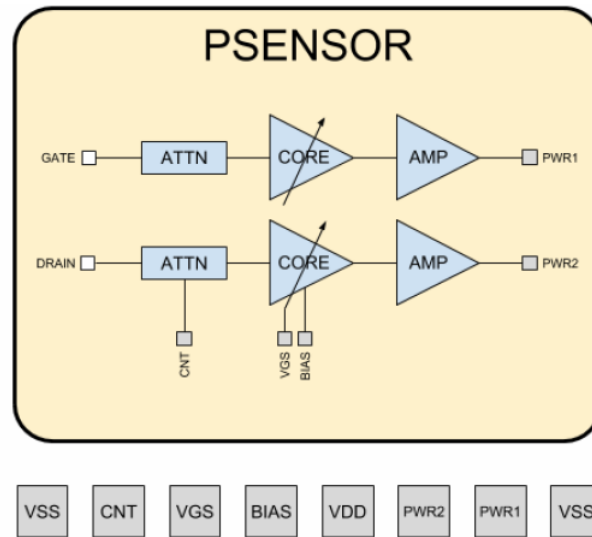


Fig. A.3. Circuit del bloc PSENSOR. Extret de [10]

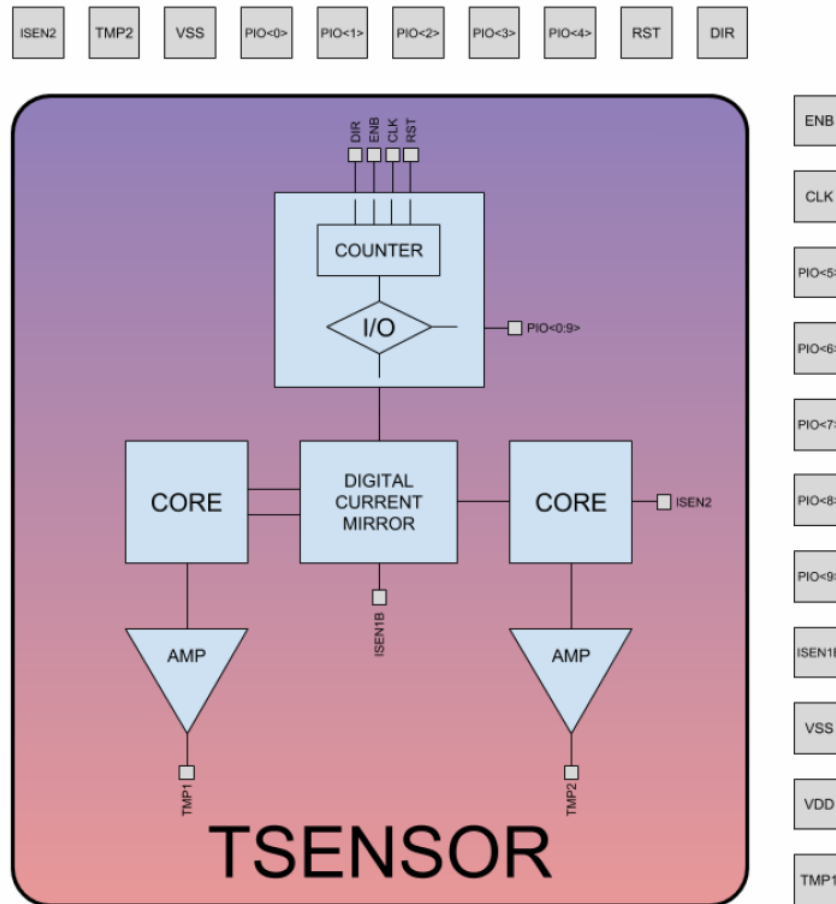


Fig. A.4. Circuit del bloc TSENSOR. Extret de [10]

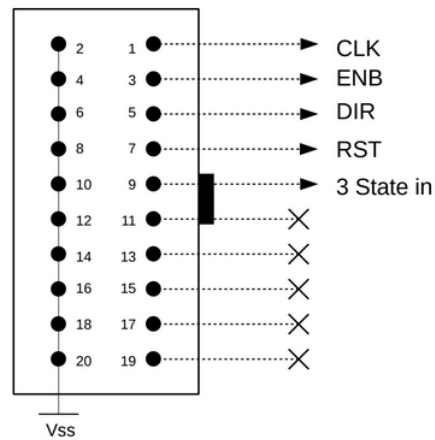


Fig. A.5. POD1. Extret de [10]



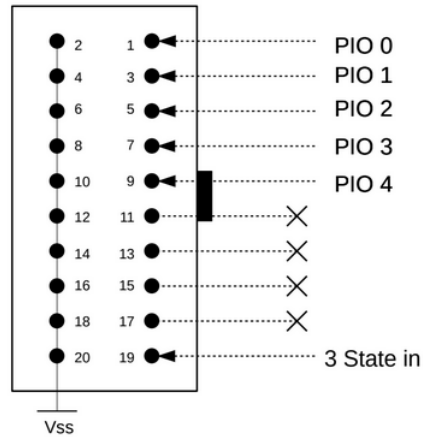


Fig. A.6. POD2. Extret de [10]

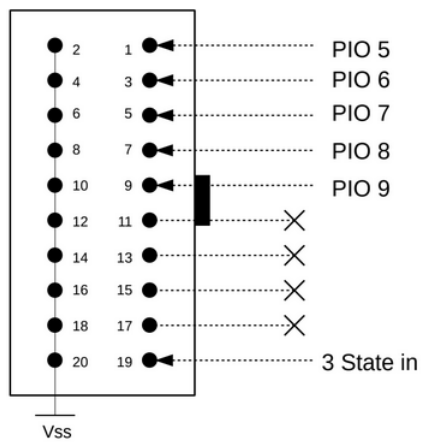


Fig. A.7. POD3. Extret de [10]

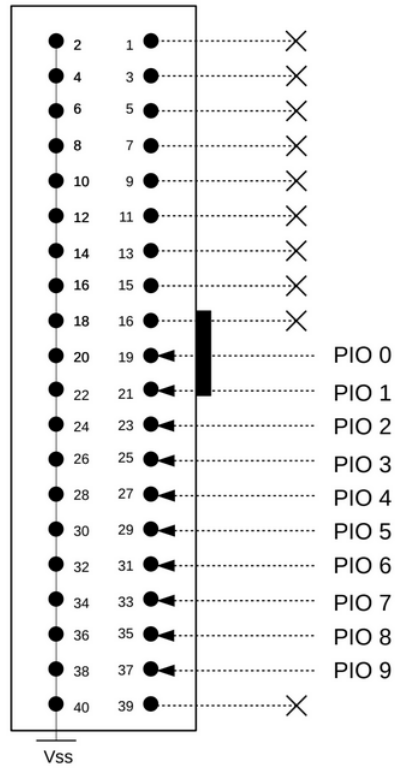


Fig. A.8. POD4. Extret de [10]

