



Escola Politècnica Superior
de Castelldefels

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

TREBALL DE FI DE CARRERA

TÍTOL: Mesures de retard de grup a freqüències òptiques

AUTOR: Pere Sardà Carbasse

DIRECTOR: M. Concepción Santos Blanco

DATA: 14 de juliol del 2006

Títol: Mesures de retard de grup a freqüències òptiques

Autor: Pere Sardà Carbasse

Director: M. Concepción Santos Blanco

Data: 14 de juliol del 2006

Resum

En el treball presentat a continuació s'ha realitzat un estudi teòric sobre el fenomen de la dispersió i els problemes que provoca en les comunicacions òptiques.

L'estudi s'ha centrat més concretament en la dispersió cromàtica i els seus efectes. També s'han analitzat diferents mètodes de compensació i mesura d'aquest tipus de dispersió.

S'ha estudiat el funcionament de diferents dispositius utilitzats en els muntatges experimentals d'aquests mètodes de mesura, i posteriorment s'han caracteritzat aquests dispositius de cara al muntatge experimental. Aquestes caracteritzacions han representat una contribució important al laboratori de comunicacions òptiques de la universitat politècnica.

Finalment s'ha implementat en el laboratori el muntatge experimental del mètode de mesura MPSM. S'ha realitzat el muntatge del mètode amb el modulador òptic treballant en mode asimètric. De les mesures de retard de grup extretes s'ha pogut determinar les mancances d'aquest mètode i establir una base de treball per la implementació de nous mètodes que en millorin les prestacions

Índex

1	Introducció	4
1.1	Teoria bàsica	5
1.2	Mètodes de compensació de la dispersió cromàtica	5
1.3	Mètodes de mesura de la dispersió cromàtica	5
1.4	Anàlisi i caracterització de dispositius	5
1.5	Mètode de modulació i desplaçament de fase	6
2	Teoria bàsica	7
2.1	Dispersió	7
2.2	Tipus de dispersió	7
2.3	Velocitat de fase i velocitat de grup	8
3	Mètodes de compensació de la dispersió cromàtica. 11	
3.1	Fibres compensadores de dispersió	11
3.2	Fibres de dispersió desplaçada	11
3.3	Xarxes de difracció compensadores de dispersió	11
4	Mètodes de mesura de la dispersió cromàtica	14
4.1	Mètode de modulació i desplaçament de fase (modulation phase shift method, MPSM)	14
4.2	Mètode de la banda fixa	16
4.3	Mètode de la interferència entre bandes	17
4.4	Mètode de banda lateral única (single side band, SSB)	18
4.5	Mètodes interferomètrics	19
5	Anàlisi i caracterització de dispositius	21
5.1	El làser	21
5.2	El Polaritzador	22
5.3	El Modulador Òptic Mach-Zehnder	23
5.3.1	Estudi teòric	23
5.3.2	Demostració matemàtica	24
5.3.3	Punt de treball	27
5.3.4	Caracterització del Modulador	29
5.4	FBG (Dispositiu compensador de dispersió)	43
6	Mètode de modulació i desplaçament de fase (modulation phase shift method, MPSM)	46
6.1	Estudi teòric	46
6.2	Mesures Manuals	47
6.3	Mesures Automatitzades	49
7	Conclusions	59
8	Bibliografia	60
9	Annex	61

1 Introducció

Les telecomunicacions han adquirit un paper molt rellevant en la societat actual ja que suposen un mitjà clau per arribar a desenvolupar l'activitat econòmica i empresarial. La informació és la base del coneixement tant científic com tecnològic i un bon mitjà de comunicació ens en facilita l'accés.

La implantació de xarxes de telecomunicació i la necessitat de millorar les prestacions d'aquestes xarxes ha propiciat que actualment s'inverteixi en l'estudi de sistemes de telecomunicació basats en fibra òptica, ja que la seva amplada de banda potencial és molt més gran en comparació amb la comunicació a través de cable coaxial.

La millora i el desenvolupament de les xarxes de fibra òptica és, per tant, una realitat que s'ha de portar a terme per facilitar la comunicació existent, la qual cosa implica la implantació d'uns estàndards de qualitat més estrictes a l'hora de caracteritzar els dispositius òptics.

La principal raó que provoca la degradació del senyal en comunicació òptica és l'efecte anomenat dispersió cromàtica, sobretot en enllaços a llarga distància, i especialment en enllaços submarins per les seves singulars característiques de limitada accessibilitat i condicions hostils. La dispersió consisteix bàsicament en que diferents longituds d'ona venen afectades per diferents retards en viatjar per la fibra, de forma que quan el senyal es recupera a l'extrem receptor, tenim distorsió.

Cal conèixer i poder tractar aquest fenomen per a dissenyar enllaços que compensin aquesta distorsió. Un dels elements més utilitzats és la FBG. Aquests dispositius presenten una corba de dispersió amb un arrissat, la caracterització del qual requereix de molt bona precisió tant en l'eix freqüencial com a nivell del retard introduït.

L'empresa Pirelli buscava una solució a nivell de precisió i qualitat en la mesura del retard de grup de les seves FBGs, que millorés el sistema estàndard de mesura actual anomenat Modulation Phase Shift Method (MPSM), i per aquesta raó va contactar amb el grup de comunicacions òptiques (GCO) del departament de Teoria del Senyal i Comunicacions de la Universitat Politècnica de Catalunya.

Arran d'això aquest departament ha creat una línia de recerca per realitzar estudis sobre la dispersió cromàtica i la seva mesura, i sobre caracterització de dispositius òptics en general.

Aquest TFC s'emmarca dintre d'aquesta línia de recerca i s'ha realitzat conjuntament amb altres estudiants, treballant en equip.

Els objectius del projecte exposat són els següents:

Explicar els conceptes de dispersió cromàtica i retard de grup.

Estudiar la base teòrica del mètode estàndard MPSM i d'altres mètodes que, basats en aquest, persegueixen millorar alguna de les seves característiques.

Caracteritzar els elements, equips i dispositius que intervenen en la implementació en el laboratori del mètode estàndard MPSM i d'altres mètodes basats en aquest.

Implementar en el laboratori el mètode de mesura MPSM i reunir tota la documentació referent al seu funcionament per tal que es pugui fer servir de base en els treballs de la mateixa línia de recerca.

A continuació s'ha fet una descripció del contingut de cada capítol:

1.1 Teoria bàsica

En el primer capítol s'introdueixen conceptes bàsics relacionats amb l'objectiu principal del treball. Primerament s'introduirà algun apunt sobre comunicacions òptiques i posteriorment es definiran els conceptes de dispersió en fibra òptica, velocitat de fase, velocitat de grup, retard de grup i es comentaran els diferents tipus de dispersió en fibra òptica. Ens centrarem especialment en l'estudi de la dispersió cromàtica ja que és el tipus de dispersió que té més importància en els enllaços òptics de llarga distància, que fan servir fibra monomode.

1.2 Mètodes de compensació de la dispersió cromàtica

En aquest apartat es descriuen els mètodes de compensació, focalitzant en les xarxes de difracció de Bragg (FBGs) o gratings.

1.3 Mètodes de mesura de la dispersió cromàtica

Per tal de construir dispositius de compensació adequats al canal, és vital conèixer les característiques de la dispersió de cada enllaç. En aquest apartat es fa un estudi dels diferents mètodes de mesura de la dispersió cromàtica, i se'n comparen les prestacions.

1.4 Anàlisi i caracterització de dispositius

En aquest capítol es mostren les característiques dels diferents dispositius que utilitzarem en els muntatges al laboratori. Primer se'n farà una introducció teòrica i posteriorment es mostraran algunes dades d'interès de cara a la implementació dels mètodes de mesura. En el cas d'algun dels dispositius com pot ser el modulador òptic, és imprescindible una correcta caracterització perquè els

resultats de la mesura siguin fiables.

1.5 Mètode de modulació i desplaçament de fase

L'Objectiu d'aquest últim apartat és estudiar aquest mètode de mesura e implementar-lo en mode asimètric mitjançant els instruments descrits anteriorment, i contribuint d'aquesta manera al coneixement d'aquest tipus de mode de cara a implementar nous mètodes en el departament.

2 Teoria bàsica

La majoria d'enllaços de fibra òptica segueixen l'esquema que es mostra a continuació:

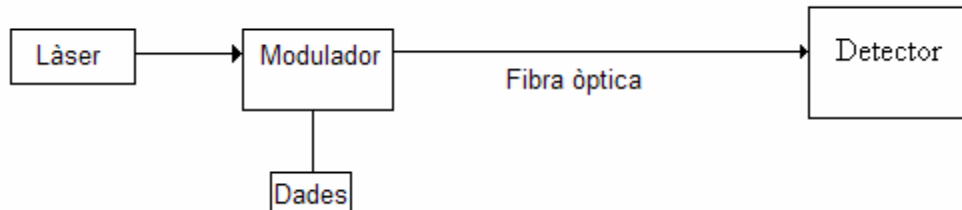


Fig. 2.1 Esquema d'un enllaç òptic

Però el comportament d'un enllaç no és ideal, i tant els dispositius òptics com la pròpia línia de transmissió introdueixen variacions que afecten a la comunicació. A continuació es descriuran aquestes pertorbacions, que són objectiu d'estudi en aquest treball.

2.1 Dispersió

S'entén per dispersió la deformació o distorsió que experimenten els senyals quan passen a través d'un circuit, deguda a què diferents components del senyal pateixen retards diferents. Aquesta distorsió es tradueix en l'eixamplament dels polsos transmesos que provoca l'anomenada ISI (interferència intersimbòlica).

A mesura que la ISI augmenta, també ho fa el nombre d'errors en la transmissió, de manera que la màxima velocitat de transmissió possible del sistema depèn de la dispersió que pateix el senyal. Si és greu, pot fer que el missatge no pugui ser reconegut i inutilitzar el sistema de telecomunicació.

2.2 Tipus de dispersió

Dispersió intermodal: Només es dona en les fibres multimode ja que ve donada pels diferents camins de propagació que prenen els diferents modes en la fibra i que per tant viatgen a velocitats diferents. Aquest tipus de dispersió degrada la comunicació de manera més significativa en comparació amb la dispersió cromàtica. Per aquesta raó en comunicacions de llarga distància és habitual utilitzar fibres monomode. En el nostre cas estudiarem només aquest tipus de fibra en la qual el diàmetre del nucli és molt petit i només permet la propagació d'un únic mode o raig, el qual es propaga sense reflexió (per aproximació).

En fibres monomode existeixen dos efectes diferenciats que contribueixen a l'eixamplament dels pols transmissor.

Dispersió de mode de Polarització: Ve causada pel fet que la fibra circular simètrica que anomenem monomode, en realitat, transmet dos modes en plans de polarització ortogonals. La fibra pot tenir diferències dimensionals en la seva estructura que provoquen que la velocitat sigui major en una polarització que en l'altra. Els valors especificats d'aquest tipus de dispersió estan per sota de $0.5 \text{ ps}/(\text{km})^{-2}$ i amb aquests valors no es tindrà en compte a l'hora de contribuir a la distorsió total. Per tant aquest tipus de dispersió no serà objectiu d'estudi en el treball.

Dispersió Cromàtica o intramodal: La dispersió cromàtica ve donada pel fet que cada longitud d'ona viatja per la fibra a una velocitat diferent. La llum monocromàtica pura no existeix, i per tant sempre tindrà una amplada de banda. L'espectre total que es transmet per la fibra depèn del senyal amb el qual es modula el làser.

2.3 Velocitat de fase i velocitat de grup

Existeixen dos paràmetres íntimament relacionats amb la dispersió cromàtica que es defineixen a continuació.

Velocitat de fase: Es defineix com la velocitat a la que viatja un front d'ona d'un senyal format per un to pur. Quan això succeeix en el buit, és igual a la velocitat de la llum.

$$V_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{\omega}{\frac{n_1 \cdot \omega}{c_0}} = \frac{c_0}{n_1} \quad (2.1)$$

On V_p és la velocitat de fase, ω la freqüència portadora, β és la constant de fase, n_1 l'índex de refracció del material i c_0 la velocitat de la llum.

Velocitat de grup: Difícilment els senyals òptics poden estar creats de forma monocromàtica, sinó que engloben components de diferents longituds d'ona. Sovint l'existència de diferents ones amb freqüències properes, fa que aquestes es combinin donant lloc a paquets d'ones. Aquests paquets d'ona no viatgen a la velocitat de fase que tenen les ones individualment, sinó que ho fan a la velocitat de grup.

Es defineix la velocitat de grup com:

$$V_g = \frac{\partial \omega}{\partial \beta} = \frac{c_0}{n - \frac{\lambda \cdot \partial n}{\partial \lambda}} = \frac{c_0}{N} \quad (2.2)$$

On N és l'índex de refracció de grup extret de l'aproximació mitjançant la derivada.

En el buit la velocitat de fase i la velocitat de grup tenen el mateix valor. No obstant, en un medi dispersiu com és el silici (material del qual estan fabricades les fibres) ambdós valors mai poden convergir, ja que la velocitat de fase varia en funció de la freqüència.

El paràmetre que habitualment s'utilitza per caracteritzar una fibra és el retard de grup (τ_g) i correspon a l'invers de la velocitat de grup. Aquest paràmetre ens permet esbrinar el retard de la envoltant del senyal que es transmet.

$$\tau_g = \frac{1}{v_g} = \frac{\partial \beta}{\partial \omega} \quad (2.3)$$

La variació del retard de grup en funció de la longitud d'ona ens dona l'anomenat coeficient de dispersió cromàtica (D).

$$D = \frac{\partial \tau_g}{\partial \lambda} \quad (2.4)$$

Les unitats empleades en aquest coeficient són ps/nm·Km.

Les dues causes de la dispersió cromàtica són les que es descriuen a continuació.

Dispersió del material: És el principal causant de la dispersió, i consisteix en que l'índex de refracció del silici, varia en funció de la freqüència. Per això, components a diferent freqüència viatgen a velocitats diferents a través d'aquest material.

Dispersió per guia d'ona: Per comprendre aquesta component s'ha de recordar que la potència d'un mode es propaga parcialment pel nucli i parcialment pel revestiment del conductor. L'índex efectiu d'un mode es situa entre l'índex de refracció del nucli i l'índex del revestiment, apropant-se més a l'un o l'altre en funció del percentatge de potència que es propaga per ells. Com que la distribució

de potència d'un mode entre el nucli i el revestiment depèn de la longitud d'ona, si la longitud d'ona canvia, la distribució de potència també canvia, provocant un canvi en l'índex efectiu o constant de propagació del mode.

La majoria de sistemes òptics treballen en la tercera finestra (1530-1563nm). En termes de potència òptica no suposaria un problema cobrir grans distàncies, ja que gracies a les baixes pèrdues de les fibres i a la utilització d'amplificadors òptics de fibra dopada amb erbi es pot mantenir el nivell de potència. El problema ve donat per la qualitat del senyal ja que a 1550nm apareix l'efecte de la dispersió cromàtica, que ens limita tant la capacitat de transmissió com la distància.

3 Mètodes de compensació de la dispersió cromàtica

3.1 Fibres compensadores de dispersió

Les fibres compensadores de dispersió (dispersion compensating fiber, DCF) es caracteritzen per tenir un paràmetre de dispersió cromàtica elevat i de signe oposat al de les fibres convencionals, operant en tercera finestra. D'aquesta manera, col·locant una certa longitud de DCF després de l'enllaç de fibra òptica que constitueix el sistema de comunicacions, és possible compensar la dispersió cromàtica acumulada durant el primer trajecte.

Les DCFs sofreixen diversos problemes. En primer lloc les característiques de la fibra no superen els $200\text{ps}/\text{Km}\cdot\text{nm}$, el que fa que es necessiti 1km de fibra compensadora per a cada 10 o 12km de fibra estàndard. En segon lloc, les pèrdues són relativament elevades a 1550nm ($0.5\text{dB}/\text{Km}$). I per últim, degut al seu reduït diàmetre modal, la intensitat òptica en l'interior de la fibra és superior per una mateixa potència òptica, la qual cosa provoca un agreujament dels efectes no lineals. Actualment es treballa amb estructures de fibra bimodal per aconseguir paràmetres de l'ordre de $770\text{ps}/\text{Km}\cdot\text{nm}$ amb pèrdues idèntiques a les de la fibra estàndard.

3.2 Fibres de dispersió desplaçada

Les fibres de dispersió desplaçada (dispersion shifted fiber, DSF) no són pròpiament un dispositiu per compensar dispersió, més aviat són un tipus de fibres que s'utilitzen en substitució de la fibra convencional per les seves propietats menys dispersives. La fibra estàndard posseeix una característica de dispersió creixent amb la longitud d'ona de treball, presentant dispersió nul·la entorn als 1310nm (segona finestra). Com ja s'ha comentat que ens interessa treballar en tercera finestra degut a les baixes pèrdues de la fibra, el que es pretén és la construcció d'un nou tipus de fibra que presenti aquesta característica de dispersió nul·la als 1550nm.

El procés de fabricació d'aquestes fibres dóna lloc a una disminució de l'àrea efectiva del nucli que comporta una intensificació de les no linealitats del dispositiu. Els fenòmens no lineals es veuen afavorits en regions de dispersió nul·la, de forma que la principal limitació es converteix en les no linealitats, per sobre de la dispersió cromàtica. La solució més immediata consisteix en la construcció de DSFs amb paràmetres de dispersió suficientment petits com per evitar l'efecte degradant de la dispersió, i al mateix temps, reduir la influència de les no linealitats. Aquest tipus de fibra es denomina NZDSF (nearly zero DSF).

3.3 Xarxes de difracció compensadores de dispersió

Les xarxes de difracció basen el seu funcionament en el principi de reflexió de Bragg. Es tracta de seccions de fibra en les quals l'índex de refracció va canviant de manera periòdica com a la figura (3.1).

Quan la llum incideix sobre aquesta estructura és parcialment reflexada i parcialment transmesa. Si el període amb què canvia l'índex de refracció és l'adequat, les múltiples reflexions que es produeixen es sumen en fase i poden arribar a tenir una reflexió del 100%. Evidentment això passa només per algunes longituds d'ona. Les longituds d'ona restants tenen les reflexions en contrafase, cosa que fa que es cancel·lin entre elles i que tinguin una alta transmissió. Per tal de compensar el fet que diferents longituds d'ona siguin afectades per diferents retards, el període de les xarxes de difracció compensadores de dispersió va canviant de forma que unes longituds d'ona es reflexen abans (es retarden poc) i d'altres es reflexen després (es retarden molt).

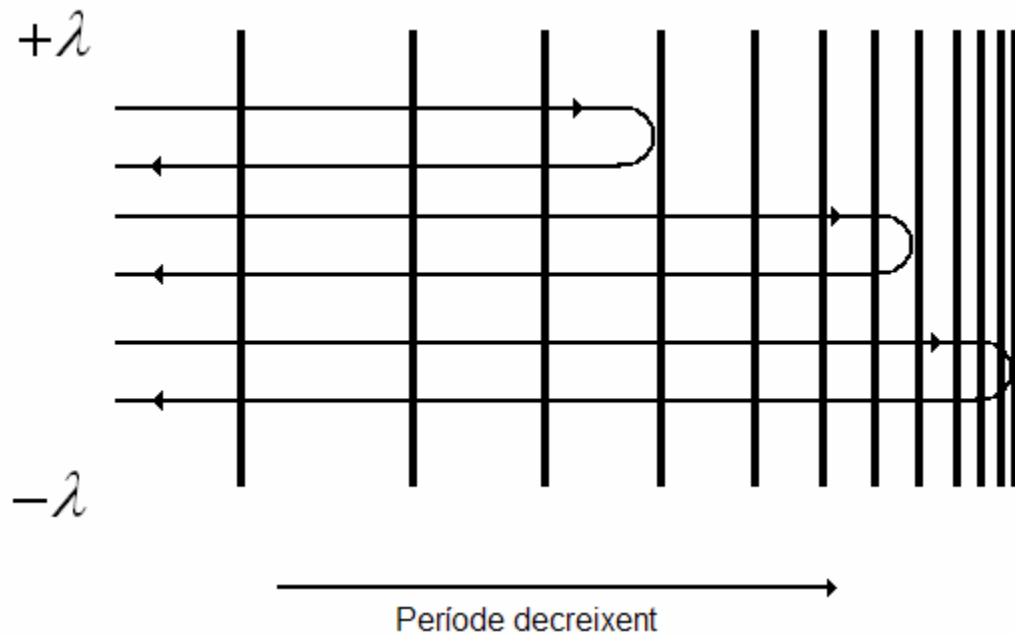


Fig. 3.1 Esquema d'una FBG

Els principals avantatges que ofereixen les xarxes de difracció de Bragg (fiber bragg grating, FBG) són les baixes pèrdues d'inserció (ja que es tracten de dispositius compactes, de longitud de l'ordre de centímetres), les altes pèrdues de retorn i el baix cost ja que són relativament fàcils de fabricar en grans quantitats.

Però per sobre d'aquests avantatges les xarxes de difracció de Bragg destaquen per la facilitat en aconseguir les característiques espectrals desitjades ja que es poden modificar nombrosos paràmetres com longitud, "apodization", període de

chirp...etc.

Alguns dels inconvenients d'aquests dispositius són la limitació de la banda de compensació i l'arrissat aleatori que apareix en la resposta del retard de grup en funció de la longitud d'ona, que ve donada per la naturalesa del dispositiu.

4 Mètodes de mesura de la dispersió cromàtica

Amb l'estudi de les tècniques de compensació ha quedat clar que és vital conèixer les característiques de la dispersió de la comunicació per poder fabricar un dispositiu compensador que sigui adequat a les necessitats del canal. Per tant resulta fonamental disposar de mètodes de mesura fàcils d'implementar i que ens proporcionin una precisió de mesura suficient perquè la comunicació es pugui establir. En el nostre cas particular ens centrarem en característiques com el mínim retard mesurable, la resolució en longitud d'ona, l'amplada de banda màxima que es pot cobrir, la velocitat de mesura i la simplicitat del muntatge.

Aquests són els diferents mètodes de mesura plantejats:

4.1 Mètode de modulació i desplaçament de fase (modulation phase shift method, MPSM)

L'MPSM és el mètode més utilitzat a nivell comercial i la base de la majoria de mètodes que comentarem a continuació. Segueix l'esquema experimental de la següent figura.

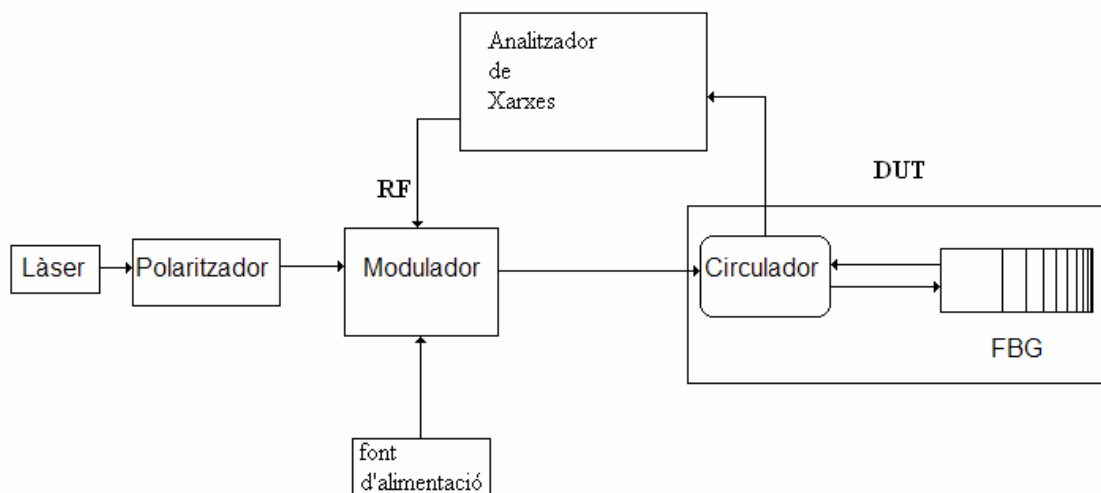


Fig. 4.1 Esquema del muntatge experimental del MPSM

Una portadora òptica és generada per una font òptica monocromàtica (làser), la qual es modula a una freqüència f_m en un modulador controlat per tensió.

Aprofundirem més en la naturalesa dels components del muntatge en capítols posteriors.

Matemàticament es verifica que el desfasament del senyal elèctric detectat a freqüència f_m a la sortida del DUT(device under test) respecte del senyal modulador, introduït per l'analitzador de xarxes, dona la diferència de fases entre les bandes laterals a freqüència òptica generades per la modulació ($\Delta\phi = \phi^+ - \phi^-$).

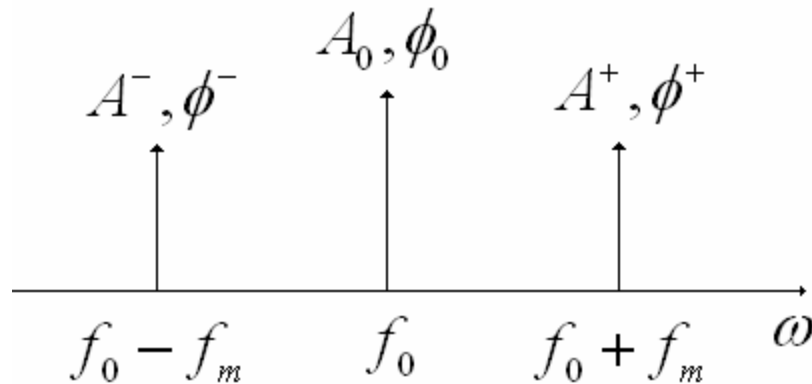


Fig. 4.2 Composició espectral del senyal òptic a la sortida del DUT

A l'analitzador de xarxes es mesura el desfasament entre el senyal RF introduït i el senyal de sortida del dispositiu del qual es mesura el retard de grup, que hem anomenat DUT. Aquest desfasament $\Delta\phi$ en graus, ens donarà el retard de grup en base a la següent expressió:

$$\tau_g = \frac{\Delta\phi}{360 \cdot f_m} \quad (4.1)$$

Aquesta diferència de fase ens dona una aproximació a la derivada de la fase en funció de la freqüència que és la definició de retard de grup, veure l'expressió (4.1), que serà més acurada com més petita sigui la separació entre les bandes laterals introduïdes sobre la portadora òptica mitjançant la modulació.

S'ha de tenir en compte no obstant que la magnitud que es mesura, i per tant ve afectada per l'error experimental, és la fase $\Delta\phi$. En calcular el retard de grup, aquest error experimental es transforma en un error en ps que serà més gran com més petita sigui f_m . Tenim per tant un compromís en l'elecció de f_m .

Posteriorment podem calcular la constant de dispersió una vegada hem obtingut el retard, a través de l'expressió (2.4), definida anteriorment.

Els valors típics per a la caracterització del retard en FBG comercials estan sobre els $f_m = 100\text{MHz}$, i a una $\lambda = 1550\text{nm}$ ens dona una resolució en longitud d'ona per sota del picòmetre i una resolució a nivell del retard de l'ordre de picosegons, suposant una precisió en la mesura de la fase en l'analitzador d'una dècima de grau.

El principal avantatge d'aquest mètode es basa en que el muntatge no requereix de components excessivament complexos i es pot automatitzar de manera relativament senzilla.

4.2 Mètode de la banda fixa

Aquest mètode utilitza el mateix muntatge que l'MPSM però intenta millorar les prestacions de la mesura buscant un equilibri en la relació entre la resolució en longitud d'ona i la precisió en la mesura del retard. El que proposa aquest mètode és la variació simultània de la freqüència de modulació conjuntament amb la longitud d'ona del generador de senyal òptic, en el nostre cas el làser sintonitzable, de manera que una de les bandes laterals generades es mantingui en la mateixa posició de l'espectre. Al mesurar la diferència entre les fases corresponents a dues longituds d'ona seleccionades en el làser sintonitzable, la fase corresponent a aquesta banda es cancel·la i s'obté únicament la diferència entre les fases de la banda restant, que s'ha mogut en l'espectre la mateixa distància que la longitud d'ona del làser. Això ens permet seleccionar una f_m dintre del rang de les dècimes de picosegon, mantenint per la longitud d'ona la resolució que ens ofereix el làser sintonitzable que és de $\Delta\lambda = 1\text{pm}$.

Aquest mètode és viable per a mesures dintre d'un marge freqüencial limitat, ja que l'augment de freqüència de modulació necessari per a cada mesura (aproximadament 125MHz amb cada pm a cobrir en la banda de $\lambda = 1550\text{nm}$) ens porta ràpidament a valors difícilment implementable ja que el muntatge resulta molt complicat.

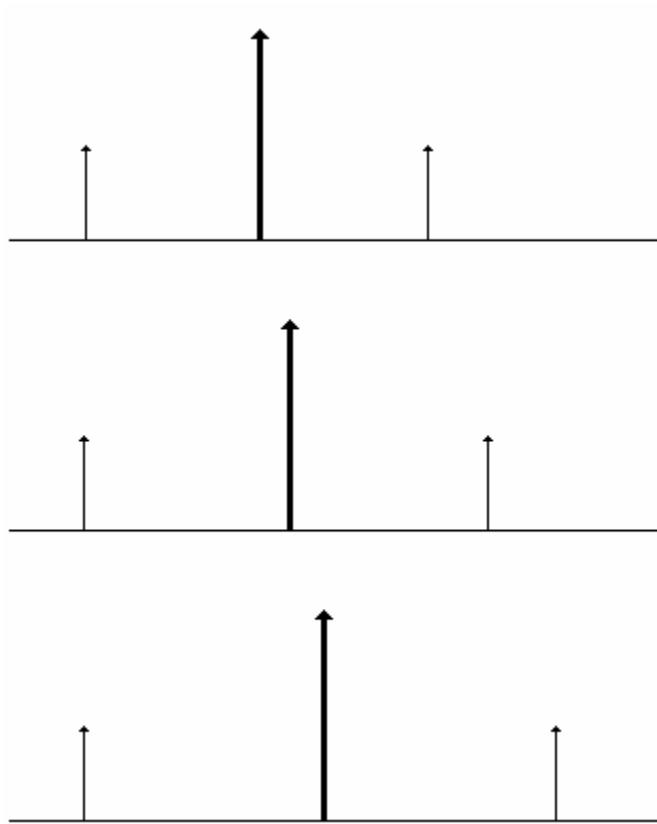


Fig. 4.3 Espectre del mètode de la banda fixa

4.3 Mètode de la interferència entre bandes

Amb aquest mètode la mesura del retard es basa en la determinació de les freqüències en que la interferència entre les dues bandes laterals produïdes per la modulació RF en amplitud és destructiva. Aquest mètode ha estat utilitzat per determinar el valor de la dispersió de velocitat de grup en fibres òptiques, i implica una major senzillesa de muntatge respecte a l'anterior ja que no necessita que es determini amb exactitud la fase dels senyals detectats, només és necessari prendre les mesures en amplitud, que ens proporcionen més estabilitat i precisió al tractar-se de zeros en potència. Per a la seva aplicació a la determinació de la corba del retard de reflexió de FBGs s'ha de considerar la relació entre aquest i la diferència de fase entre les bandes que és la següent:

$$\Delta \tau = \frac{\omega_m}{\omega_0^2 - \omega_m^2} \Delta \phi \quad (4.2)$$

On ω_0 representa la freqüència de la portadora òptica. Les freqüències a les quals

es produeix el zero en potència es relacionen amb el retard segons la següent expressió:

$$\Delta \tau_i = \frac{f_m^{(i)}}{2f_0^2} (2i+1) \quad (4.3)$$

Els inconvenients del mètode són la gran amplada de banda que s'ha d'utilitzar per crear la interferència destructiva en alguns casos, degut a la qual es perd resolució en freqüència. Resulta molt útil en la mesura de la corba de retard de les fibres, que no requereix de molta precisió i amb aquest mètode pot mesurar-se amb un equipament més senzill.

4.4 Mètode de banda lateral única (single side band, SSB)

Una altra estratègia per millorar la resolució en freqüència dels mètodes amb modulació d'amplitud en RF és introduir el senyal de modulació en un híbrid de 90° per tal de modular el senyal òptic en banda lateral única. Això ens estalvia el fet de tenir que disposar d'un làser sintonitzable. Un cop es té el senyal modulat, passa per la FBG i se'n detecta la fase. La diferència entre les fases detectades per a dues freqüències moduladores consecutives dóna la diferència de fases entre les dues freqüències de la banda lateral, amb la qual cosa la resolució en freqüència ve donada per la que és possible imposar entre les dues freqüències moduladores i per tant és possible obtenir una resolució més alta en la detecció. El mètode és especialment útil per detectar variacions ràpides en el retard de grup, ja que la fase mesurada correspon a una diferència en longitud d'ona menor. Un cop hem obtingut la diferència de fases podem extreure el retard de grup:

$$\tau_g = \frac{\partial \phi}{\partial f} = \frac{\phi_1^+ - \phi_1^-}{360 \cdot f_m} \quad (4.4)$$

Aquest mètode ens dóna una resolució més acurada que l'MPSM i ens permet prescindir del làser sintonitzable, però la tasca de muntatge es complica amb la inclusió de l'híbrid i resulta més difícil d'automatitzar.

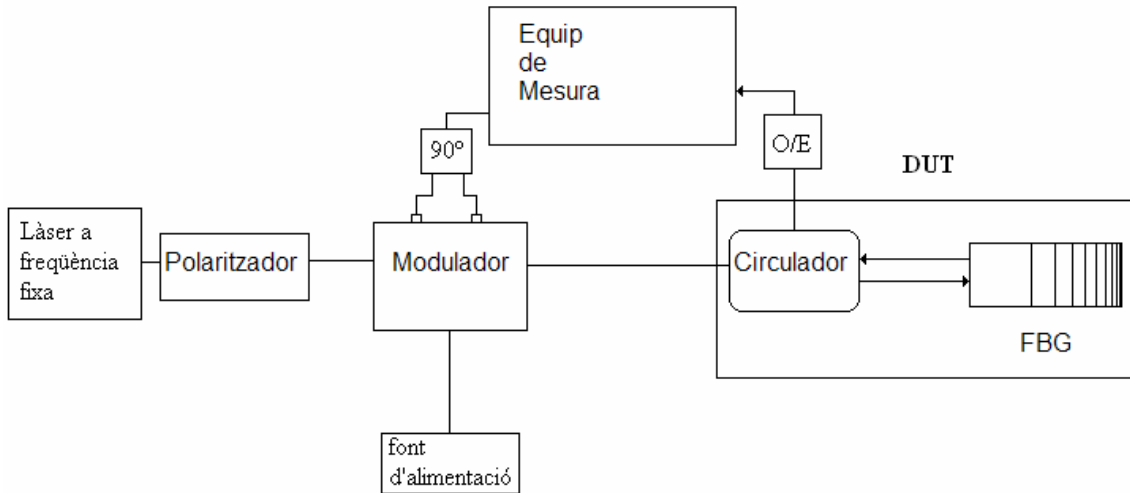


Fig. 4.4 Esquema de muntatge del mètode SSB

4.5 Mètodes interferomètrics

Aquest tipus de mètodes ens proporcionen una bona resolució de mesura de retard, però requereixen un muntatge molt més costós i precís. Es basen en mesures d'amplitud de manera que podem utilitzar un analitzador escalar per prendre les mesures. El mètode consisteix en mesurar la interferència entre la reflexió provinent de la FBG i la referència de fase. Estem parlant d'un tipus de muntatges que requereixen molta sensibilitat i que per aconseguir la precisió necessària en el control de fase, han d'incorporar circuits d'estabilització en temperatura i ajusts de fase amb fibra enrotllada a cilindres piezoelèctrics. Aquests mètodes resulten pràctics si el marge de retard a mesurar no és molt elevat, per exemple si es tracta d'una FBG de pocs centímetres.

Els mètodes interferomètrics també es caracteritzen per permetre mesurar el comportament de la fibra i del retard en condicions externes variables, però només per a una longitud limitada de fibra. El problema ve a l'hora d'intentar controlar aquests paràmetres aleatoris ja que afecten molt a la sensibilitat de la mesura. Per aquesta raó els mètodes interferomètrics són poc pràctics i difícils d'automatitzar, tot el contrari que els mètodes basats en modulació RF.

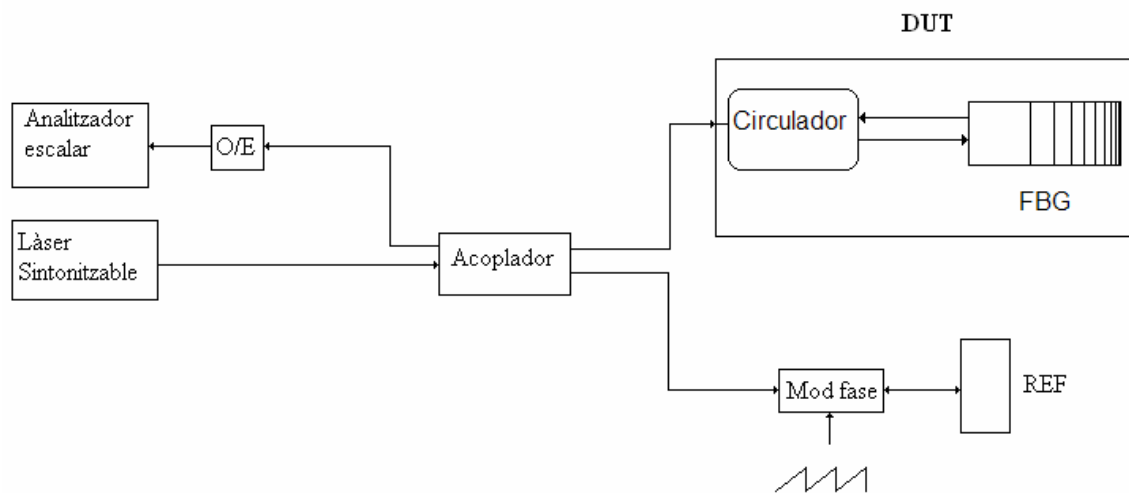


Fig. 4.5 Esquema de muntatge dels mètodes interferomètrics

5 Anàlisi i caracterització de dispositius

En el següent capítol caracteritzarem els dispositius a utilitzar.

5.1 El làser

Com a font de senyal òptic farem servir un làser sintonitzable, i modularem la portadora òptica combinant-la amb un senyal de radiofreqüència.

La tecnologia de làser sintonitzable té algunes limitacions a nivell de salt freqüencial que haurem de tenir en compte a l'hora de prendre les mesures. La mida dels salts freqüencials que es realitzen al fer el recorregut de l'espectre estan limitats per la inestabilitat inherent de l'aparell. Per obtenir una mesura correcta quan recorrem l'espectre a través de l'escombrat òptic del làser sintonitzable ens hem d'assegurar que els salts que realitza són els adequats.

Consultant les referències de l'aparell podem observar que realitza mesures de com a molt 10pm s'obté una desviació típica d'un 10% que considerem suficient per a realitzar les mesures. A continuació es mostra una taula amb relació entre els salts en pm i les inestabilitats que apareixen en les mesures:

Taula 5.1 Característiques del làser sintonitzable

Salts del làser	Desviació típica	Salts aberrants
1pm	50%	18pm
5pm	50%	16pm
10pm	10%	Pràcticament inexistent

Per tant, a l'hora de prendre les dades la nostra resolució es veurà afectada per aquest factor i no podrem realitzar salts freqüencials a més de 10pm.

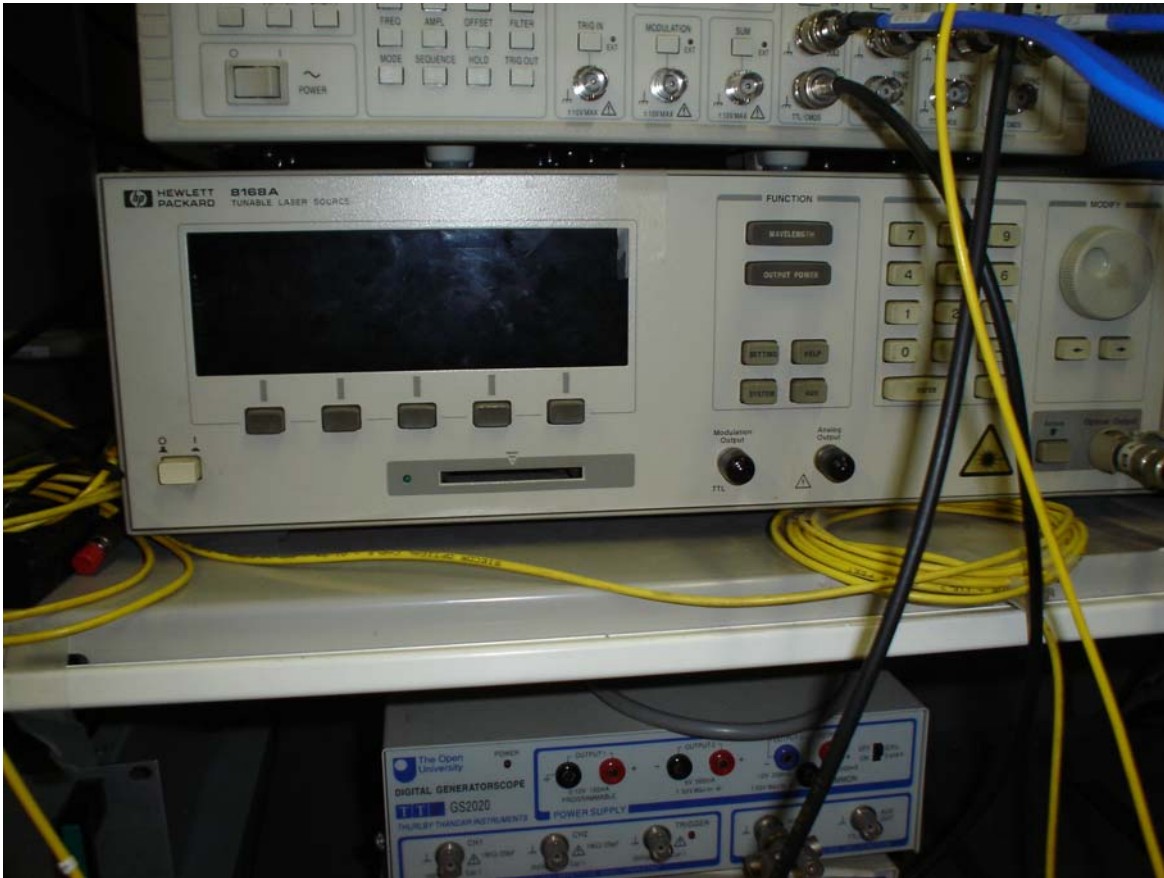


Fig. 5.1 Làser sintonitzable Hewlett Packard 8168A

5.2 El Polaritzador

Es tracta d'un dispositiu regulable manualment que ens permetrà disminuir les pèrdues de potència i sobretot millorar la interacció amb el modulador òptic. El situarem just abans del modulador, ja que aquest component necessita una entrada ben polaritzada.