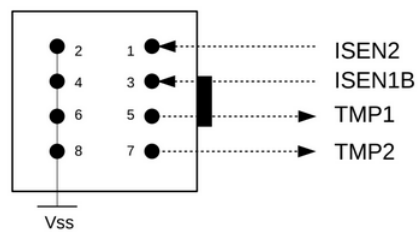


Fig. A.9. POD5. Extret de [10]

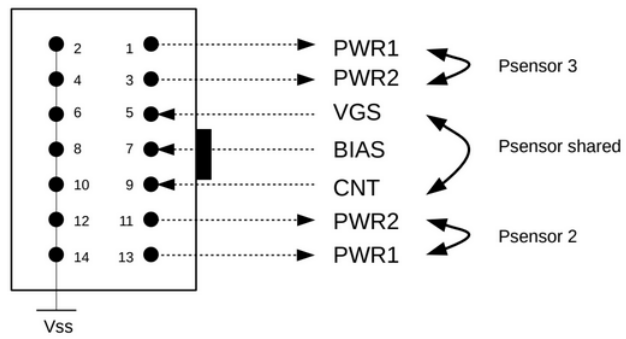


Fig. A.10. POD6. Extret de [10]

# Apèndix B

## Diagrames dels algorismes ideats pels tests

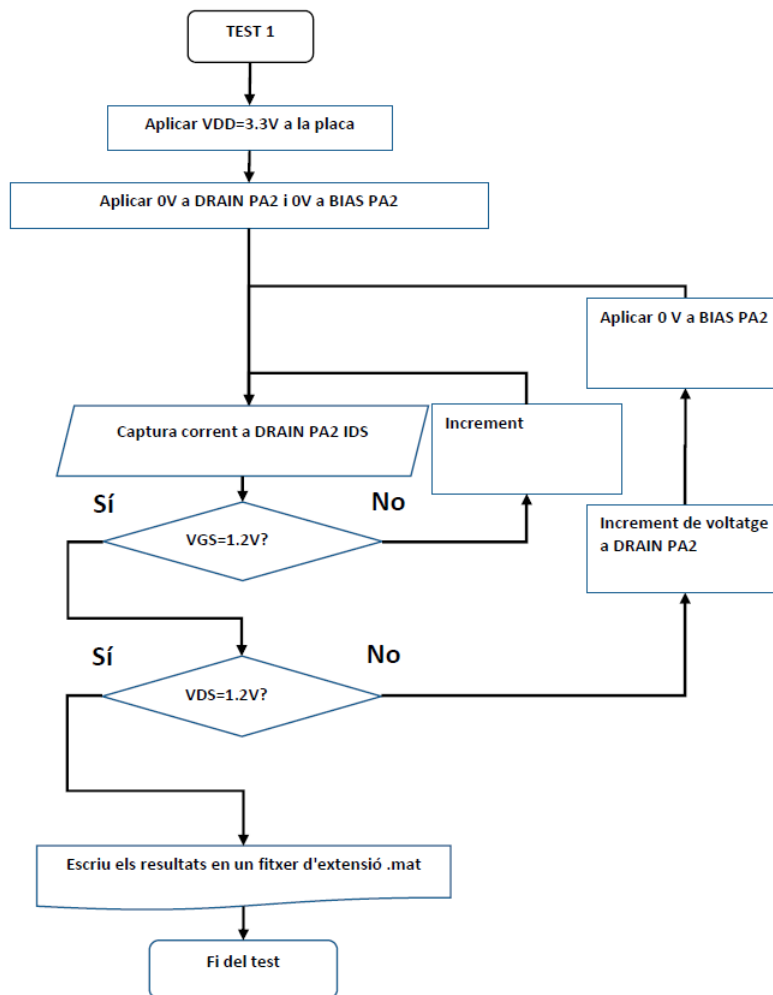


Fig. B.1. Diagrama de flux del test 1.

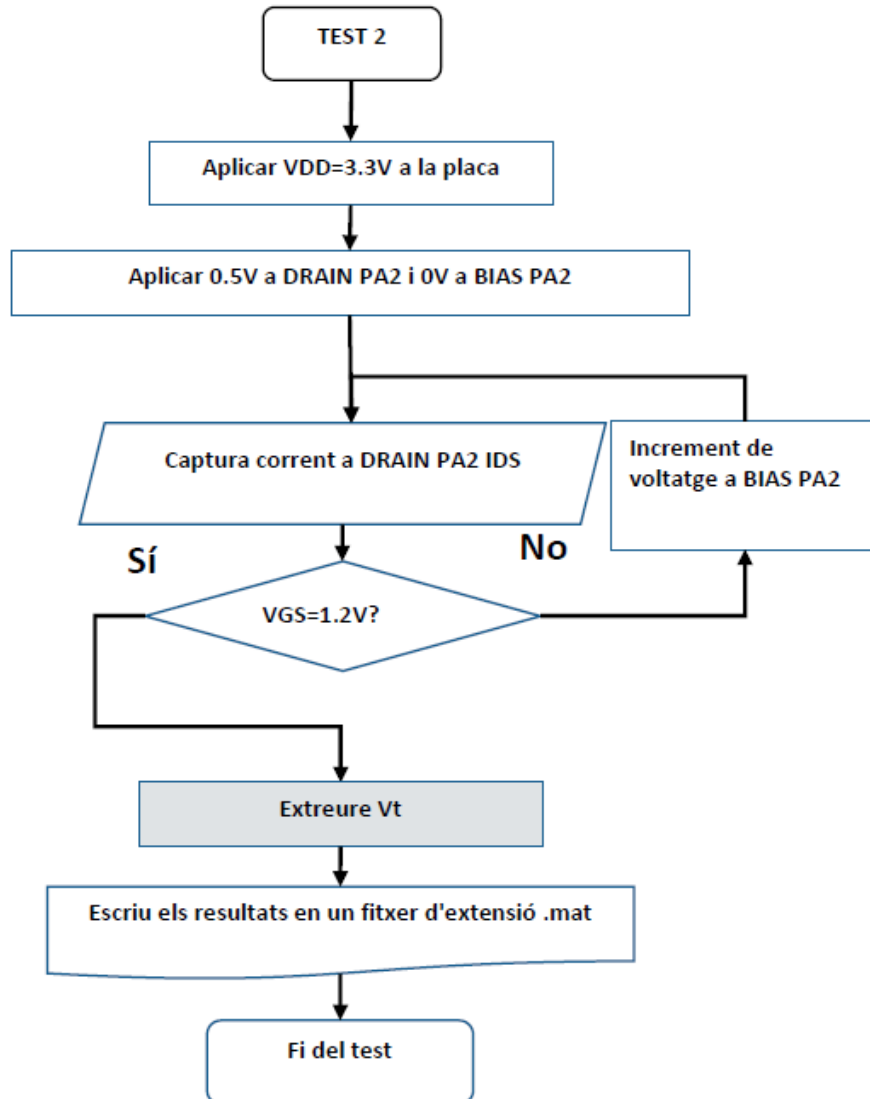


Fig. B.2. Diagrama de flux del test 2.