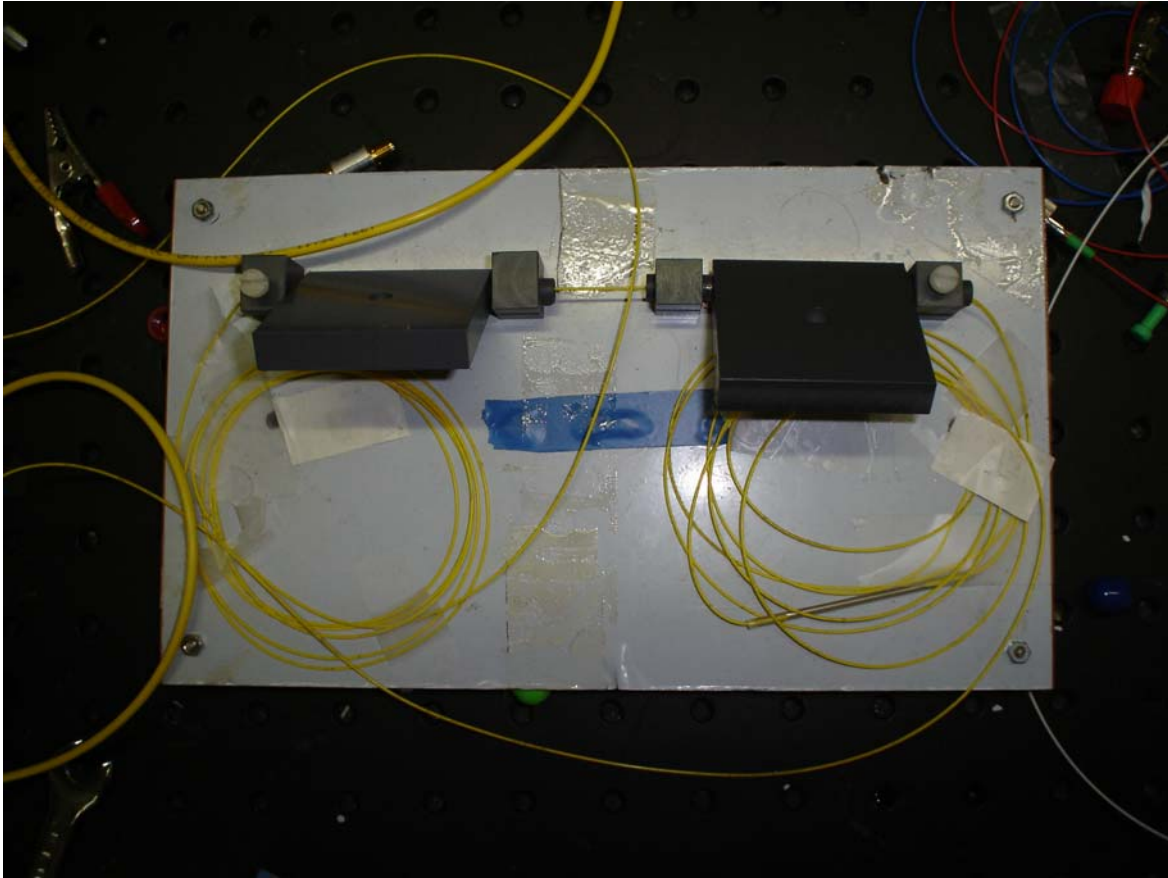


Fig. 5.2 Polaritzador

5.3 El Modulador Òptic Mach-Zehnder

El funcionament del modulador òptic no és trivial de manera que en primer lloc farem un estudi teòric i posteriorment passarem a la caracterització que implicarà un muntatge al laboratori.

5.3.1 Estudi teòric

El tipus de moduladors que utilitzarem es denominen interferomètrics. Per una banda tenen una entrada per fibra òptica on injectarem el feix de llum generat pel làser sintonitzable i que actuarà a mode de senyal portadora. Aquest senyal es dividirà en dues branques mitjançant un acoblador, i a través d'efecte electroòptic es controlarà el desfasament de cada branca, mitjançant un voltatge aplicat sobre uns elèctrodes que creen un camp elèctric sobre cadascuna de les guies d'ona òptiques que formen les branques de l'interferòmetre.

D'aquesta manera és dona lloc a un conjunt d'interferències constructives i destructives que en tornar-se a ajuntar els senyals donaran lloc al senyal modulad.

Si el voltatge s'aplica sobre cadascuna de les branques amb polaritats contraries de forma que el senyal que va per una branca s'avança i l'altre es retarda, direm que es tracta d'una configuració push-pull, i si només apliquem senyal a una de les branques direm que la modulació es realitza de forma asimètrica. Aquesta distinció pren rellevància en un nou mètode de mesura de dispersió que es planteja dintre del grup d'investigació en el qual es realitza el TFC. Estudiarem doncs les dues configuracions com a contribució en les tasques d'altres estudis en marxa.

5.3.2 Demostració matemàtica

En aquest apartat es desenvolupa l'expressió matemàtica a partir dels senyals d'entrada del modulador, per tal de determinar el tipus de sortida que obtindrem al detector.

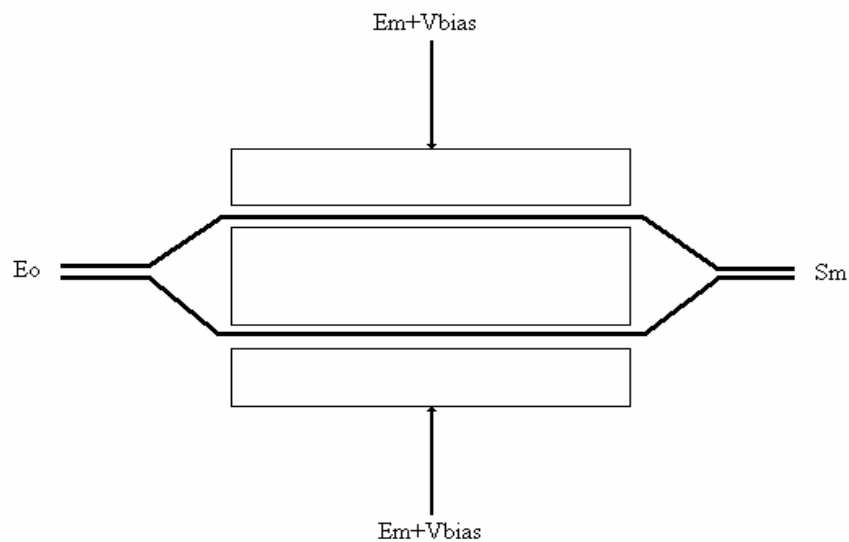


Fig. 5.3 Esquema d'un modulador òptic

Disposem d'un senyal que prové del làser que és del tipus:

$$E_0 = A_0 \cdot \cos(\omega_0 t + \theta_0) \quad (5.1)$$

El senyal modulador que prové de l'analitzador de xarxes té la forma següent:

$$E_m = A_m \cdot \cos(\omega_m t + \theta_m) \quad (5.2)$$

Primerament s'ha fet l'anàlisi pel mode push-pull.

Quan no introduïm senyal modulador ($A_m = 0$), el senyal a la sortida del modulador és:

$$S_M = \frac{A_0}{2} [\cos(\omega_0 t + \theta_0 + \theta_B) + \cos(\omega_0 t + \theta_0 - \theta_B)] = A_0 \cos(\omega_0 t + \theta_0) \cos(\theta_B) \quad (5.3)$$

On θ_B és el desfasament creat per la V_{BIAS} . El detector òptic és de llei quadràtica i per tant ens dóna el mòdul al quadrat d'aquesta senyal. El senyal detectat per l'analitzador serà:

$$S_D(\omega = 0) = A_0^2 \cos^2 \theta_B \quad (5.4)$$

Que representat gràficament esdevé:

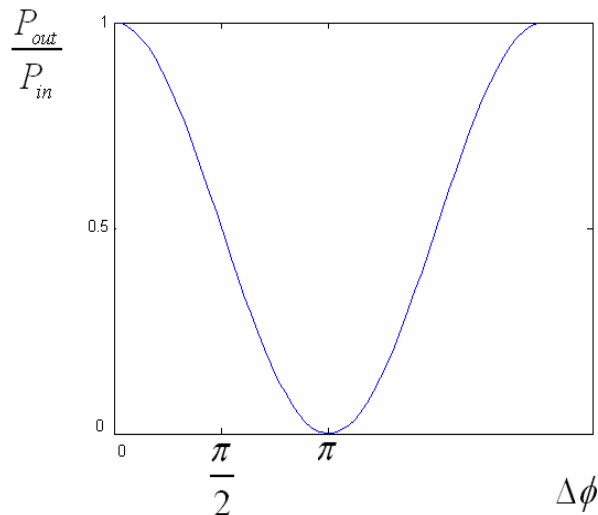


Fig. 5.4 Funció de transferència del modulador en mode push-pull

El punt de transmissió nul es denomina tensió de mitja ona, V_π .

En el moment en que introduïm un senyal modulador ($A_m \neq 0$), a la sortida del modulador tenim:

$$\begin{aligned} S_M &= A_0 \cdot [\cos(\omega_0 t + \theta_0) \cdot \cos(mE_m + \theta_B)] = \\ &= A_0 \cdot \cos(\omega_0 t + \theta_0) [\cos(mE_m) \cdot \cos(\theta_B) - \sin(mE_m) \cdot \sin(\theta_B)] \end{aligned} \quad (5.5)$$

Que aproximant l'índex de modulació $m \ll 1$, el senyal modulats ens quedarà:

$$S_M \cong A_0 \cdot \cos(\theta_B) \cdot \cos(\omega_0 t + \theta_0) - A_0 \frac{mA_m}{2} \cdot \sin(\theta_B) [\cos((\omega_0 + \omega_m)t + \theta_0 + \theta_m) + \cos((\omega_0 - \omega_m)t + \theta_0 - \theta_m)] \quad (5.6)$$

El senyal a la sortida del grating serà:

$$\begin{aligned} S_G &= A_0 \cdot \cos(\theta_B) \cdot \cos(\omega_0 t + \theta_0 + \phi_0) - A_0 \cdot \frac{mA_m}{2} \cdot \sin(\theta_B) \cdot \\ &[\cos((\omega_0 + \omega_m)t + \theta_0 + \theta_m + \phi_1^+) + \cos((\omega_0 - \omega_m)t + \theta_0 - \theta_m + \phi_1^-)] \end{aligned} \quad (5.7)$$

On ϕ_1^+ i ϕ_1^- representen les fases detectades a la sortida corresponents a cada banda lateral.

Com que la característica de conversió òpticoelèctrica del detector òptic és de llei quadràtica, el senyal detectat tindrà components espectrals en ona continua, a la freqüència fonamental ω_m i a la del seu segon harmònic. Pel mètode MPSM només ens interessa la component a ω_m .

$$I_D = A_0^2 mA_m \cdot \cos(\theta_B) \cdot \sin(\theta_B) \cdot \cos\left(\frac{\phi_1^+ + \phi_1^- - 2\phi_0}{2}\right) \cdot \cos\left(\omega_m t + \theta_m + \frac{\phi_1^+ - \phi_1^-}{2}\right) \quad (5.8)$$

Ara es realitza l'anàlisi anàloga pel mode asimètric. El senyal a la sortida del modulador per $A_m = 0$ és:

$$S_M = \frac{A_0}{2} \cdot [\cos(\omega_0 t + \theta_0 + \theta_B) + \cos(\omega_0 t + \theta_0)] = A_0 \cos\left(\omega_0 t + \theta_0 + \frac{\theta_B}{2}\right) \cos\left(\frac{\theta_B}{2}\right) \quad (5.9)$$

El senyal detectat per l'analitzador serà:

$$S_D(\omega = 0) = A_0^2 \cos^2\left(\frac{\theta_B}{2}\right) \quad (5.10)$$

Que representat gràficament esdevé la mateixa funció que en el mode push-pull, però en funció del voltatge es requereix el doble del valor que en push-pull. Igualment la tensió de mitja ona és el doble.

Introduint un senyal modulador ($A_m \neq 0$) en petita senyal i a la sortida del grating obtindrem:

$$S_M \cong A_0 \cdot \cos\left(\frac{\theta_B}{2}\right) \cdot \cos\left(\omega_0 t + \theta_0 + \frac{\theta_B}{2} + \phi_0\right) + \\ -A_0 \frac{mA_m}{4} \left[\sin\left((\omega_0 + \omega_m)t + \theta_0 + \theta_m + \theta_B + \phi_1^+\right) + \cos\left((\omega_0 - \omega_m)t + \theta_0 - \theta_m + \theta_B + \phi_1^-\right) \right] \quad (5.11)$$

En aquest cas la seva senyal detectada és:

$$I_D = \left| \frac{A_0^2 mA_m}{4} \cdot \cos\left(\frac{\theta_B}{2}\right) \cdot \left[\sin\left(\omega_m t + \theta_m - \frac{\theta_B}{2} + \phi_0 - \phi_1^-\right) - \sin\left(\omega_m t + \theta_m + \frac{\theta_B}{2} - \phi_0 + \phi_1^+\right) \right] \right| = \\ = \frac{A_0^2 mA_m}{2} \cdot \cos\left(\frac{\theta_B}{2}\right) \cos\left(\omega_m t + \theta_m + \frac{\phi_1^+ - \phi_1^-}{2}\right) \sin\left(\phi_0 - \frac{\phi_1^- + \phi_1^+}{2} - \frac{\theta_B}{2}\right) \quad (5.12)$$

Comparant aquesta expressió amb la obtinguda abans pel mode push-pull veiem una diferència en el mòdul del senyal que ens convé de cara a la implementació d'un nou mètode que millori les prestacions de l'MPSM i que desenvoluparan altres projectes. El que és important destacar aquí és que la fase obtinguda amb un mode asimètric és exactament la mateixa que amb un mode push-pull i per tant podem implementar l'MPSM modulant únicament una de les branques del modulador de dues sortides i prescindir per tant de l'splitter.

5.3.3 Punt de treball

En un modulador òptic s'aplica un camp elèctric de diferents característiques a cada branca de l'interferòmetre amb l'objectiu de desfasar-les entre elles i d'aquesta manera crear la modulació. La transmissió total del senyal es dóna per un desfasament igual a 0° i la transmissió nul·la es dóna per una diferència de fase de 180° entre les dues branques.

El senyal té una part de continua, i una part que varia en el temps d'amplitud molt més petita, de forma que treballem en petita senyal al voltant d'un punt de polarització sobre aquesta funció de transferència. És a dir que el senyal que introduïm en els elèctrodes té la forma:

$$V(t) = V_{BIAS} + v_{RF}(t) \quad (5.13)$$

Per implementar el MPSM ens interessa que el modulador operi en la zona lineal. Per tant el punt en el que ens interessarà treballar serà el punt de quadratura o $V_{\frac{\pi}{2}}$. Per tal d'ajustar el punt de quadratura el modulador disposa d'una entrada de tensió variable anomenada V_{BIAS} . La caracterització del modulador consistirà bàsicament en determinar quina entrada V_{BIAS} hem de seleccionar per tal que el modulador treballi en la zona lineal.

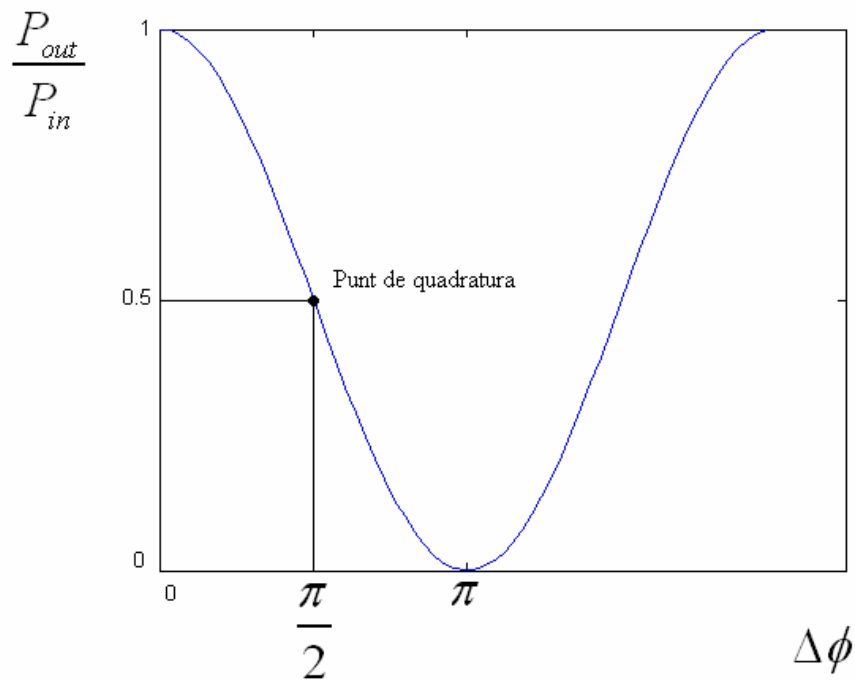


Fig. 5.5 Ubicació del punt de quadratura

Mitjançant el polaritzador i ajustant-lo manualment podem modificar la potència de sortida del modulador i crear un marge dinàmic més accentuat, d'aquesta manera ens serà més senzill ubicar-nos en la zona lineal o punt de treball òptim. Això és degut a què els moduladors òptics utilitzen cristalls de Liti en el moment d'aplicar el camp elèctric sobre el senyal òptic, i aquests tipus de dispositius són molts sensibles a la polarització del senyal, per tant és primordial que el senyal òptic entri al modulador ben polaritzat.

5.3.4 Caracterització del Modulador

Comercialment els moduladors més usats i per tant més econòmics són els de tipus push-pull i són els que habitualment trobem en els muntatges de mesura de retard de grup amb el mètode de modulació RF. Els nous mètodes que es plantegen en el grup de comunicacions òptiques (GCO) no obstant, precisen de modulació asimètrica (aplicant tensió únicament a una de les branques de l'interferòmetre) i d'aquí que utilitzem un modulador que permet l'accés a cada una de les branques de l'interferòmetre de manera independent.

El modulador que utilitzarem per al nostre muntatge és un dispositiu del fabricant AT&T i disposa de dues entrades de V_{BIAS} i d'RF que accedeixen a cada un dels elèctrodes que controlen el camp elèctric aplicat a cada branca de l'interferòmetre que forma el modulador.

És important denotar que no s'ha disposat d'un manual d'ús d'aquest aparell, d'aquí la importància de la caracterització del dispositiu. Al tenir dues entrades el primer plantejament que s'ha fet és si per implementar l'MPSM es podia utilitzar el dispositiu en mode asimètric (només utilitzant una de les branques) en lloc de l'habitual mode push-pull (utilitzant les dues branques a la vegada amb signe contrari).

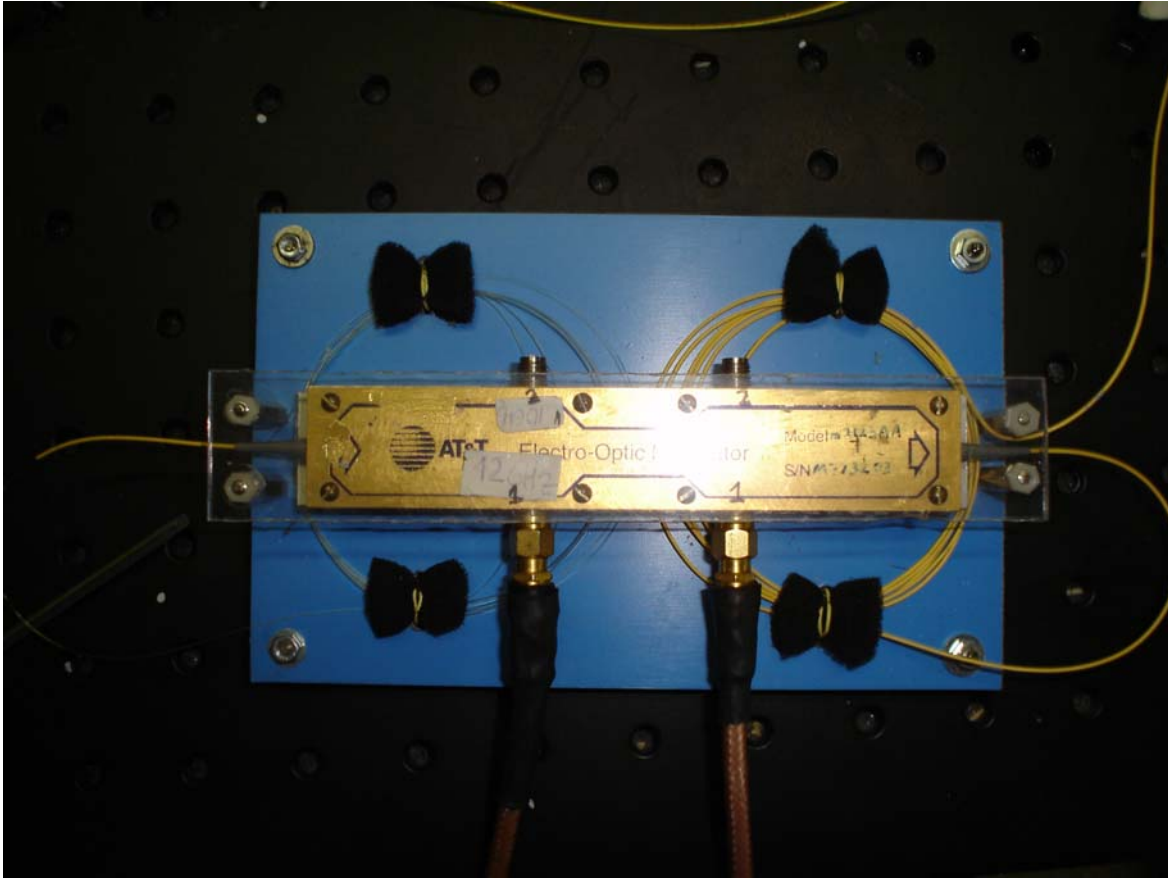


Fig. 5.6 Modulador AT&T

Com es pot comprovar en la imatge i com s'ha comprovat després en el funcionament del dispositiu, les dues entrades superiors tant de tensió en contínua com de radiofreqüència actuen sobre una mateixa branca i les entrades inferiors actuen sobre l'altra amb polaritat contrària.

En aquest treball s'ha pogut demostrar que és possible implementar l'MPSM amb una modulació asimètrica, ja que normalment el mètode s'implementa amb un modulador en mode push-pull.

També s'ha intentat caracteritzar el modulador AT&T en mode push-pull, tenint present que un modulador push-pull té una sola entrada d'RF i de V_{BIAS} , que es divideixen dins del dispositiu per afectar per igual a cada branca. Si es vol treballar en mode push-pull amb el modulador AT&T s'ha d'utilitzar un mateix senyal idèntic de radiofreqüència per les dues entrades d'RF i comprovar que el dispositiu permeti aquesta configuració. Aquesta tasca també ha format part de la caracterització.

Caracteritzarem el modulador per a cada una de les branques i comprovarem quina de les dues ens dóna un marge dinàmic més gran i una potència de sortida

més elevada. Per caracteritzar el funcionament en mode push-pull ens haurem de valdre un divisor de senyal RF o splitter, que també haurem de caracteritzar per tal d'introduir el senyal d'RF a les dues branques.

5.3.4.1 Caracterització en mode asimètric

En primer lloc caracteritzem el dispositiu per cada branca individualment. El muntatge realitzat ha estat el següent:

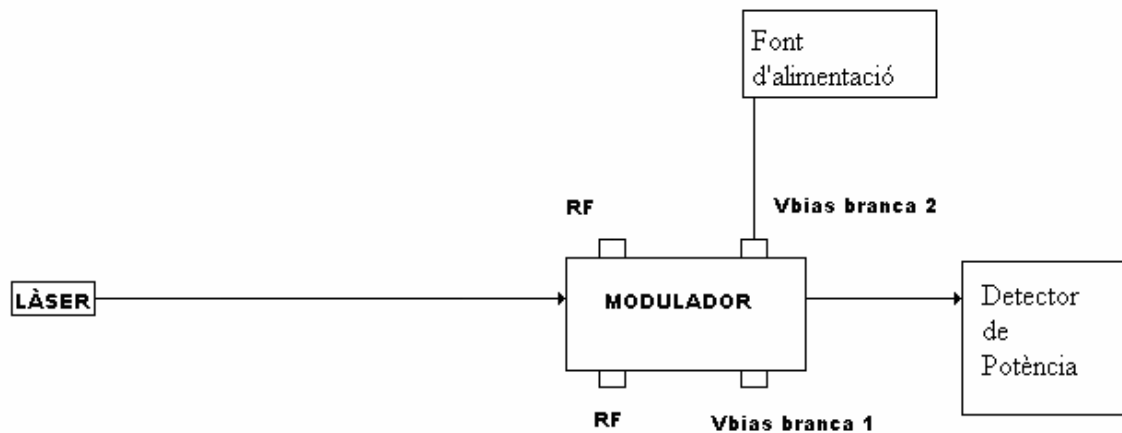


Fig. 5.7 Esquema del muntatge de caracterització del modulador sense polaritzador

Per caracteritzar el modulador utilitzarem un dispositiu detector de potència òptica, ja que de moment no suposa un avantatge utilitzar l'analitzador de xarxes i complica el muntatge. Per introduir el senyal de tensió continua utilitzem una font d'alimentació regulable estàndard.

Per la caracterització del modulador volem obtenir la seva funció de transferència a partir de l'entrada de tensió continua V_{BIAS} . Mesurarem la potència òptica a la sortida en funció dels valors d' V_{BIAS} . S'ha optat per no utilitzar el polaritzador en aquest primer muntatge per tal de verificar el seu efecte sobre el funcionament.

Aquesta primera caracterització s'ha realitzat amb una potència del làser d'entrada de $P_{in} = -3\text{dBm}$ i a una longitud d'ona de 1559nm, que és el centre de la banda del FBG compensador que disposem.

Comprovem la potència de sortida connectant impedàncies per adaptar les sortides d'RF i veiem que el nivell no canvia i que per tant no cal adaptar les

sortides del modulador no utilitzades.

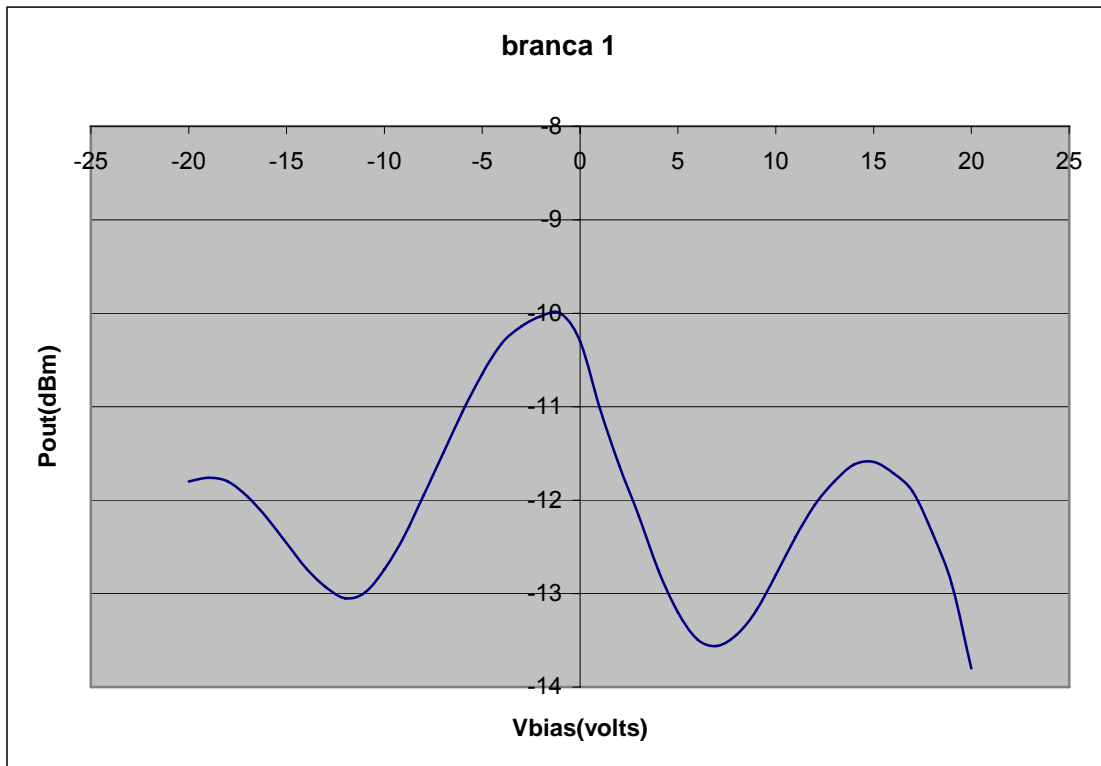


Fig. 5.8 Variació de la potència de sortida en funció de l'entrada V_{BIAS} per la branca 1

Podem observar que per a la branca 1 el modulador ens ofereix un marge dinàmic de 3,5dB (de -10 a -13,5dBm aproximadament), i en aquest cas la $V_{\frac{\pi}{2}}$ o punt de quadratura es situaria sobre els 3 volts.

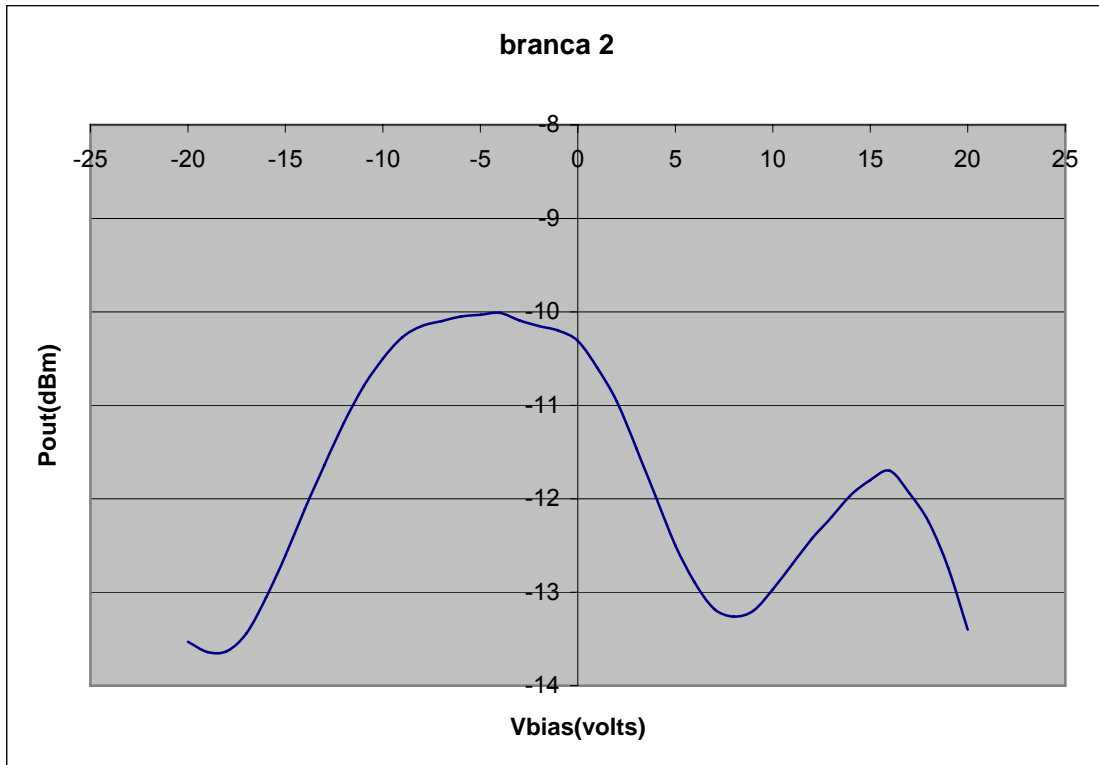


Fig. 5.9 Variació de la potència de sortida en funció de l'entrada V_{BIAS} per la branca 2

Per a la branca dos el marge dinàmic empitjora lleugerament, passa a ser de 13,3dB i l' $V_{\frac{\pi}{2}}$ es situa sobre els 4 volts aproximadament. S'ha de tenir en compte que encara no s'ha inclòs el polaritzador en el muntatge.

A continuació incloem el polaritzador en el muntatge i verifiquem els resultats gràficament. Els valors d'entrada del làser són els mateixos, potència d'entrada de -3dBm a una longitud d'ona de 1559nm.

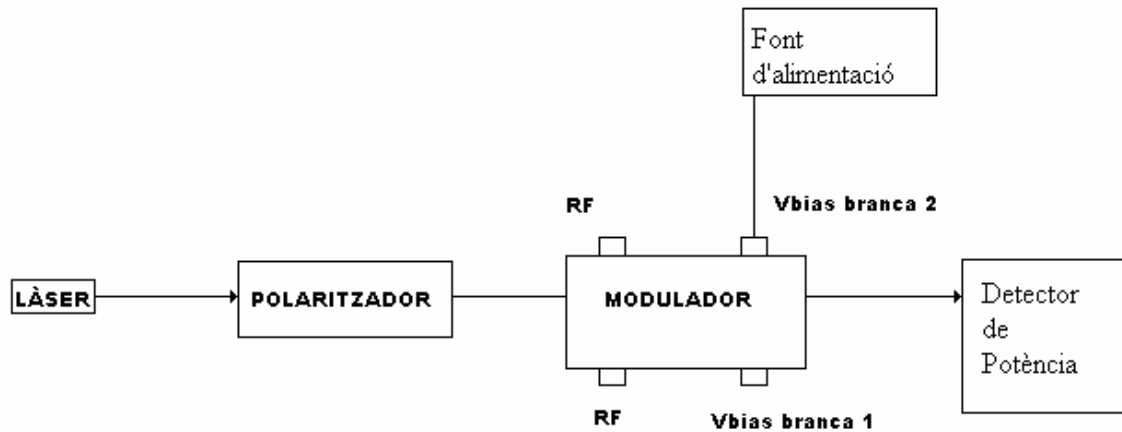


Fig. 5.10 Esquema del muntatge de caracterització del modulador amb polaritzador

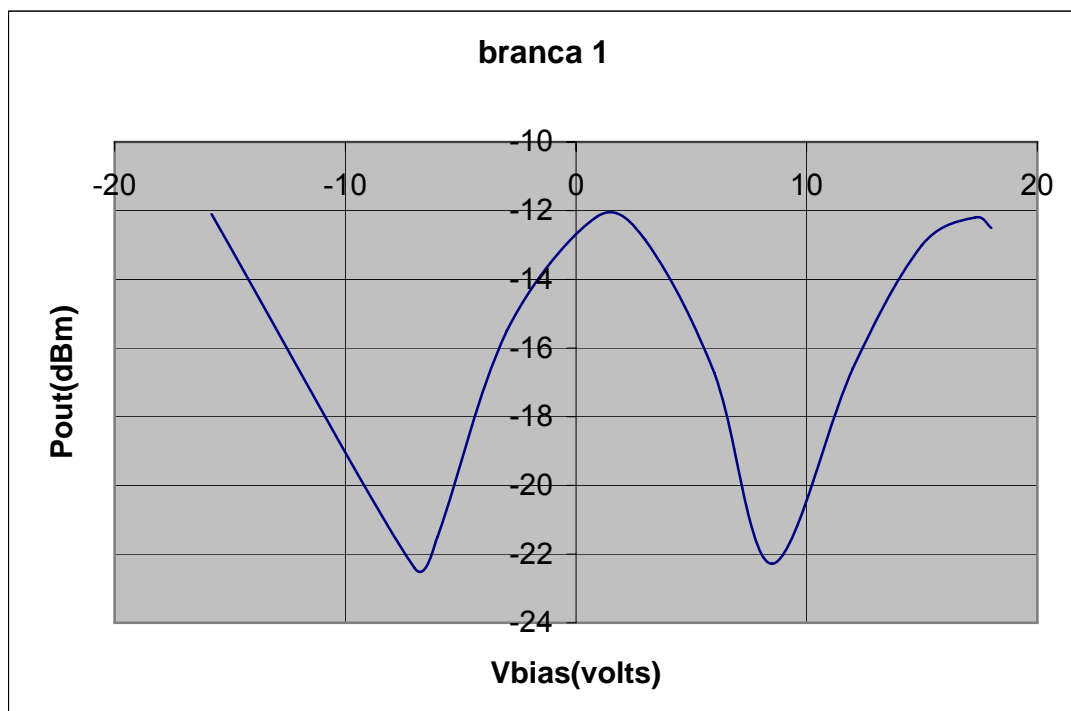


Fig. 5.11 Variació de la potència de sortida en funció de l'entrada V_{BIAS} per la branca 1

Es pot comprovar al gràfic que en aquest cas disposem d'un marge dinàmic de 10dB i el punt de quadratura es situa sobre els 6 volts.

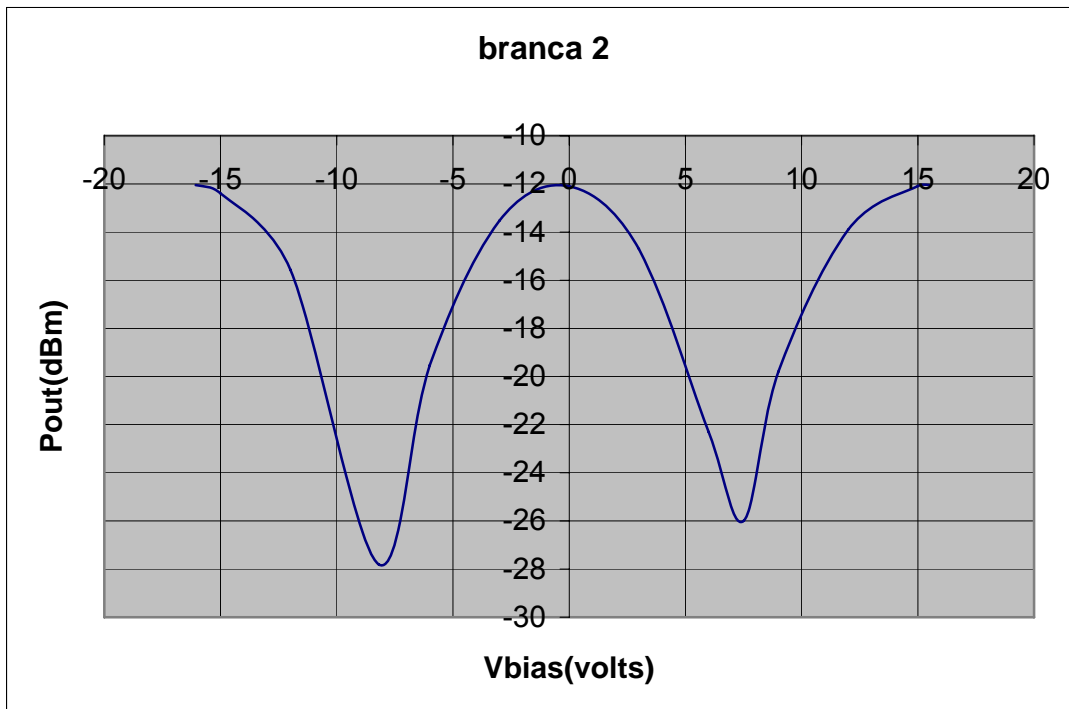


Fig. 5.12 Variació de la potència de sortida en funció de l'entrada V_{BIAS} per la branca 2

Es repeteix de manera lògica el comportament per a la segona branca. Tenim un marge dinàmic de 12dB i el punt de treball a 5 volts aproximadament.

Podem apreciar que la potència de senyal òptic ha disminuït degut a què s'han afegit connectors i longitud de cable òptic, en canvi el marge dinàmic operatiu és molt més gran amb la utilització del polaritzador. Aquesta dada ens verifica la necessitat d'utilitzar aquest dispositiu.

5.3.4.2 Caracterització freqüencial dels splitters

Per verificar el funcionament del modulador AT&T en mode push-pull seria necessari un dispositiu que desdobli el senyal d'RF i de V_{BIAS} per actuar sobre les dues branques amb el mateix senyal. El dispositiu que s'encarregarà d'això serà un divisor o splitter.

Es tracta d'un circuit de tres ports, amb una entrada i dues sortides, i el que fa és repartir el senyal d'entrada per igual a les dues sortides. Al laboratori disposem de dos possibles splitters: el 11667B de Hewlett Packard i el 11542 de Mini Circuits.

Per tal de caracteritzar-los el que s'ha fet és mesurar les seves matrius de paràmetres S en funció de la freqüència de treball.

De cara a la documentació d'ús general del laboratori, s'han fet les caracteritzacions en el marge de freqüències de 130MHz fins a 20GHz, tot i que en els nostres experiments no pensem fer-los arribar a valors freqüencials tan alts. L'aparell que hem fet servir per mesurar els paràmetres han estat l'analitzador de xarxes, amb diferents configuracions segons el paràmetre a mesurar. Cal distingir-ne dues configuracions:

Mesura dels paràmetres S_{11} , S_{22} , S_{33}

A la figura podem veure el muntatge corresponent a la mesura dels paràmetres de reflexió dels diferents ports del dispositiu a caracteritzar. Els ports que no fem servir en la mesura els adaptarem posant-hi una impedància de 50 ohms. A l'analitzador se li haurà d'indicar que la mesura és reflectiva.

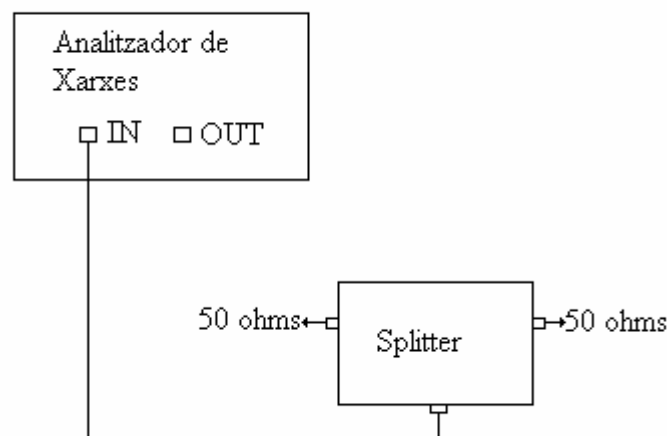


Fig. 5.13 Muntatge de mesura de S_{11} , S_{22} , S_{33}

Mesura dels paràmetres S_{21} , S_{31}

Pels paràmetres de transmissió el muntatge varia lleugerament, ja que haurem de fer servir les dues entrades de l'analitzador. La branca no implicada en la mesura l'adaptarem també en aquest cas.