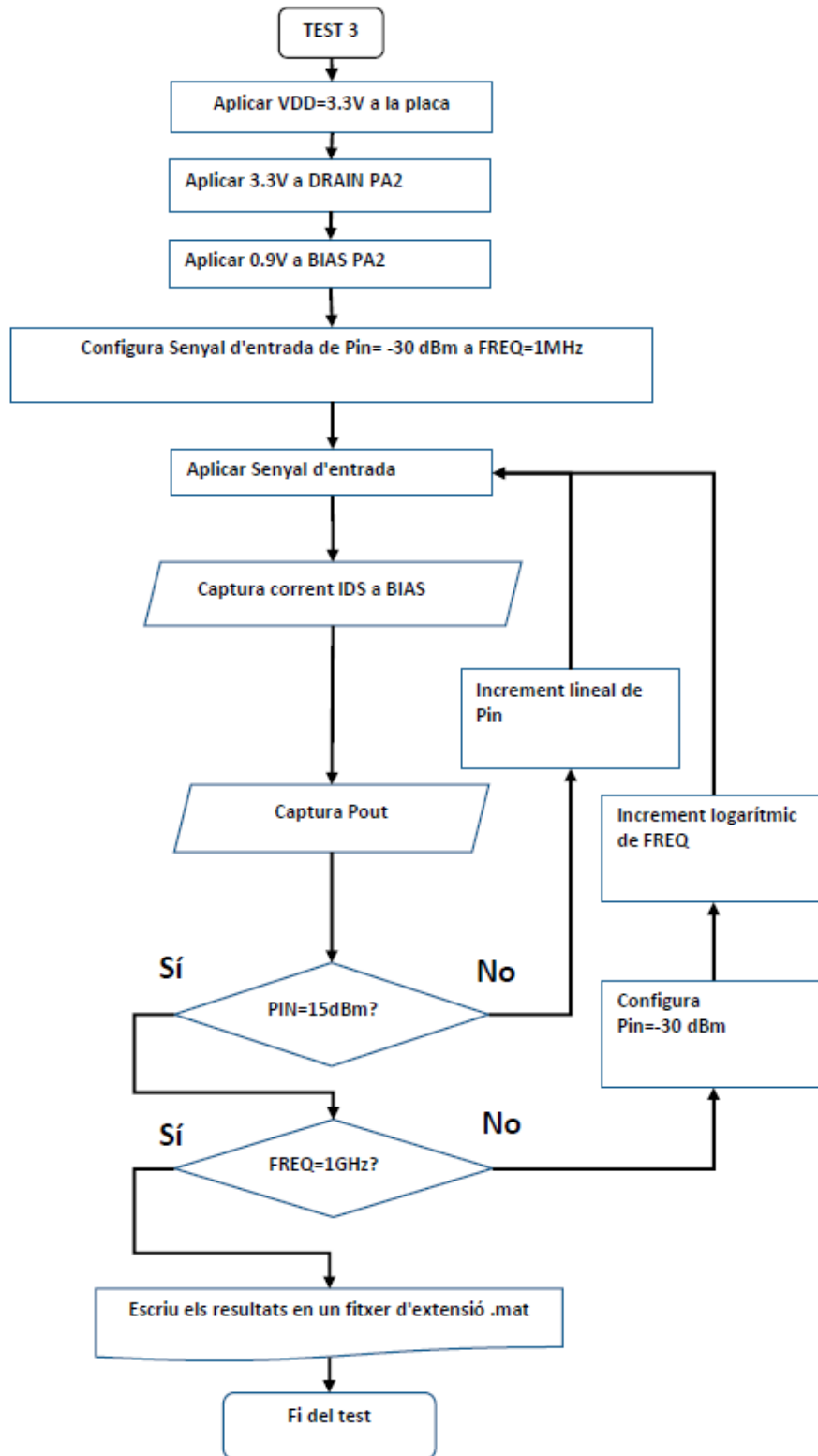
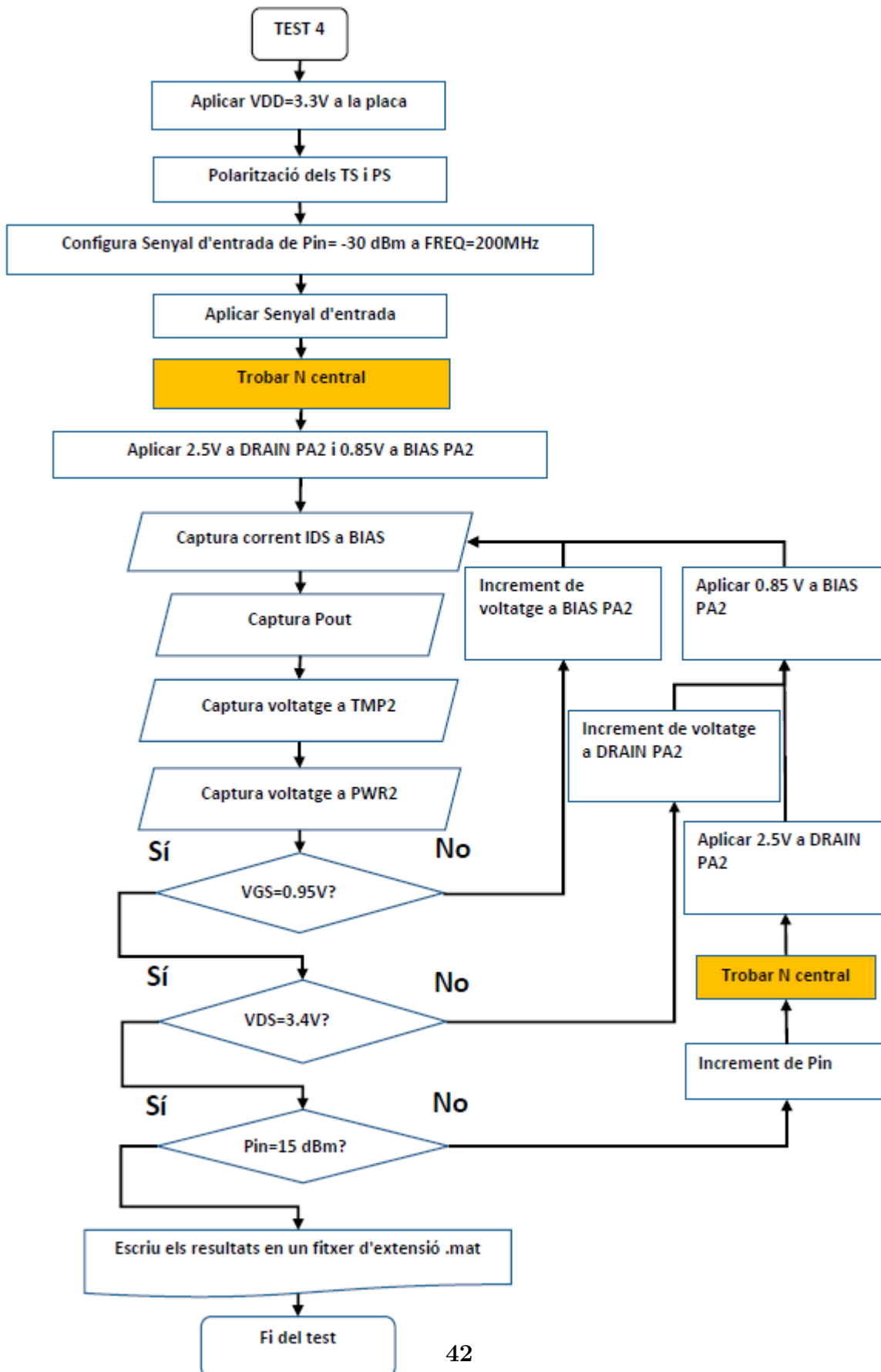