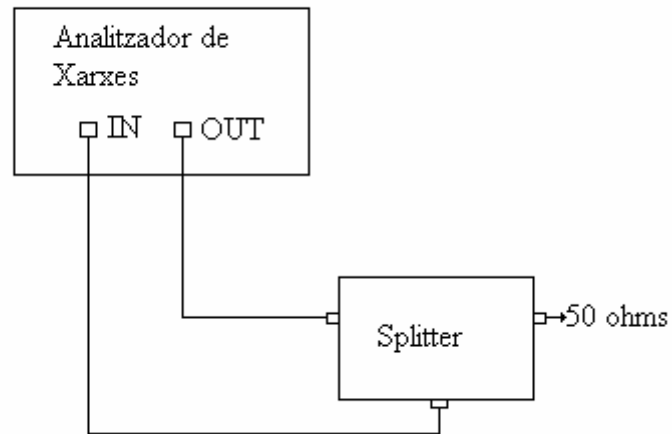


Fig. 5.14 Muntatge de mesura de S_{21} , S_{31}

Caracterització pel model 11542 de Mini Circuits

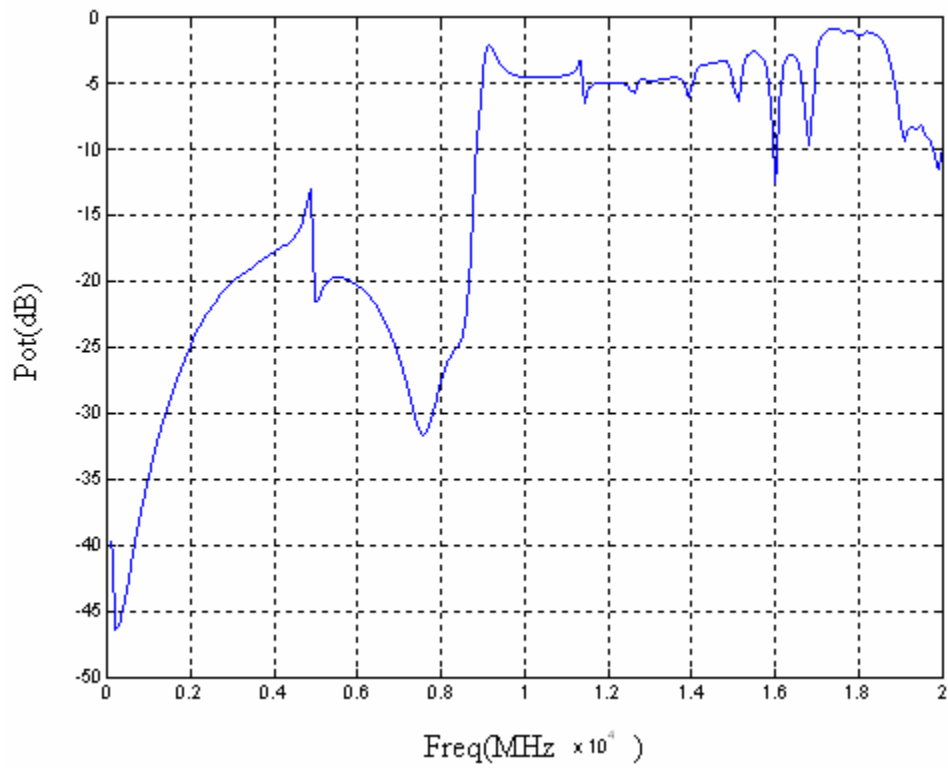


Fig. 5.15 Mòdul de S_{11}

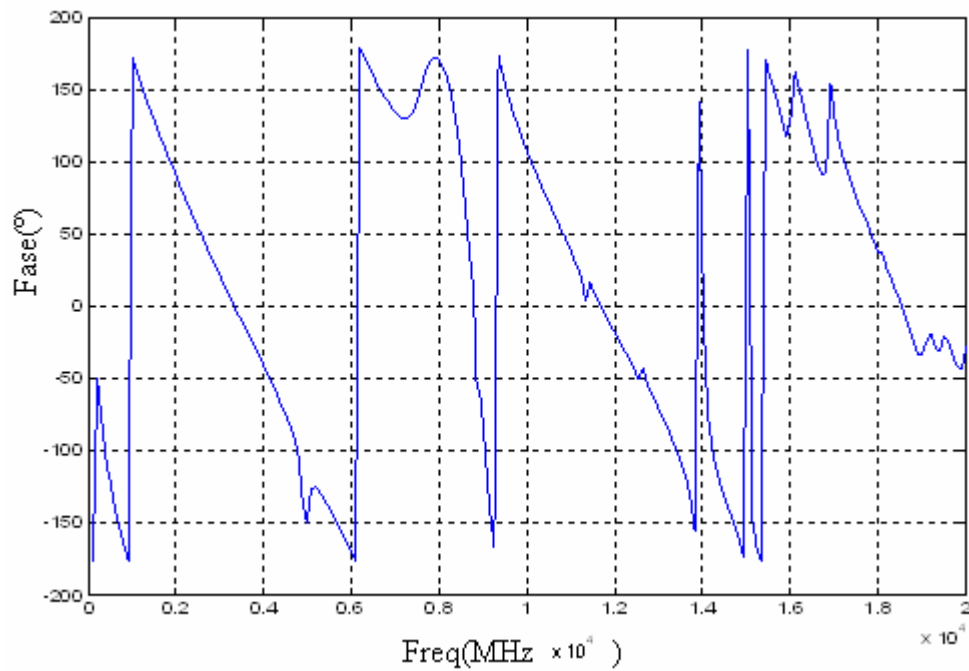


Fig. 5.16 Fase de S_{11}

Com podem apreciar a la gràfica el comportament de S_{11} és bo fins a freqüències de 9 o 10GHz, a partir d'aquí no podem considerar com a acceptables els valors de les reflexions a l'entrada (6dB representen $\frac{1}{4}$ de la potència d'entrada).

Prescindim dels gràfics de S_{22} i S_{33} , ja que com amb S_{11} veiem que per a altes freqüències (a partir de 10GHz) el dispositiu reflexa massa potència.

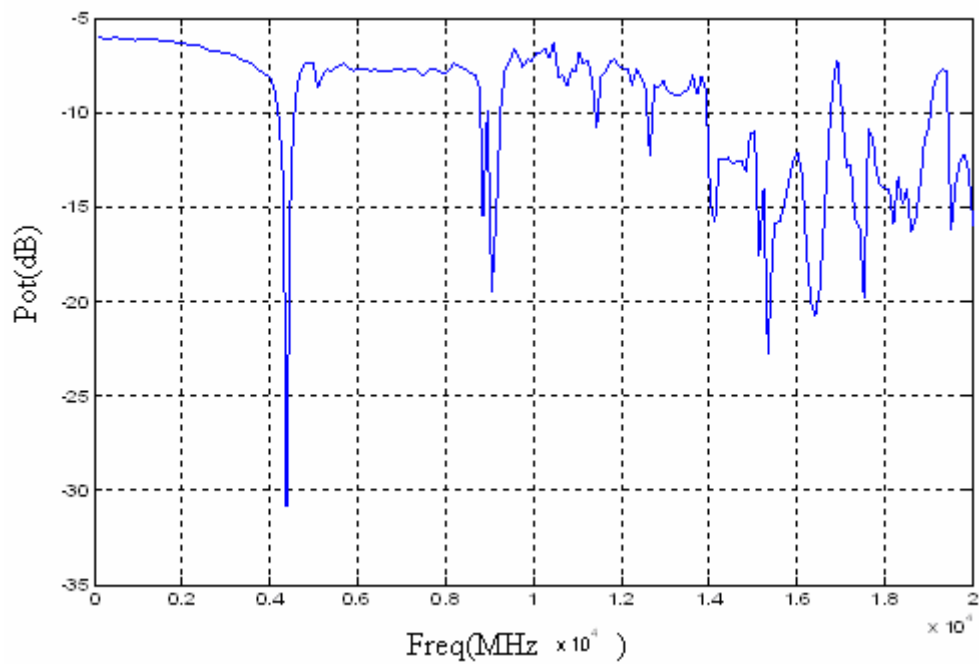


Fig. 5.17 Mòdul de S_{21}

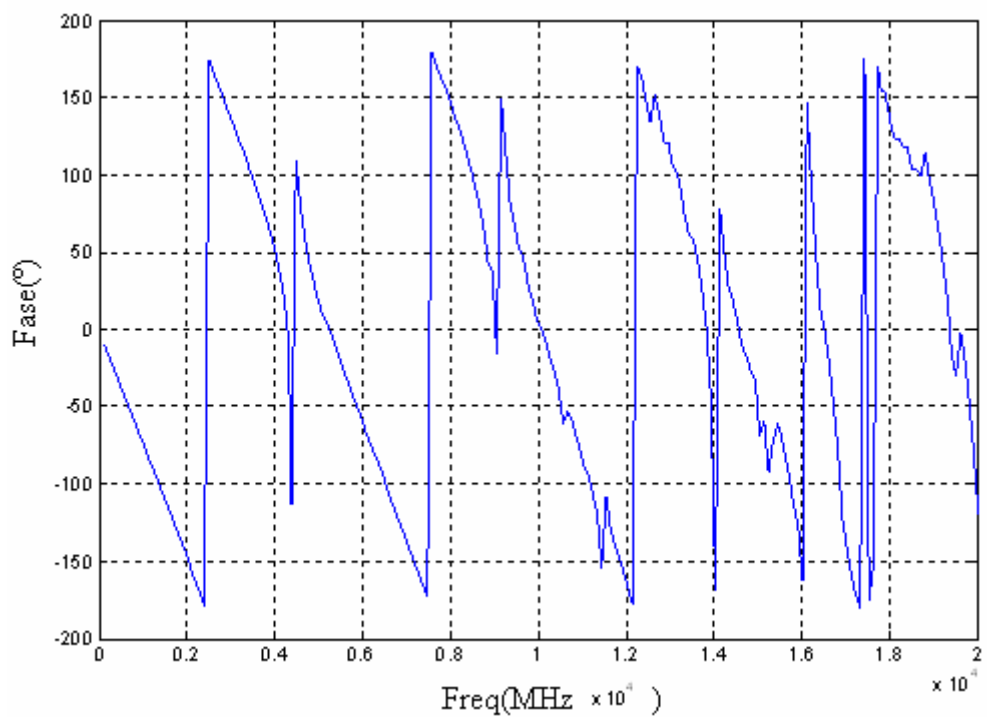


Fig. 5.18 Fase de S_{21}

Veiem que la potència que passa a les branques de sortida sofreix unes pèrdues de 6dB en les freqüències de funcionament del dispositiu, per altes freqüències, el dispositiu perd la seva característica transmissora. D'aquesta gràfica en podem extreure que el dispositiu dissipa la meitat de la potència d'entrada, mentre que l'altra meitat la reparteix entre les dues sortides. A més a més veiem que el dispositiu no transmet adequadament en les línies espectrals dels 450 i 900MHz, ni efectivament tampoc a partir del 9GHz.

Caracterització pel model 11467B de Hewlett Packard

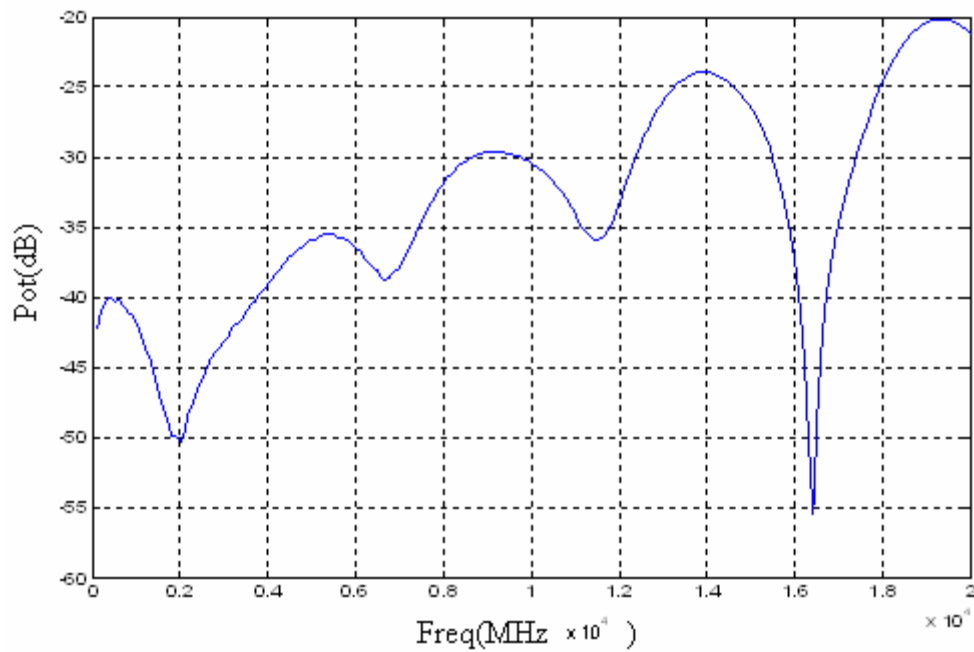


Fig. 5.19 Mòdul de S_{11}

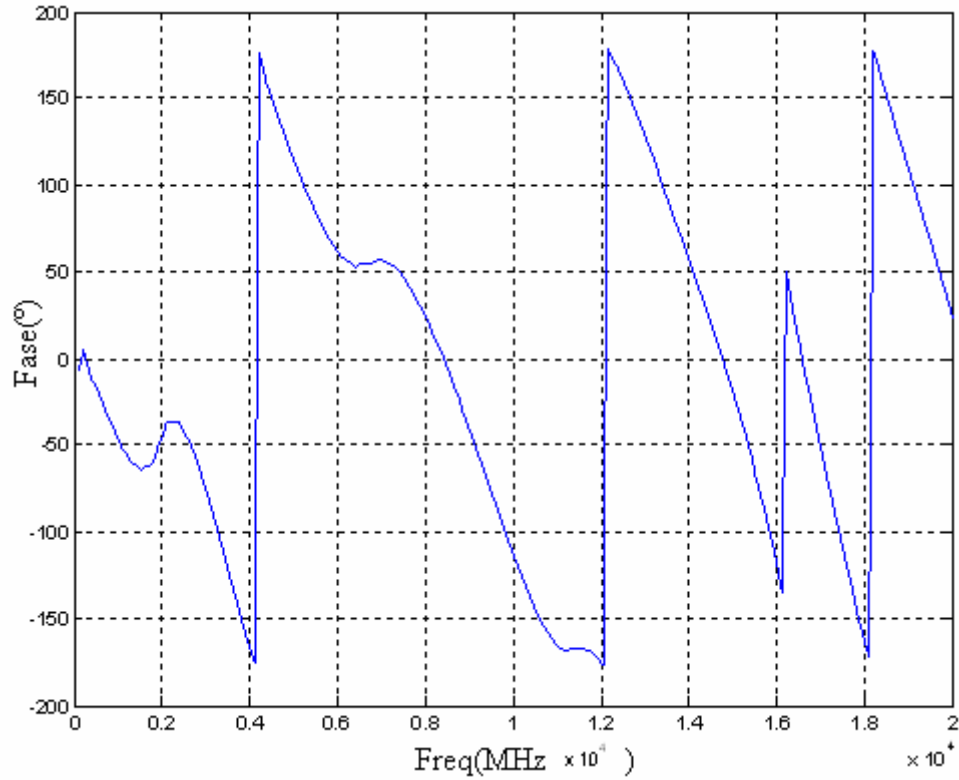


Fig. 5.20 Fase de S₁₁

Aquest altre splitter sí que manté unes condicions de reflexió a l'entrada mínimes per tot el rang freqüencial que ens permet l'analitzador d'espectres, i que és superior al que farem servir en posteriors muntatges. La reflexió es manté sempre per sobre dels 20dB de pèrdues.

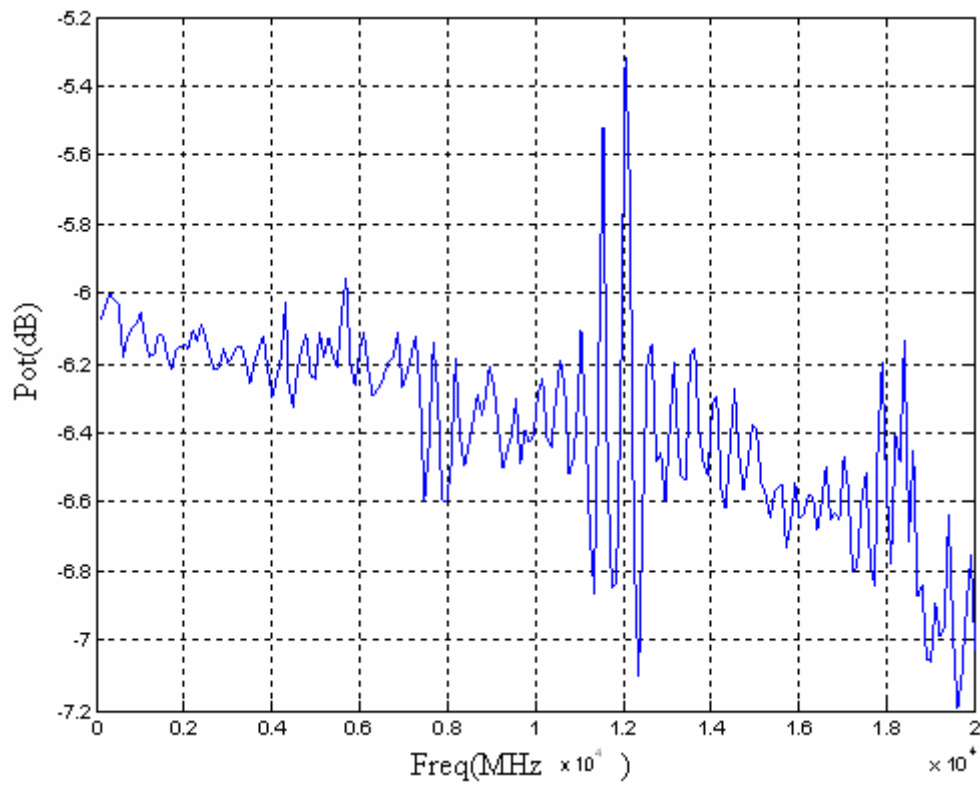


Fig. 5.21 Mòdul de S_{21}

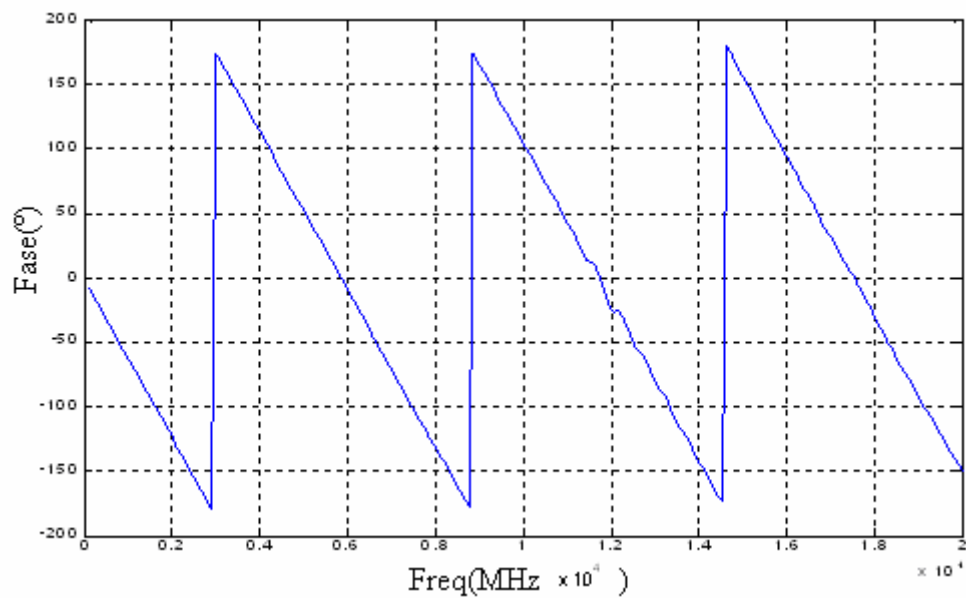


Fig. 5.22 Fase de S_{21}

Podem veure una corba de transmissió bastant ideal. Una fase totalment lineal, i

unes pèrdues de 6dB bastant precises, independentment de la freqüència emprada. A partir d'aquesta gràfica ja podem determinar que l'splitter d'HP ens serà el més adequat per implementar els nostres muntatges.

5.4 FBG (Dispositiu compensador de dispersió)

En el nostre cas el dispositiu el retard del qual caracteritzarem és un mòdul compensador de dispersió, CDC (Chromatic Dispersion Compensation Module) del fabricant Pirelli.



Fig. 5.23 Chromatic Dispersion Module Pirelli

El CDC és un dispositiu pensat per compensar fibres a grans distàncies i per realitzar la compensació amb precisió es necessita haver mesurat abans el retard de l'enllaç de fibra. El nostre dispositiu s'utilitzarà al laboratori de manera didàctica i com a eina de comprovació del funcionament del nostre mètode de mesura del retard.

Al igual que amb el modulador òptic no disposem de les especificacions d'aquest

model, per tant s'haurà de caracteritzar el seu marge de freqüència operatiu realitzant un muntatge.

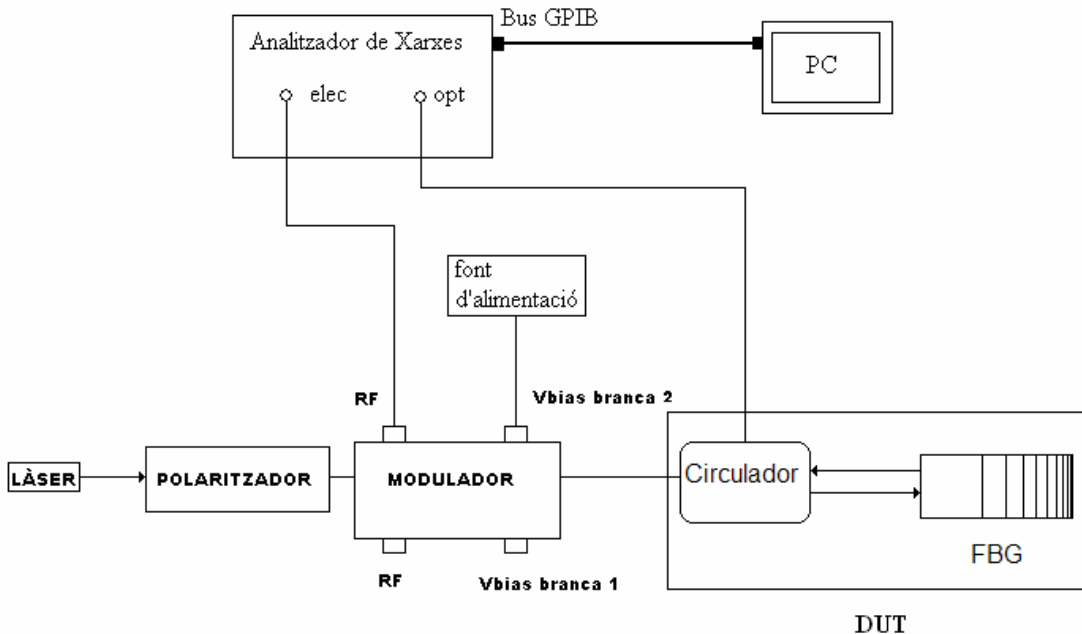


Fig. 5.24 Esquema del muntatge de caracterització del CDC

Farem arribar el senyal òptic al DUT, en el nostre cas es tracta d'un compensador de dispersió. El senyal d'RF a l'entrada del modulador és generat per l'analitzador de xarxes, que disposa de sortida elèctrica. Un cop ha passat pel CDC, el senyal arriba a l'entrada òptica de l'analitzador de xarxes, que desmodula el senyal i el transforma a senyal elèctric per poder mostrar el gràfic en pantalla.

En aquest TFC s'ha caracteritzat el CDC a través d'un modulador òptic operant en mode asimètric. Un altre tret diferencial és la utilització del propi detector òptic intern de l'analitzador de xarxes, que compara els senyals de manera més directa, ja que és ell mateix qui genera el senyal de modulació i detecta el senyal a la sortida del DUT.

L'AX (Analitzador de xarxes) disposa d'un bus GPIB que permet connectar-lo a un PC de manera que a través del PC podem visualitzar les gràfiques mostrades en l'AX. Per capturar el marge de freqüències operatiu del CDC hem utilitzat un programa implementat en Matlab, descrit com banda_pas. En l'annex s'adjunta informació i descripció dels programes utilitzats.

Els resultats ens mostren que el dispositiu opera en la banda de 1557.1, fins a

1561.4nm, és a dir, en tercera finestra.

6 Mètode de modulació i desplaçament de fase (modulation phase shift method, MPSM)

6.1 Estudi teòric

El mètode consisteix en mesurar el retard que pateix un senyal de RF, des de que és introduït en un modulador òptic per modular una portadora òptica, fins que és detectat després que el senyal òptic modulat ha passat a través del dispositiu a mesurar o DUT. S'obté així el retard de la envoltant que és per definició el retard de grup a la freqüència portadora.

Els dispositius que intervenen en el muntatge i les seus ajusts venen explicats a continuació:

Làser Sintonitzable(HP8168A): El làser escombrarà l'espectre, entre 1557 i 1561nm, que és la banda de pas de l'FBG, tal i com hem vist en la seva caracterització.

Polaritzador: Com ja hem comprovat amb anterioritat, és necessari per un correcte funcionament del modulador òptic. Buscarem la posició en la que s'obtingui un màxim de potència a la sortida del modulador.

Modulador AT&T: L'utilitzarem en configuració d'una sola branca. Encara que el més usual és que la configuració sigui push-pull hem pogut demostrar que s'obtenen els mateixos resultats fent servir configuració asimètrica. La Vbias necessari pel seu punt de quadratura és de 6.5 Volts en la rama 1 y 5.5 Volts en la rama 2. El senyal modulador que li injectarem serà obtingut de l'analitzador de xarxes.

Analitzador de xarxes (HP 8703A): Per mesurar la diferència de fases entre la sortida i l'entrada utilitzarem l'aparell en configuració E/O, sortida elèctrica i entrada òptica.

El muntatge per fer les mesures és el següent:

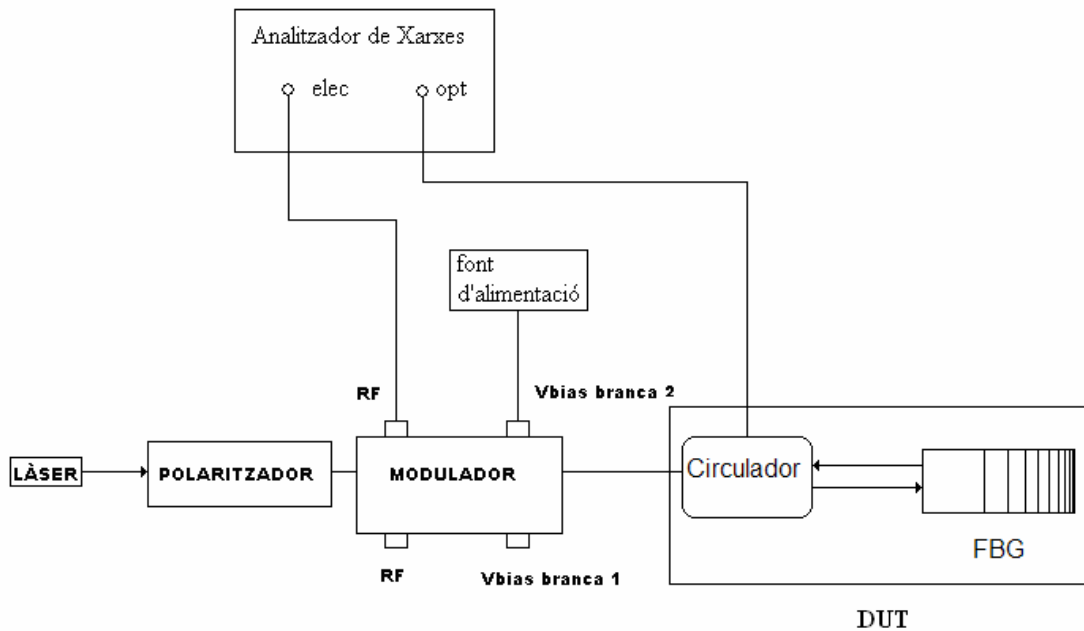


Fig. 6.1 Esquema del muntatge experimental per implementar l'MPSM en mode asimètric

6.2 Mesures Manuais

Primer, i per comprovar que tot funciona correctament, s'han configurat els equips de forma manual i s'han pres les dades realitzant la lectura de la pantalla de l'analitzador de xarxes. S'han pres les mesures per les dues branques del modulador.

Els paràmetres que s'han pres són $f_m=200\text{MHz}$, P_{out} del làser = -3dBm , $V_{\text{bias}}=5.5\text{Volts}$ per la branca 1, $V_{\text{bias}}=6.5\text{Volts}$ per la branca 2, λ de 1557 a 1561.5nm .

Sense posar el FBG i després d'haver calibrat l'analitzador, la diferència de fases obtinguda per tota la banda òptica és de 90° en la rama 1 i de 85° en la rama 2.

Després de connectar el FBG obtenim la següent taula:

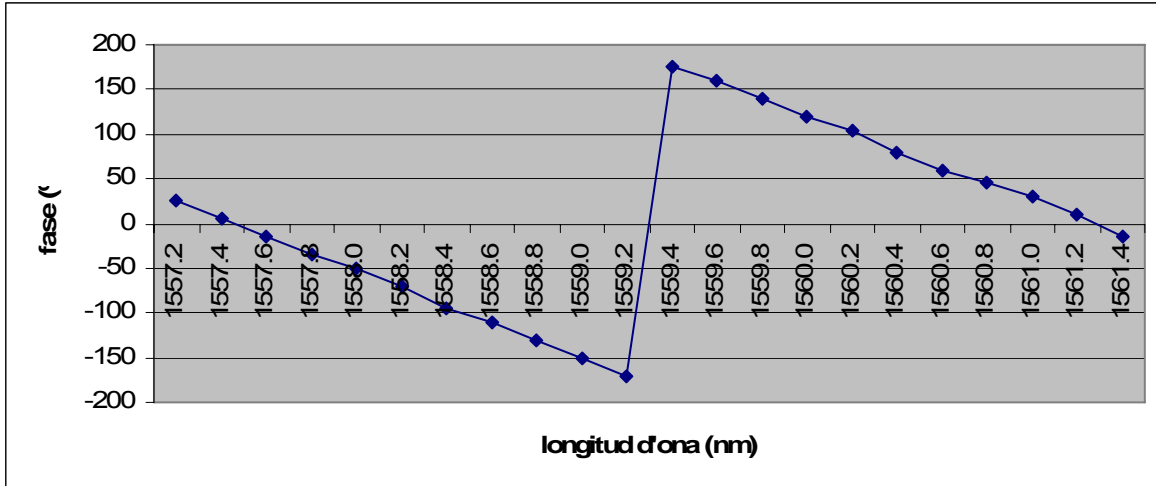


Fig. 6.2 Mesures manuals en la branca 1

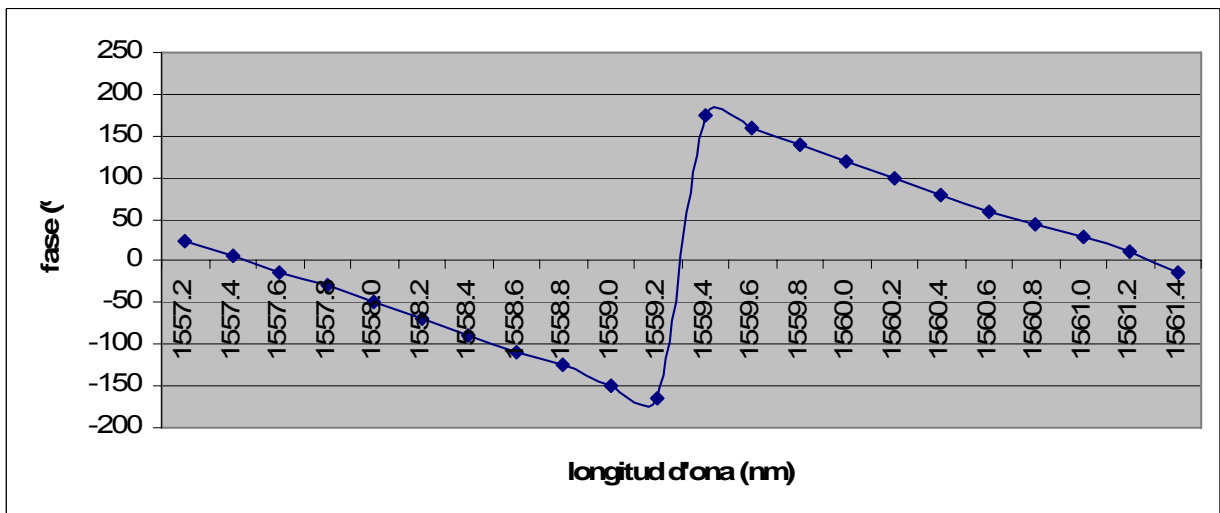


Fig. 6.3 Mesures manuals en la branca 2

Podem comprovar com la fase es comporta correctament dintre del marge operatiu del grating a pesar de què les mesures s'han fet en aproximació sobre la fase que mostrava la pantalla de l'AX.

6.3 Mesures Automatitzades

A continuació s'ha repetit l'experiment fent ús del bus GPIB que permet connectar l'AX amb un PC, i que ens permet configurar els aparells i prendre les mesures de manera automàtica, introduint únicament les dades que es donen a continuació. El programa de control corre sobre Matlab 6.5 i s'anomena MPSM.m. A l'annex se'n pot consultar el codi.

Per a cada longitud d'ona fixada pel làser es prenen tres mesures de la fase que són promitjades entre elles. S'ha utilitzat únicament la branca 1 del modulador òptic. Les dades de gestió $f_m=200\text{Mhz}$, Pout del làser = -1dBm, Vbias=6.5Volts (s'ha utilitzat la primera branca), λ de 1557 a 1561.5nm. El programa permet escollir els salts de longitud d'ona en els quals fa les mesures. S'han pres diverses configuracions de salt per veure com afecta a la resolució de la mesura. Inicialment s'han pres salts de 200pm i després s'han anat reduint per augmentar la resolució. A l'annex es mostra la relació de totes les gràfiques que s'han obtingut.

El programa fa el pas de les mesures de fase a la representació de retard de grup mitjançant la relació ja mencionada en teoria, és la següent:

$$\tau_g = \frac{\Delta\phi}{360 \cdot f_m} \quad (6.1)$$

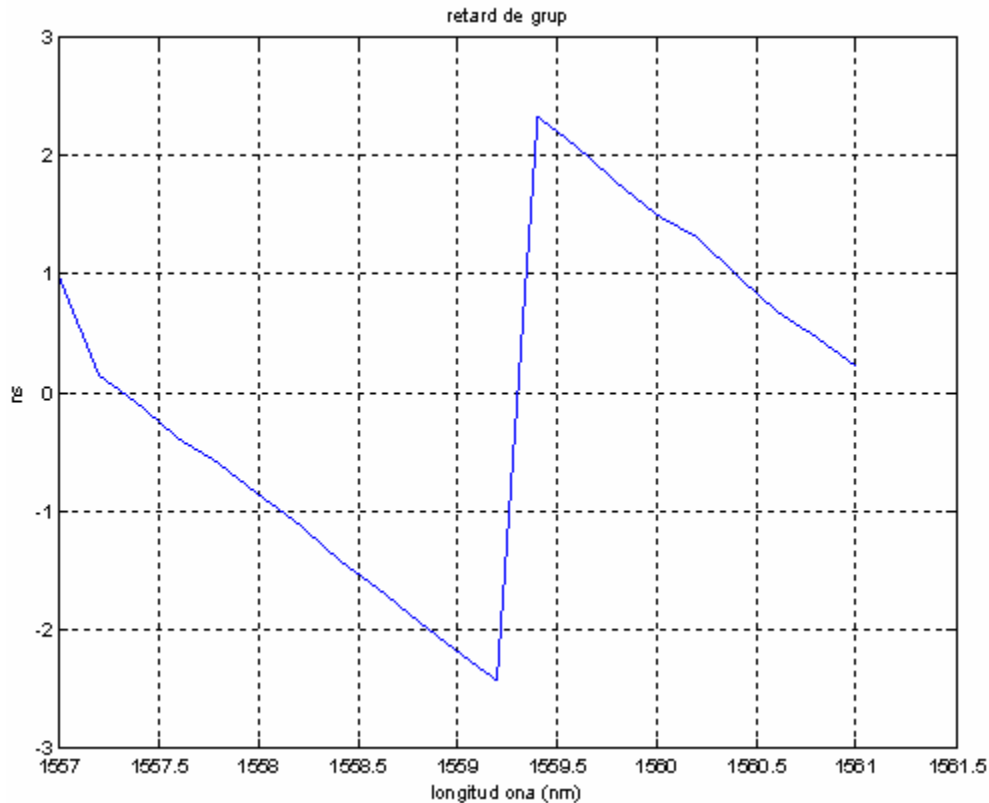


Fig. 6.4 Pas de 200pm a 200MHz

En totes les gràfiques independentment del pas i de la freqüència utilitzada es pot comprovar com la banda de pas establerta pel CDC és la correcta ja que fora de les longituds d'ona marcades es veu clarament com el comportament del retard és completament aleatori.

Per a un mateix salt de mesura de 200pm podem comparar el comportament davant de freqüències de modulació diferents introduïdes per l'analitzador de xarxes (marge de 130MHz fins a 20GHz). A major freqüència el retard efectua més variació dins d'un mateix marge freqüencial com és la banda de pas del grating i això implica una resolució menor en longitud d'ona.

A 200pm de pas de mesura no es pot apreciar l'arissat provocat per les irregularitats pròpies del grating, ni en el cas d'utilitzar una freqüència propera a la mínima que podem generar, 130MHz.

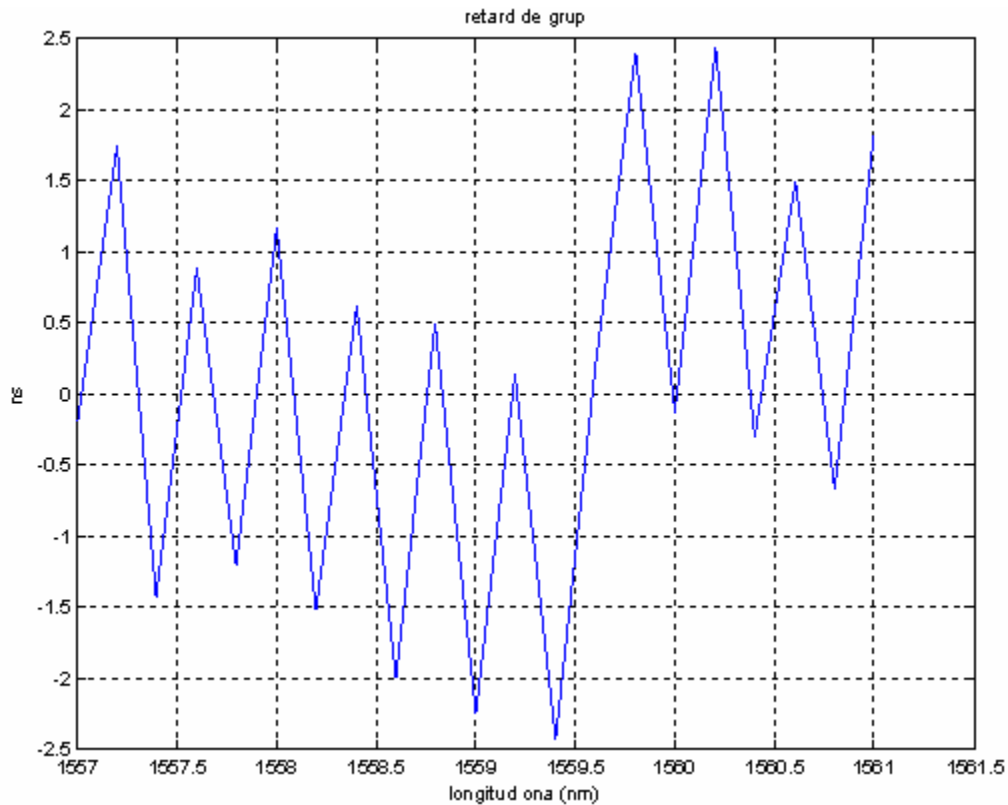


Fig. 6.5 Pas de 200pm a 2GHz

Un cop sobrepassats els 2GHz de freqüència moduladora es pot apreciar com cada cicle de fase de retard comença a oscil·lar i perdem resolució en longitud d'ona.

A partir de 5GHz es pot apreciar com els períodes de retard perden la continuïtat en la mesura de fase i el retard que es mostra en el gràfic no tindria una qualitat suficient com per aprofitar-lo com a mesura per caracteritzar un dispositiu de compensació.

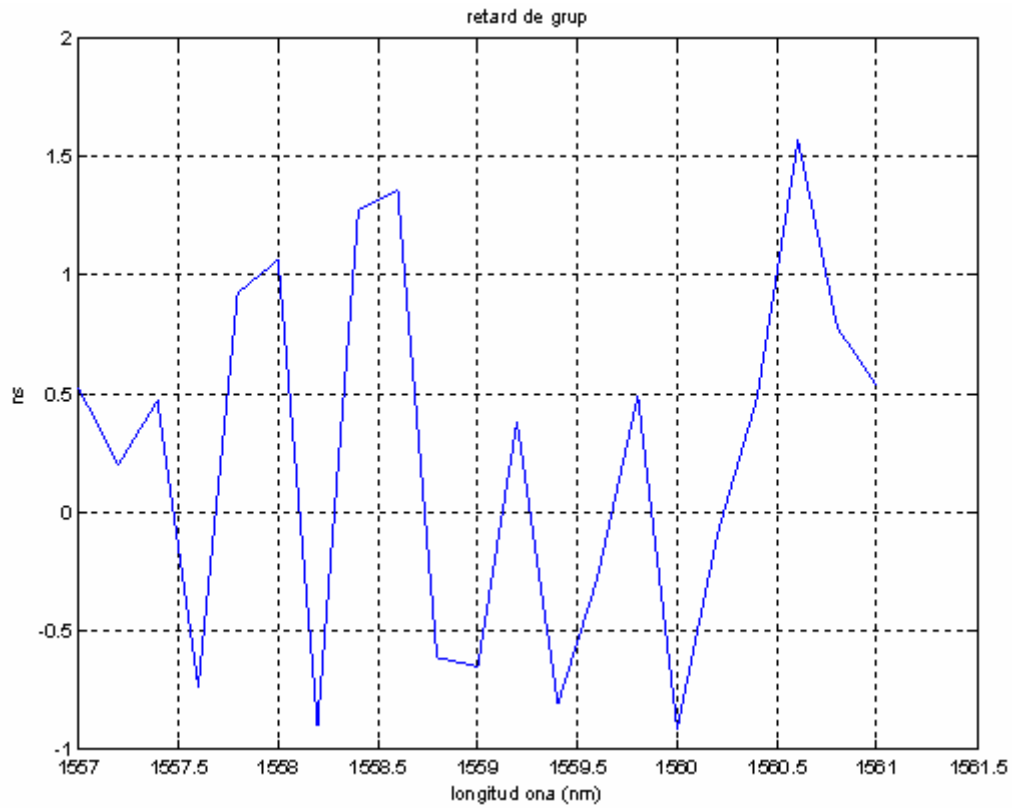


Fig. 6.6 Pas de 200pm a 20GHz

A 10 i 20GHz la mesura resulta inútil e irreconeixible per qualssevol tipus de caracterització.

Ara intentarem refinar la mesura definint un pas o salt de longitud d'ona més petit, 50pm.