Fig. B.3. Diagrama de flux del test 3



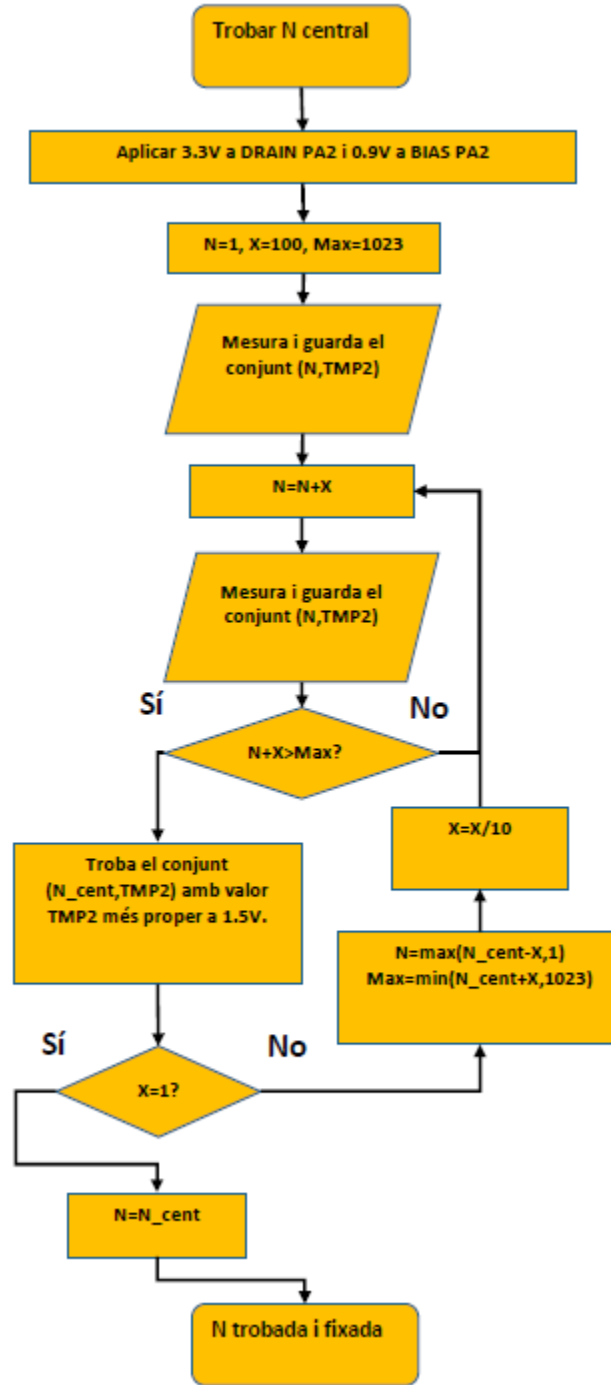
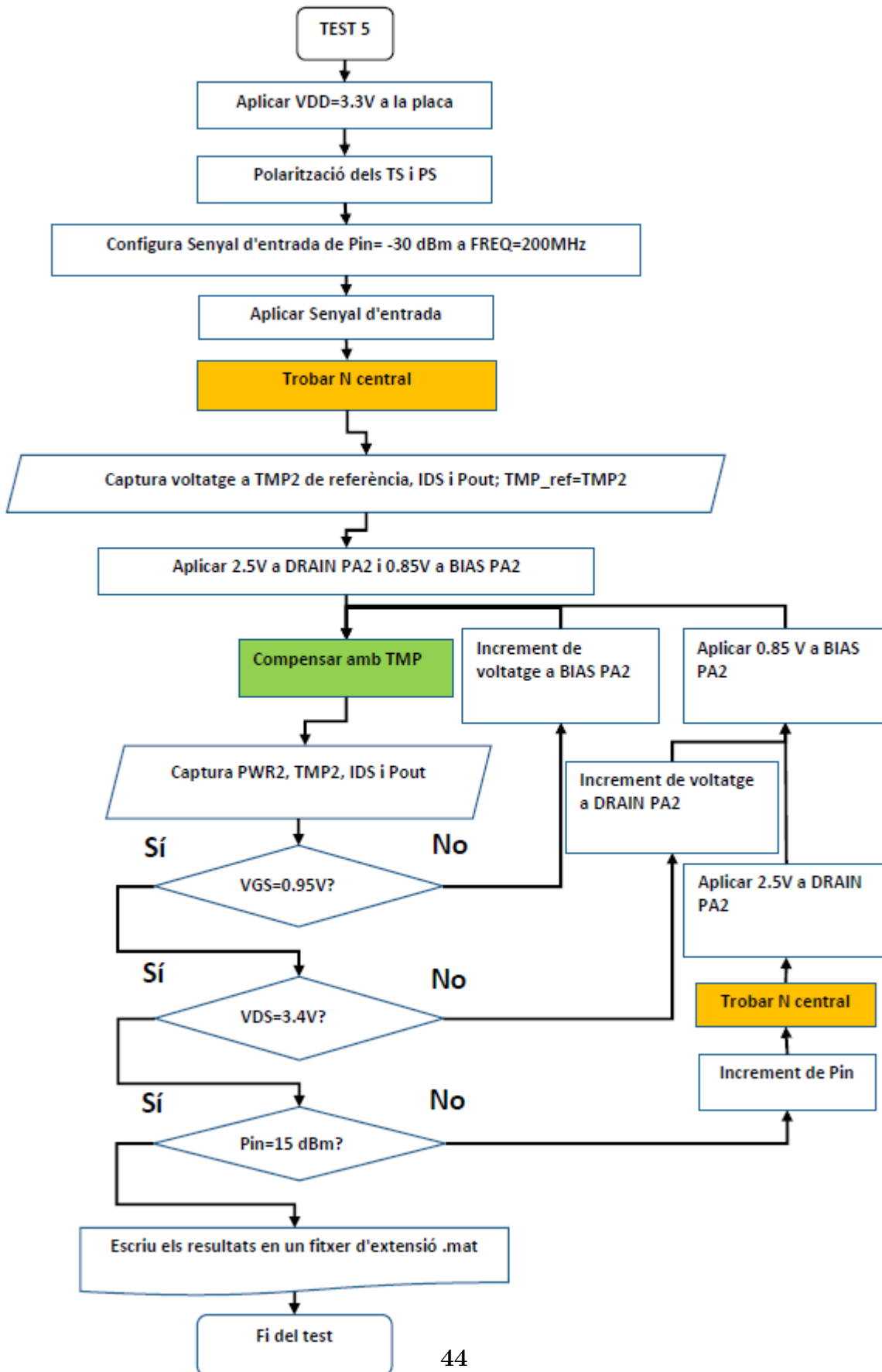
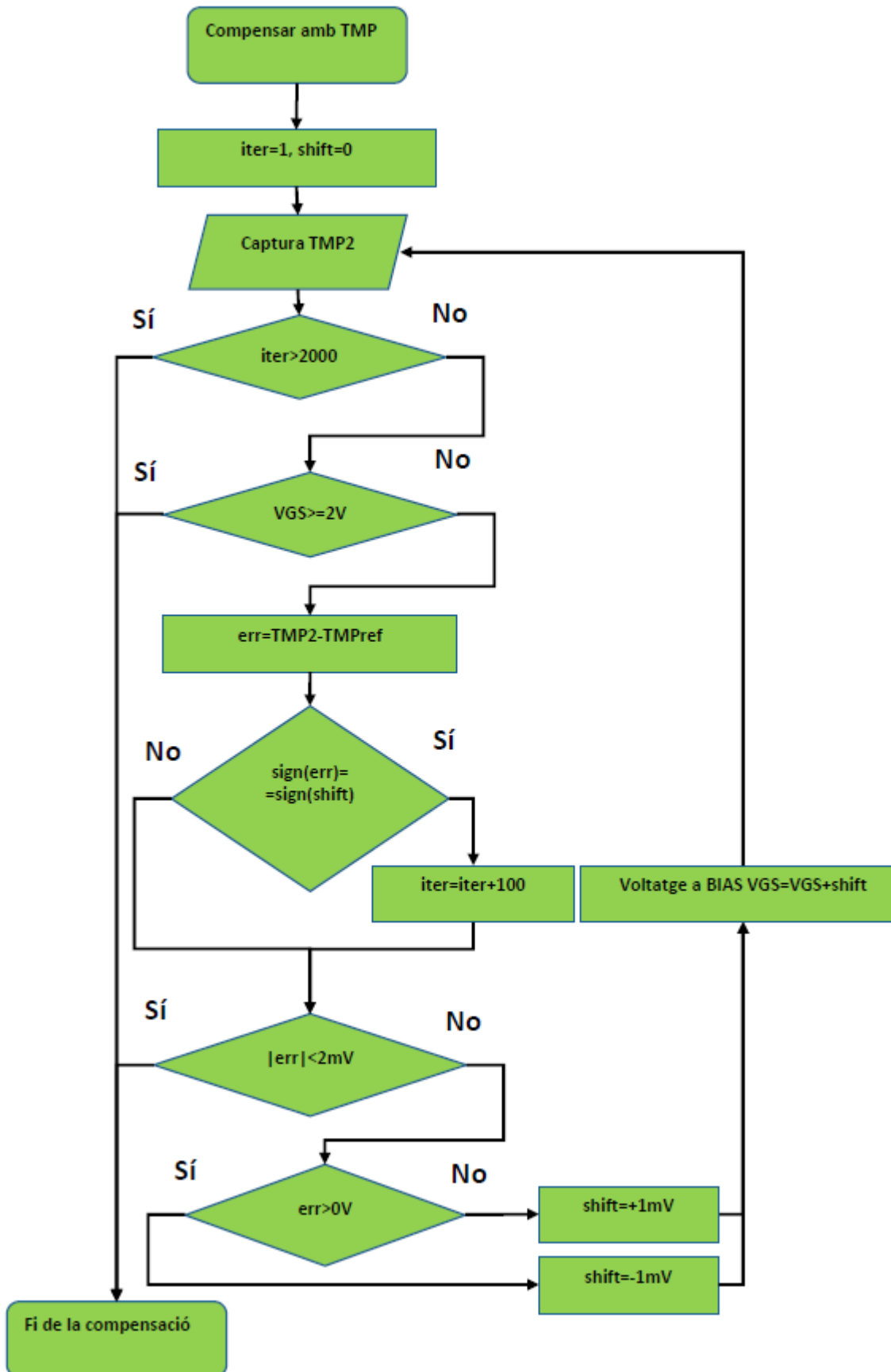
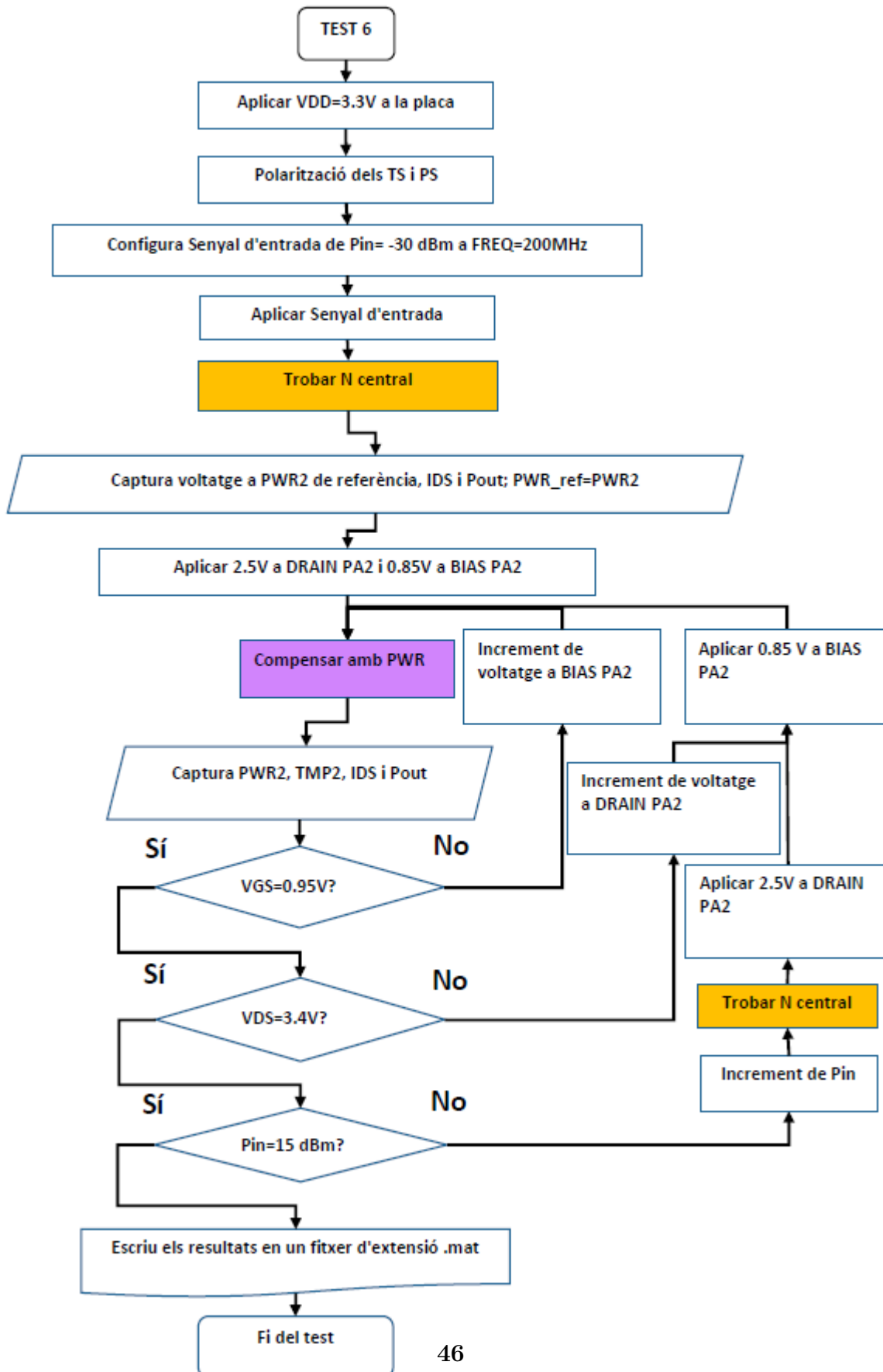