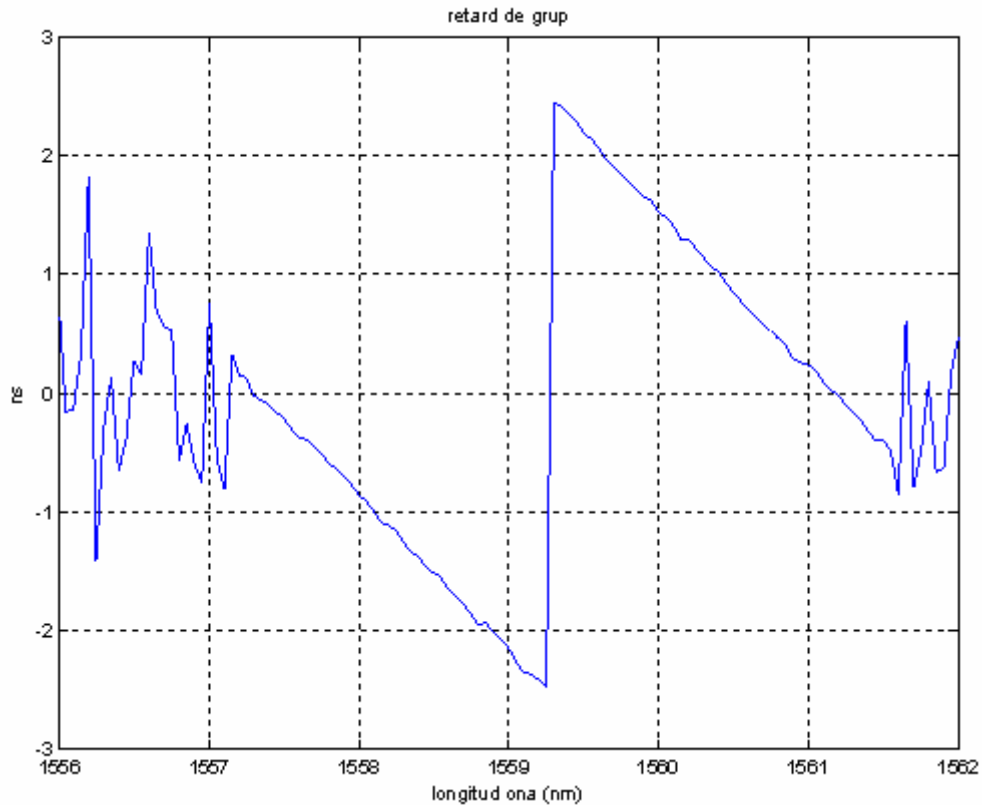


Fig. 6.7 Pas de 50pm a 200MHz

Amb aquest nou valor de pas ja podem apreciar els marges operatius del grating que abans no ens apareixien marcats amb tanta regularitat degut a la falta de resolució en l'eix de la longitud d'ona. En el gràfic podem apreciar lleugerament l'arissat en el pendent del retard, causat per imperfeccions en la fabricació del CDC.

Al augmentar la freqüència de modulació, igual que abans, perdem resolució en l'eix longitudinal. D'aquí es pot extreure que el mètode de mesura és eficaç fins a certa freqüència de modulació. És evident que a freqüències baixes, sobre els 100MHz el mètode de mesura és molt més eficaç. La freqüència de modulació i el pas de mesura són els factors que més influeixen en la precisió de la mesura, però si escollim una freqüència de modulació molt baixa, la mesura de la fase es veu afectada per les limitacions de l'analitzador que pot detectar variacions de fins a $0,1^\circ$.

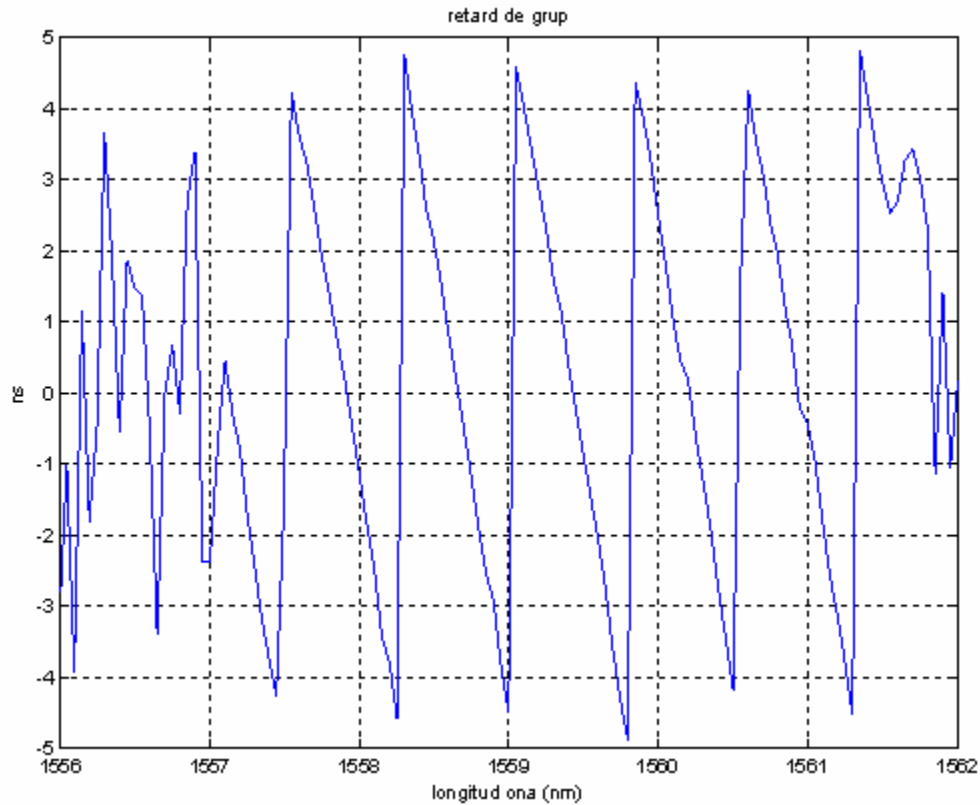


Fig. 6.8 Pas de 50pm a 1GHz

A continuació s'ha establert un pas al límit de la mesura, de salts de 10pm en el làser sintonitzable, a partir dels quals el làser comença a tenir irregularitats. També s'ha agafat un marge en longitud d'ona més limitat ja que la càrrega computacional és més gran, i a aquests valors l'equip del laboratori es limita a nivell de capacitat de processament.

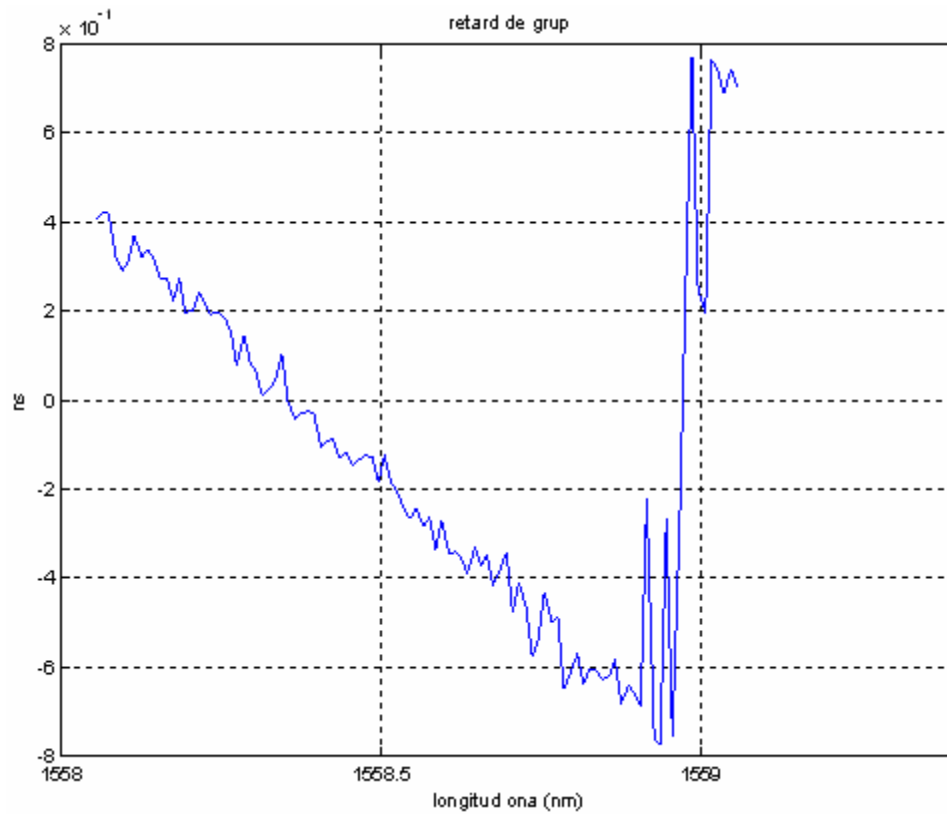


Fig. 6.9 Pas de 10pm a 612MHz

En el gràfic es poden apreciar variacions en el retard de grup d'ordre inferior al nanosegon. S'ha de tenir en compte que al estar en el límit operatiu del làser, un 10% del retard podria estar distorsionat, però sembla que la mesura és bastant més precisa que amb paràmetres anteriors. Per contra el marge longitudinal que abarquem és bastant limitat.

Finalment s'ha implementat un últim muntatge incloent una fibra de 2,8Km de distància per veure el comportament del senyal al travessar una distància relativament gran.

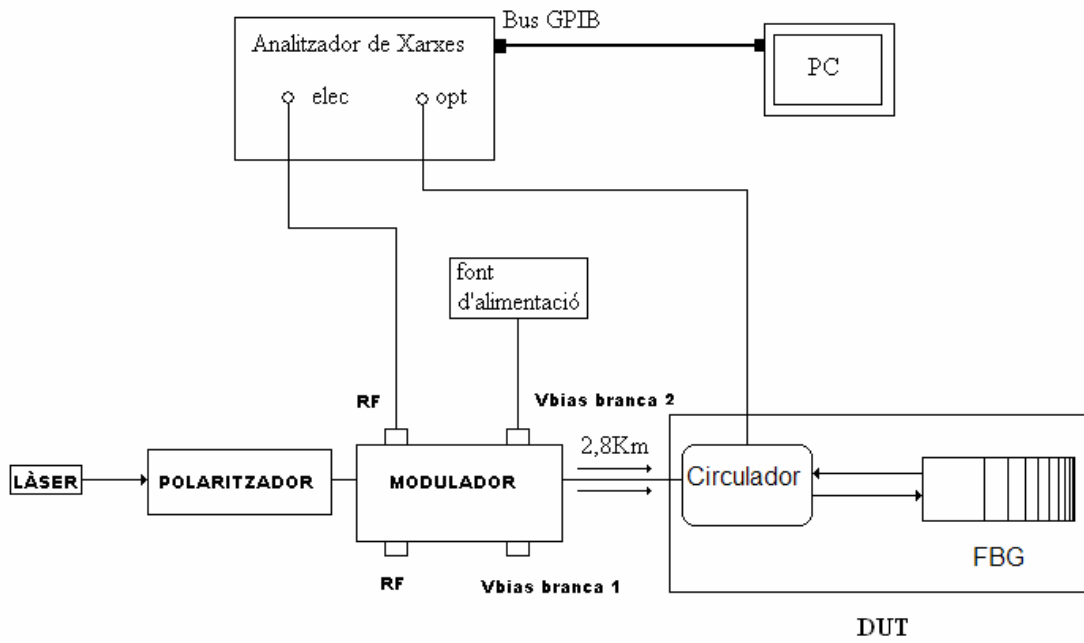


Fig. 6.10 Esquema del muntatge amb fibra de 2,8km

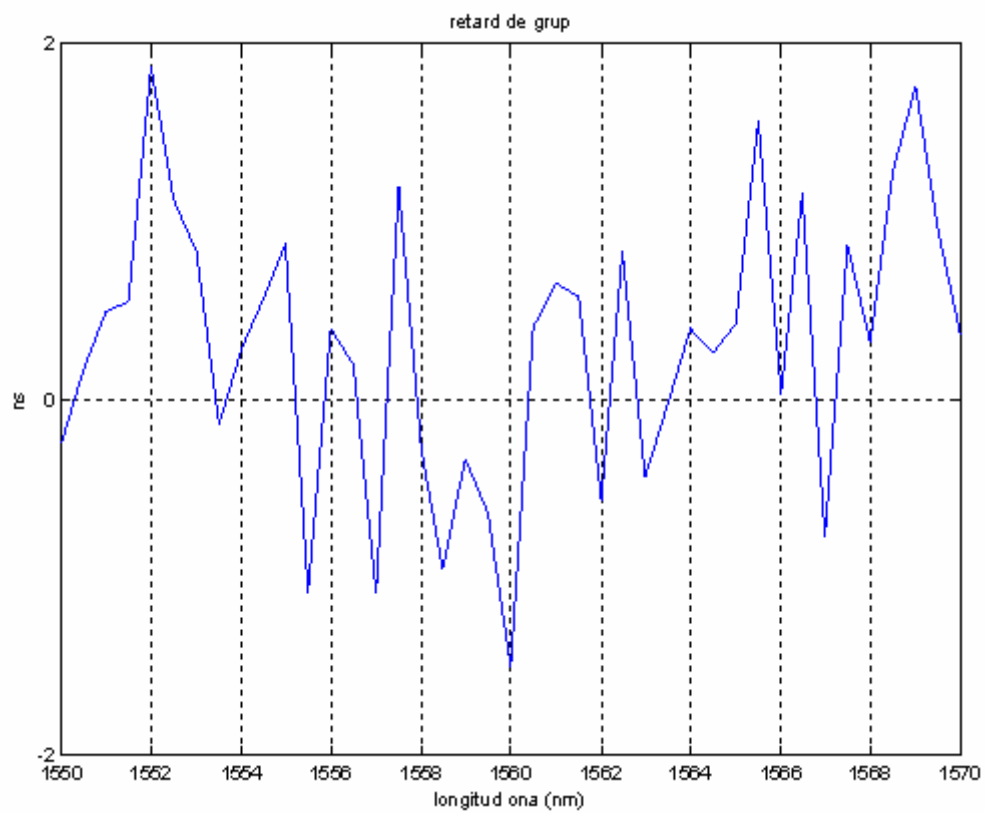


Fig. 6.11 Fibra a 200MHz amb pas de 200pm

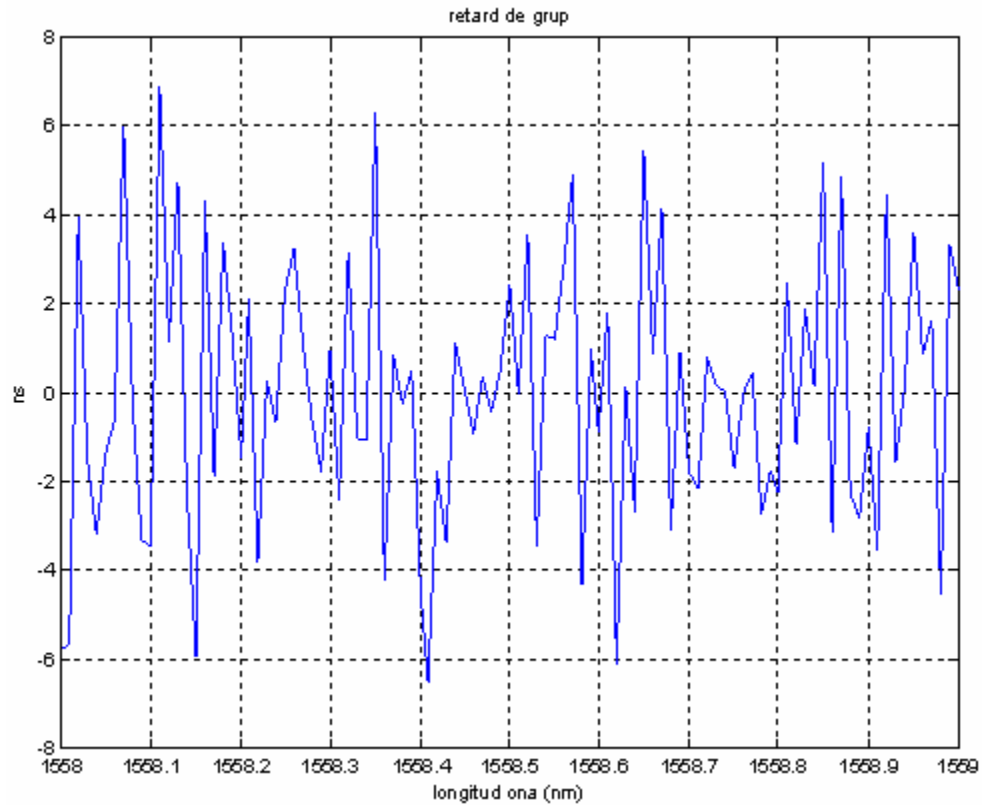


Fig. 6.12 Fibra a 612MHz amb pas de 50pm

Si comparem les dues gràfiques preses amb la inclusió de la fibra podem veure que a pesar de la dispersió introduïda per la fibra la qualitat de la mesura segueix afectada pels mateixos paràmetres de freqüència moduladora i pas de mesura longitudinal.

7 Conclusions

En aquest treball s'ha realitzat un estudi sobre les comunicacions òptiques i els mètodes que poden permetre millorar-les en un futur pròxim.

S'ha comprovat que existeix un compromís entre la dificultat del muntatge, el cost econòmic dels components i la precisió del resultats obtinguts.

S'ha fet una caracterització exhaustiva de tots els dispositius utilitzats per implementar el mètode de mesura de retard de grup MPSM, en alguns casos sense disposar d'una informació de partida sobre el funcionament d'aquests dispositius. Aquestes caracteritzacions han contribuït notablement a les tasques de desenvolupament del laboratori de comunicacions òptiques de la UPC.

Finalment s'ha implementat al laboratori el mètode estàndard de mesura MPSM amb el modulador en mode asimètric i s'ha verificat que la resolució de mesura en el retard de grup depèn diversos factors. La freqüència de modulació que introduïm al modulador, la precisió en la sintonització del làser emprat, la resolució de mesura de fase que presenta l'analitzador de xarxes, són alguns dels factors limitants.

El fet d'utilitzar el modulador en mode asimètric ha representat una novetat en la implementació de l'MPSM, i en aquest TFC s'ha demostrat que ofereix unes prestacions semblants al mateix mètode operant en mode push-pull, amb la simplificació d'utilitzar només una branca.

Aquest TFC servirà de guia per l'estudi de nous mètodes que es basaran en el treball realitzat.

8 Bibliografia

[1] M. C. Santos, “*Medidas de retardo en redes de difracción de Bragg en fibra*”, Barcelona, 2002.

[2] S. Ryu, Y. Horiuchi, K. Mochizuki, “Novel chromatic dispersion measurement method over continuous gigahertz tuning range”, *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 7, Núm. 8, 1989.

[3] Aaron T. Deragon, Kevin R. Lefebvre, “An analysis and comparison of OTDR photon counting and differential phase shift techniques for field chromatic dispersion measurements”.

[4] J. Barà Temes, “Dispersión y velocidad de grupo”, Castelldefels, julio 2002.

[5] R. M. Fortenberry, “Enhanced Wavelength Resolution Chromatic Dispersion Measurements using Fixed Sideband Technique”, *Technical Digest OFC’98*, 1998.

[6] Recursos web:

<http://www.radioptica.com/Fibra/tecnicas.asp>

http://www.conelectronica.com/index.php?option=com_content&task=view&id=380&Itemid=30

<http://revista.robotiker.com/articulos/articulo9/pagina3.jsp>

<http://delibes.tel.uva.es/tutorial/Tco.html>

http://www.portalgsm.com/documentacion_extendida/77_0_17_0_C/ historia de la fibra

<http://pesquera.tel.uva.es/investigacion.html>

[7] M. Soler Rocasalbas, “Estudi teòric i experimental sobre la caracterització d’un grating compensador de dispersió”, PFC, UPC, Barcelona, 2002.