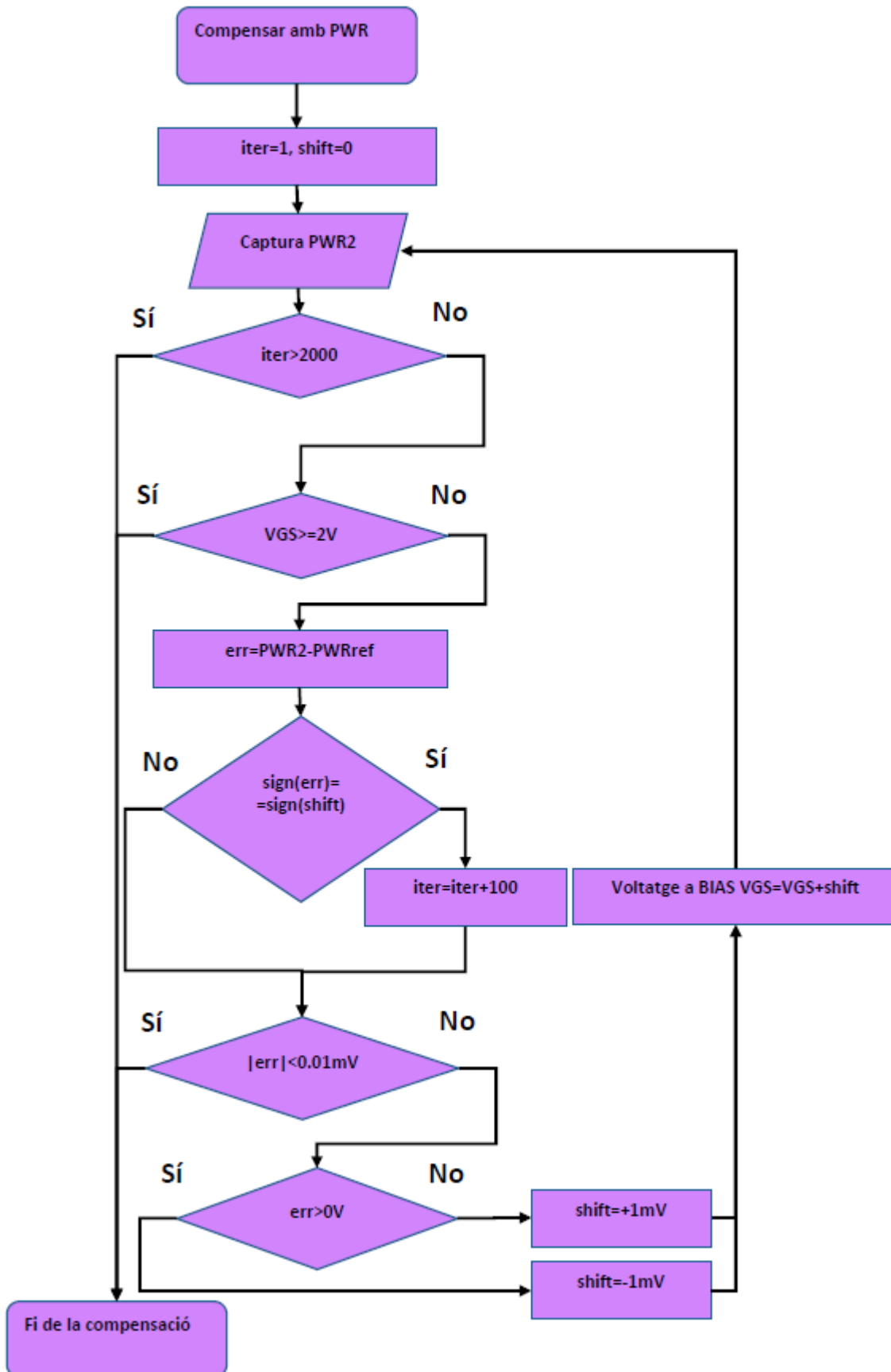
Fig. B.5. Diagrama de flux del centrat de N.