9 Annex

A continuació s'adjunten els programes implementats en Matlab:

MPSM.m

```
function []=MPSM()
%MPSM: Aquesta funcio mesura el retard de grup introduit per un dispositiu optic
en un sistema.
% S'utilitza el HP8703A Lightwave component analyzer
% i el HP8168A Tunable lase source.
% Agafa tres mesures de la fase del senyal detectat, i les guarda en tres
% fitxers .dat diferents. Despres es promitgen les tres mesures i es
% calcula el retard de grup.

tic;
%Primer es crea el fitxer on es guardaran les dades i l'objecte gpib
%per tal de comunicar-nos amb l'analitzador de xarxes
[fitxer,path]=uiputfile('* .dat','Guardar');
fitxer=sprintf('%s%s',path,fitxer);
fi=fopen(fitxer,'wt');
g=gpib('ni',0,16);

%ara es demana per pantalla la longitud d'ona inicial,la final, el passos i la freq
moduladora
WSTART=input('\nLongitud inicial, en nm\n','s');
wstart=str2num(WSTART);
wstart=wstart*1e-9;

WSTOP=input('\nLongitud final, en nm\n','s');
wstop=str2num(WSTOP);
wstop=wstop*1e-9;

WSTEP=input('\nPassos, en nm\n','s');
wstep=str2num(WSTEP);
wstep=wstep*1e-9;

FM=input('\nFrecuencia moduladora, en MHz\nminim: 130 MHz, maxim 20
GHz\n','s');
fm=str2num(FM);
fm=fm*1e6;

fopen(g)    %s'obre l'objecte gpib

%ara es configura l'analitzador de xarxes
fprintf(g,'CWFREQ %g',fm) %frecuencia moduladora que proporcionara
```

```
fprintf(g,'poin;11')    %nombre de punts per pantalla
fprintf(g,'MARK1')    %es crea un marker
```

```
%ara se situara el marquer al centre de la pantalla
fprintf(g,'STAR?')
TSTAR=fscanf(g,'%g');
```

```
fprintf(g,'STOP?')
TSTOP=fscanf(g,'%g');
```

```
centre=(TSTOP-TSTAR)/2;
fprintf(g,'mark1;%g',centre)
```

```
fclose(g)    %es tanca l'objecte gpib
delete(g)
clear g
```

```
%aquest bucle fa un escombrat en longitud d'ona, cridant la funcio
HP8168A_set_wl(i).
%Per a cada longitud d'ona es fan tres mesures de la fase que mesura el marker,
amb la
%funcio HP8703A_marker('fase').Aquesta funcio retorna tres valors, el de la fase,
uns
%zeros, i el temps d'escombrat. Les tres mesures es guarden en la mateixa linea
del fitxer
%de dades. Així, el resultat son nou columnes de dades, de les quals ens
interessen la
%primera, la quarta i la septima.
for i=wstart:wstep:wstop
```

```
    HP8168A_set_wl(i)
```

```
    pause(0.4)
```

```
    fase=HP8703A_marker('fase');
    fprintf(fi,'\n%s',fase);
```

```
    pause(0.02)
```

```
    fase=HP8703A_marker('fase');
    fprintf(fi,',%s',fase);
```

```
    pause(0.02)
```

```
    fase=HP8703A_marker('fase');
    fprintf(fi,',%s',fase);
```

```

end

st=fopen(fi); %es tanca el fitxer de dades abans d'accedir a les dades

%ara es guarden la primera, quarta i septima columnnes als vectors ffase1, ffase2
i ffase3.
[ffase1,ffase2,ffase3]=textread(fitxer,'%n%*n%*n%n%*n%*n%n%*[^\\n]','delimiter','
');

%es fa la mitja de les tres mesures
ffase=(ffase1+ffase2+ffase3)/3;

%es crea un vector amb les longituds d'ona que corresponen a cada mesura
wl=[wstart:wstep:wstop];
wl=wl*1e9;

%es calcula el retard de grup a partir de la mesura promitjada de la fase
retard_grup=-((ffase*1e-9)/(360*fm)); %fm esta en Hz i el retard de grup en ns

%a partir d'aqui es representen les dades en dues grafiques
close all

figure
plot(wl,ffase)
title('fase')
grid
zoom on
ylabel('graus')
xlabel('longitud ona (nm)')

figure
plot(wl,retard_grup)
title('retard de grup')
grid
zoom on
ylabel('ns')
xlabel('longitud ona (nm)')

%ara es reescriura el fitxer de dades per a deixar-les de manera que es pugui obrir
el
%fitxer amb Excel i modificar les dades:
fi=fopen(fitxer,'wt') %es torna a obrir el fitxer de dades.En aquest moment
%es perd tot el que hi havia escrit abans
fprintf(fi,'Longitud inicial(nm):\t%g',wstart*1e9); %linies de capçalera amb
informacio sobre
fprintf(fi,'\nLongitud final(nm):\t%g',wstop*1e9); %les condicions de mesura de
la traça

```

```
fprintf(fi, '\nPassos(nm):\t%g', wstep*1e9);
fprintf(fi, '\nFreq moduladora(MHz):\t%g', fm/1e6);
```

%es creen tres columnes de dades, una per a la longitud d'ona, una per a la fase i una per al retard de grup

```
fprintf(fi, '\n\nLongitud ona:');
fprintf(fi, '\tFase:');
fprintf(fi, '\tRetard de grup(ns):');
```

%aquest bucle va guardant a cada fila el valor de la longitud d'ona, de la fase i del retard de grup

```
tamany=size(wl);
for i=1:tamany
    fprintf(fi, '\n%g', wl(i));
    fprintf(fi, '\t%g', ffase(i));
    fprintf(fi, '\t%g', retard_grup(i)*1e9);
end
st=fclose(fi);
```

```
%disp(['Fitxer de dades guardat correctament a: ', fitxer])
h=msgbox(fitxer, 'Fitxer guardat a:');
temps=toc
```

Banda_pas.m

```
_pasfunction[]=banda_pas2()
%banda_pas: Aquesta funcio mesura la banda de pas d'un dispositiu optic.
% S'utilitza el HP8703A Lightwave component analyzer
% i el HP8168A Tunable lase source.
% Agafa tres mesures del modul del senyal detectat per a cada longitud d'ona,
% i les guarda en un fitxer .dat. Despres es promitgen les tres
% mesures i es calcula el modul de la banda de pas
```

```
tic;
```

```
%Primer es crea el fitxer on es guardaran les dades i l'objecte gpib
```

```
%per tal de comunicar-nos amb l'analitzador de xarxes
```

```
[fitxer,path]=uiputfile('* .dat', 'Guardar');
```

```
fitxer=sprintf('%s%s', path, fitxer);
```

```
fi=fopen(fitxer, 'wt');
```

```
g=gpib('ni', 0, 16);
```

%ara es demana per pantalla la longitud d'ona inicial, la final, el passos i la freq moduladora

```
WSTART=input('\nLongitud inicial, en nm\n', 's');
```



```
wstart=str2num(WSTART);
wstart=wstart*1e-9;
```

```
WSTOP=input('\nLongitud final, en nm\n','s');
wstop=str2num(WSTOP);
wstop=wstop*1e-9;
```

```
WSTEP=input('\nPassos, en nm\n','s');
wstep=str2num(WSTEP);
wstep=wstep*1e-9;
```

```
FM=input('\nFrecuencia moduladora, en MHz\nminim: 130 MHz, maxim 20
GHz\n','s');
fm=str2num(FM);
fm=fm*1e6;
```

```
fopen(g)    %s'obre l'objecte gpib
```

```
%ara es configura l'analitzador de xarxes
fprintf(g,'CWFREQ %g',fm) %frecuencia moduladora que proporcionara
fprintf(g,'poin;11')    %nombre de punts per pantalla
fprintf(g,'MARK1')    %es crea un marker
```

```
%ara se situara el marker al centre de la pantalla
fprintf(g,'STAR?')
TSTAR=fscanf(g,'%g');
```

```
fprintf(g,'STOP?')
TSTOP=fscanf(g,'%g');
```

```
centre=(TSTOP-TSTAR)/2;
fprintf(g,'mark1;%g',centre)
```

```
fclose(g)    %es tanca l'objecte gpib
delete(g)
clear g
```

```
%aquest bucle fa un escombrat en longitud d'ona, cridant la funcio
HP8168A_set_wl(i).
%Per a cada longitud d'ona es fan tres mesures del modul que mesura el marker,
amb la
%funcio HP8703A_marker('modul').Aquesta funcio retorna tres valors, el del
modul, uns
%zeros, i el temps d'escombrat. Les tres mesures es guarden en la mateixa linea
del fitxer
%de dades. Així, el resultat son nou columnes de dades, de les quals ens
interessen la
```

```

%primera, la quarta i la septima.
for i=wstart:wstep:wstop

    HP8168A_set_wl(i)

    pause(0.4)

    m=HP8703A_marker('modul');
    fprintf(fi,'\n%s',m);

    pause(0.02)

    m=HP8703A_marker('modul');
    fprintf(fi,',%s',m);

    pause(0.02)

    m=HP8703A_marker('modul');
    fprintf(fi,',%s',m);

end

st=fclose(fi); %es tanca el fitxer de dades abans d'accedir a les dades

%ara es guarden la primera, quarta i septima columnnes als vectors mod1, mod2 i
mod3.
[mod1,mod2,mod3]=textread(fitxer,'%n%*n%*n%n%*n%*n%n%*[\n]','delimiter',',');

%es fa la mitja de les tres mesures
mod=(mod1+mod2+mod3)/3;

%es crea un vector amb les longituds d'ona que corresponen a cada mesura
wl=[wstart:wstep:wstop]';
wl=wl*1e9;

%a partir d'aqui es representen les dades en una grafica
close all

figure
plot(wl,mod)
title('modul de la banda de pas')
grid
zoom on
ylabel('dB')
xlabel('longitud ona (nm)')

%ara es reescriura el fitxer de dades per a deixar-les de manera que es pugui obrir

```

```

el
%fitxer amb Excel i modificar les dades:
fi=fopen(fitxer,'wt');    %es torna a obrir el fitxer de dades.En aquest moment
                        %es perd tot el que hi havia escrit abans
fprintf(fi,'Longitud inicial(nm):\t%g',wstart*1e9);    %linies de capçalera amb
informacio sobre
fprintf(fi,'\nLongitud final(nm):\t%g',wstop*1e9);    %les condicions de mesura de
la traça
fprintf(fi,'\nPassos(nm):\t%g',wstep*1e9);
fprintf(fi,'\nFreq moduladora(MHz):\t%g',fm/1e6);

%es creen dues columnes de dades, una per a la longitud d'ona i una per al modul
fprintf(fi,'\n\nLongitud ona:');
fprintf(fi,'\tModul(dB):');

%aquest bucle va guardant a cada fila el valor de la longitud d'ona i del modul
tamany=size(wl);
for i=1:tamany
    fprintf(fi,'\n%g',wl(i));
    fprintf(fi,'\t%g',mod(i));
end
st=fclose(fi);

%disp(['Fitxer de dades guardat correctament a: ',fitxer])
h=msgbox(fitxer,'Fitxer guardat a:');
temps=toc

```

Aquí es mostra la relació de gràfiques que s'han capturat però que no s'han considerat especialment rellevants per incloure en el treball:

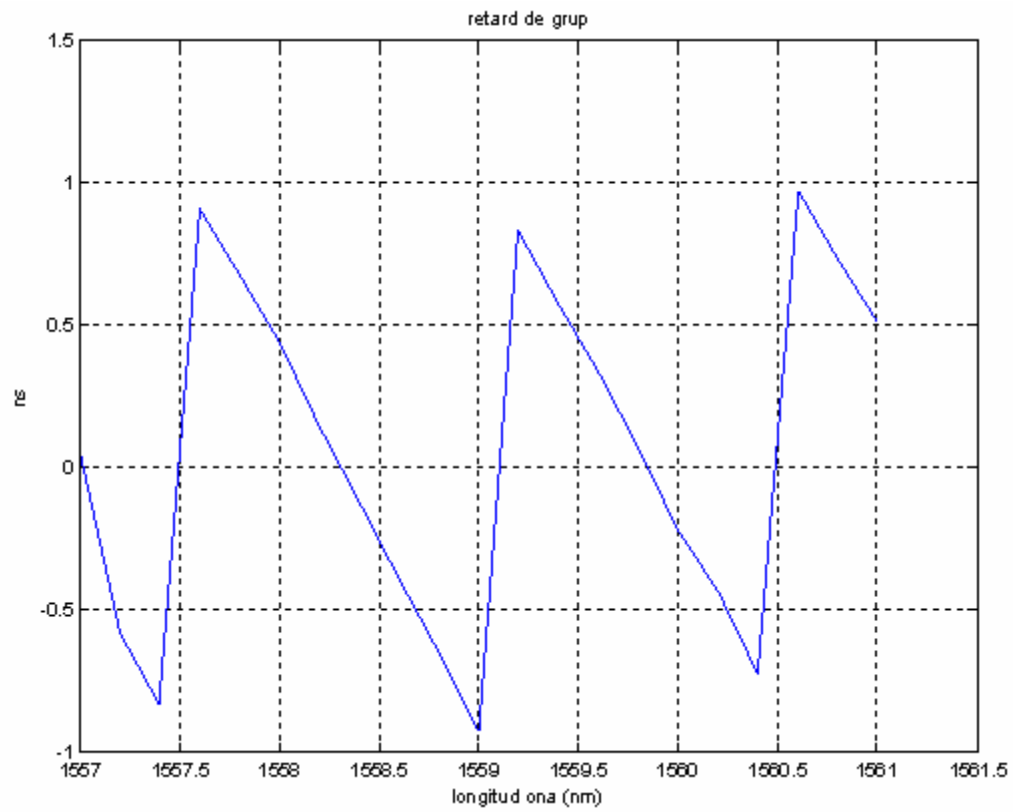


Fig. 9.1 Pas de 200pm a 500MHz

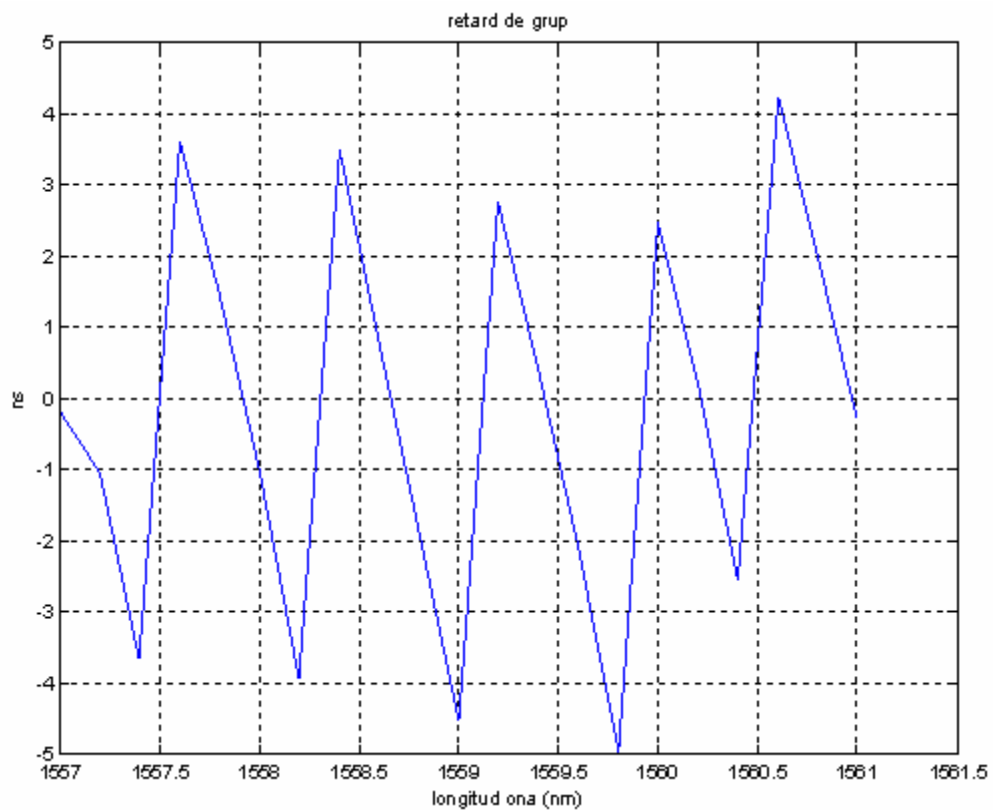


Fig. 9.2 Pas de 200pm a 1GHz

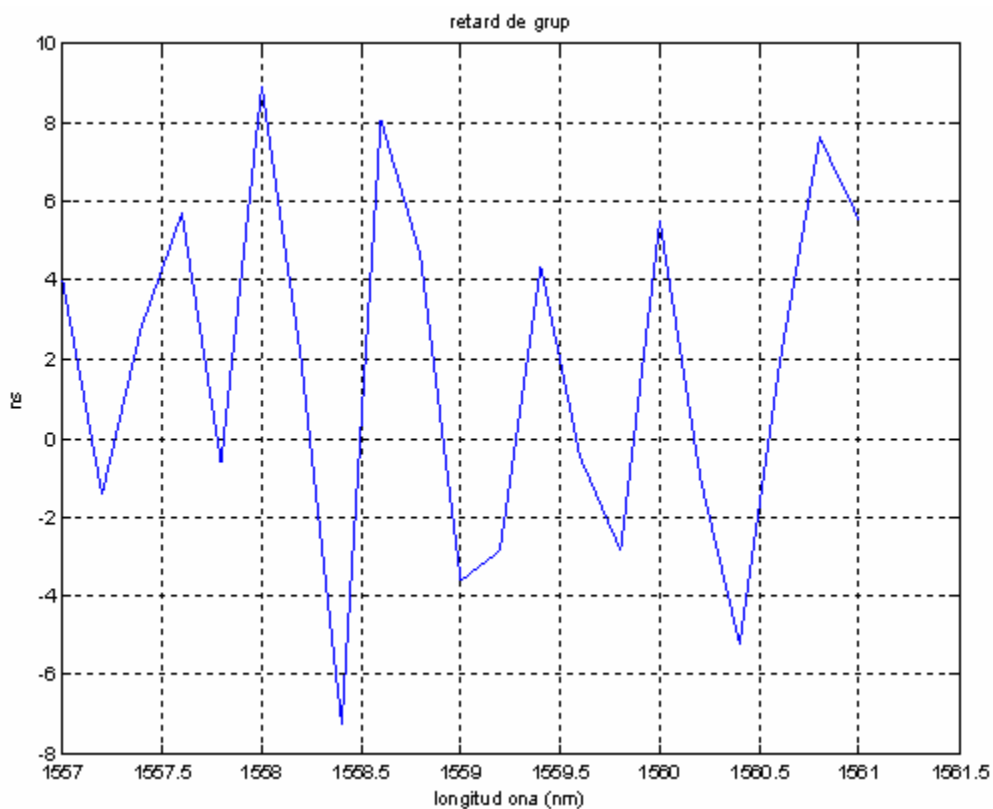
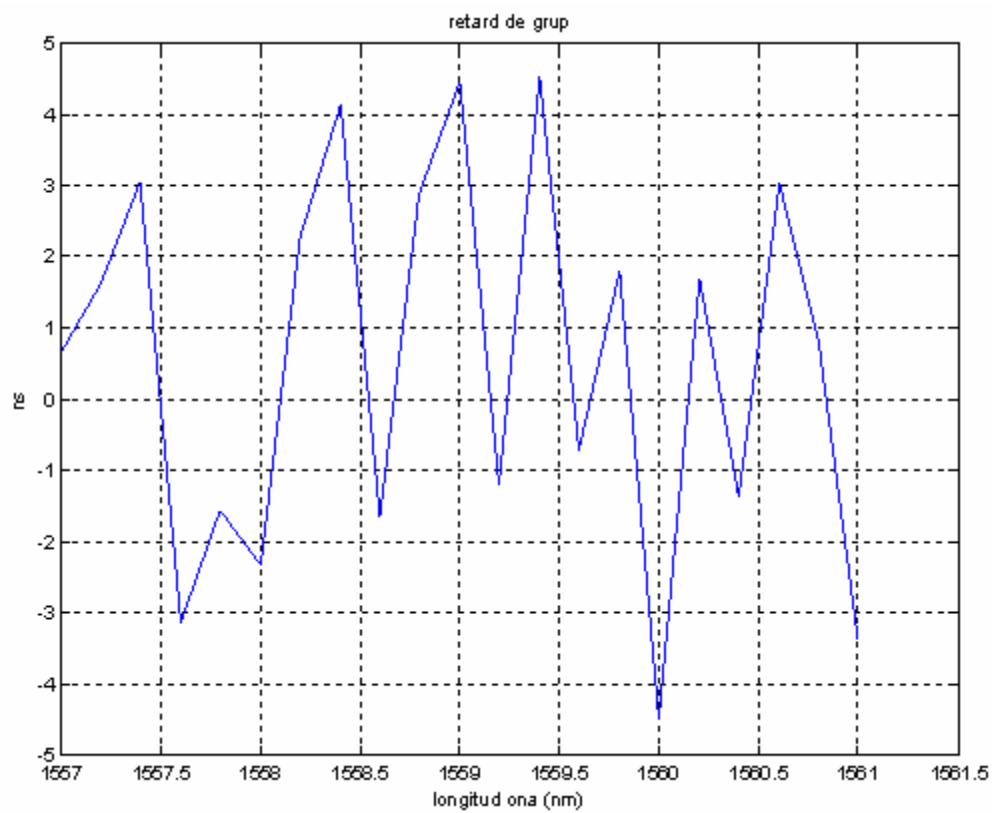


Fig. 9.3 Pas de 200pm a 5GHz**Fig. 9.4** Pas de 200pm a 10GHz

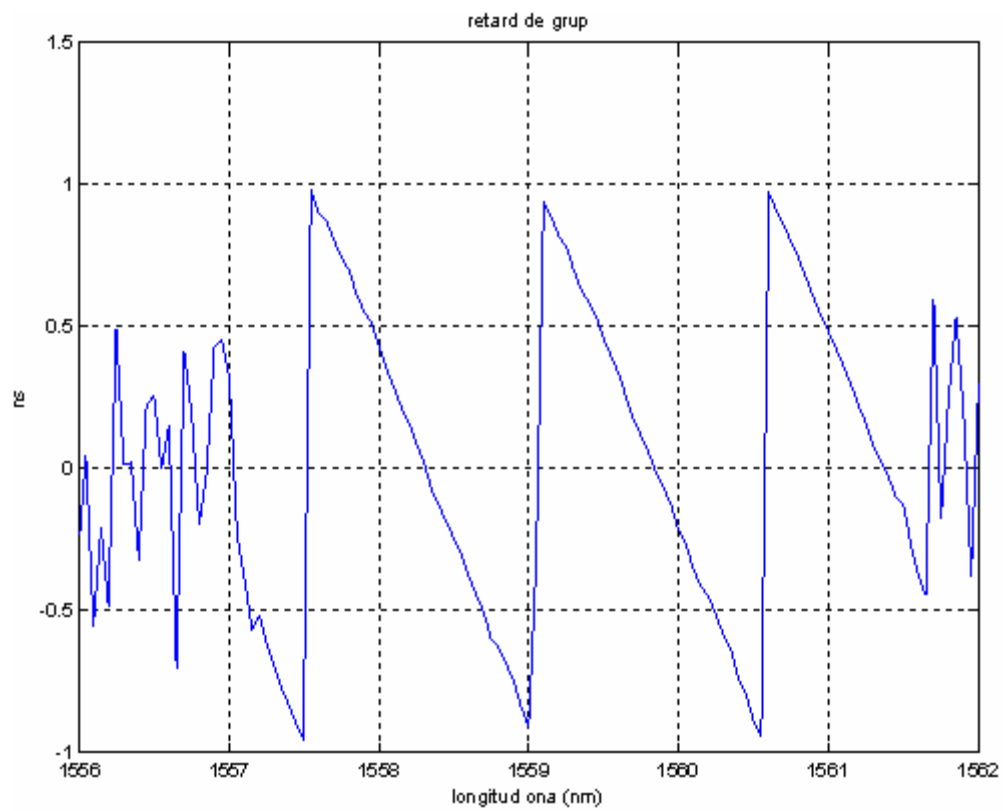


Fig. 9.5 Pas de 50pm a 500MHz