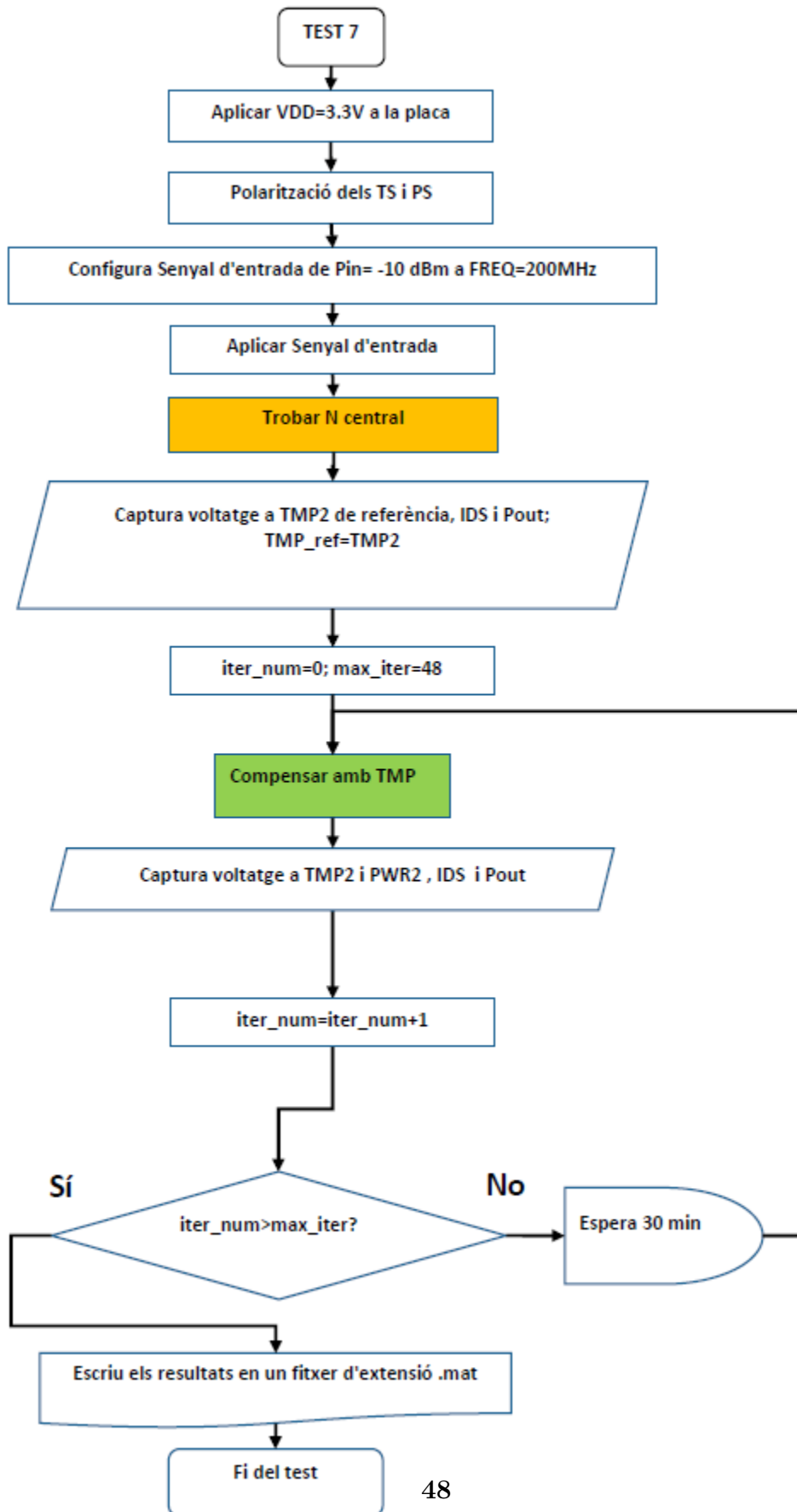


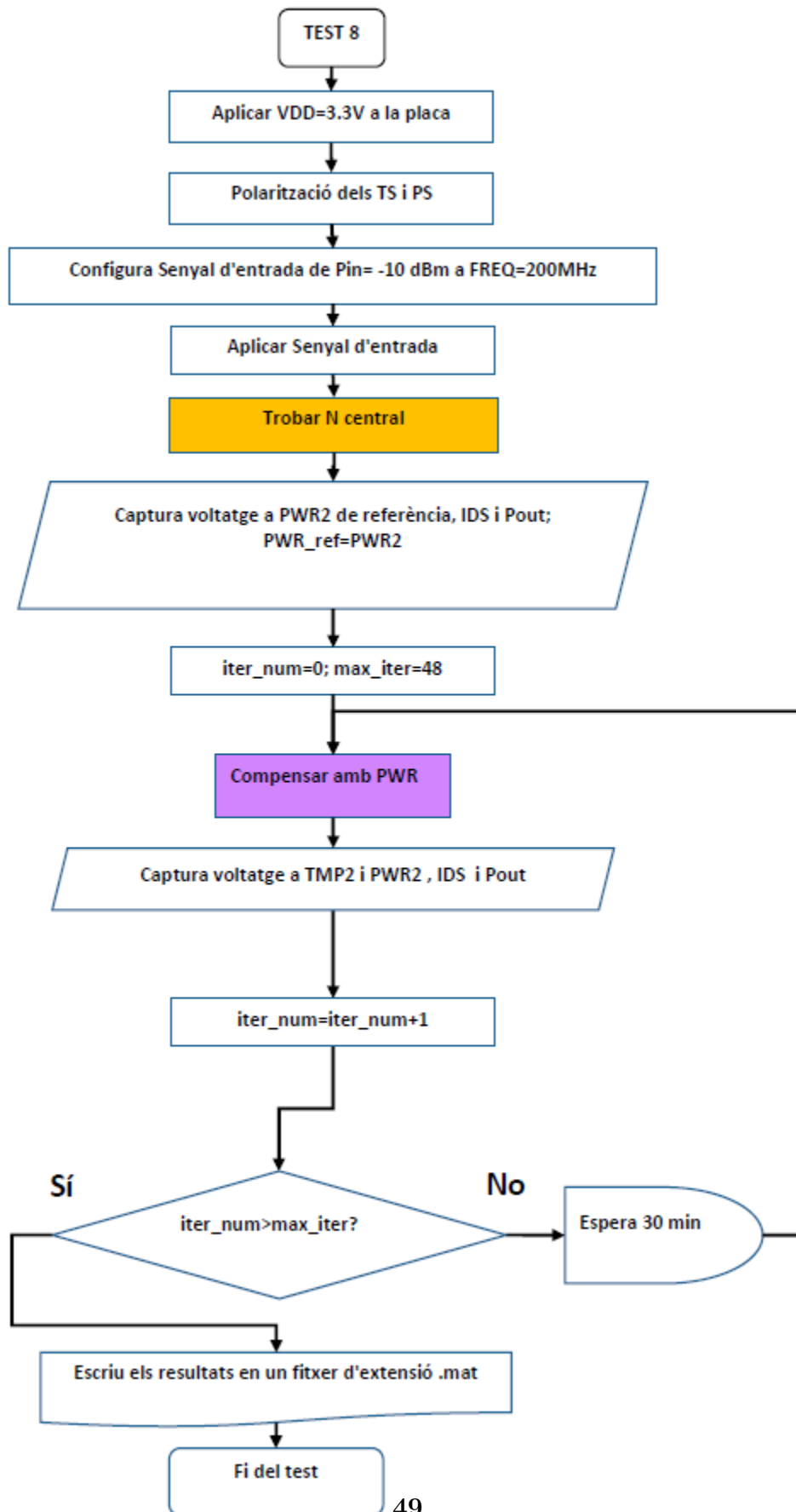


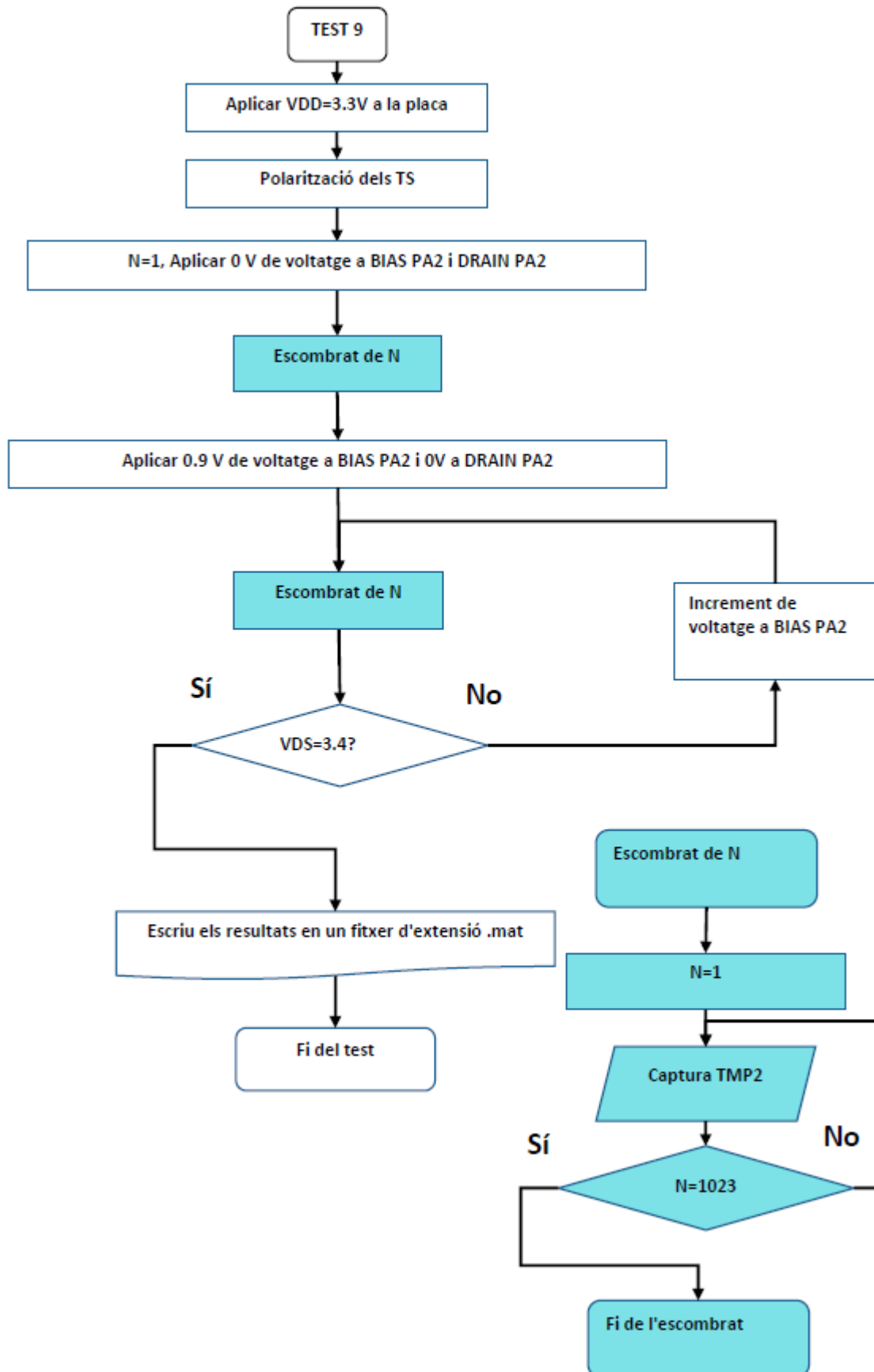












# Glossari

- **IDS:** Corrent al drenador del transistor amplificador. És el corrent al port DRAIN PA2 de la placa.
- **PA:** Amplificador de potència.
- **PAAGEANT:** Xip estudiat. Ha estat realitzat sota el projecte TOGETHER.
- **Pin:** Potència del senyal d'entrada del PA.
- **Pout:** Potència del senyal de sortida del PA.
- **PS:** Sensor de potència.
- **SCPI:** Standard Commands for Programmable Instruments. Defineix la sintaxis de comandaments de text pel control de instruments de mesura i test programables.
- **TS:** Sensor de Temperatura.
- **VDS:** Voltatge de drenador del transistor amplificador. És el voltatge al port DRAIN PA2 de la placa.
- **VGS:** Voltatge de porta del transistor amplificador. És el voltatge al port BIAS PA2 de la placa.