Disseny i simulació d'un controlador del punt de treball per a modulador IQ Mach-Zehnder

Jesús Farreras Cuevas
Màster Universitari en Enginyeria de Telecomunicació

Josep Maria Fabrega Sanchez
Juny 2016

Copyright © 2016 Jesús Farreras.

Permission is granted to copy, distribute and/or modify this document under the terms of the GNU Free Documentation License, Version 1.3 or any later version published by the Free Software Foundation; with no Invariant Sections, no Front-Cover Texts, and no Back-Cover Texts.
A copy of the license is included in the section entitled "GNU Free Documentation License".

FITXA DEL TREBALL FINAL

Títol del treball:	*Disseny i simulació d'un control del punt de treball per a modulador IQ Mach-Zehnder.*
Nom de l'autor:	*Jesús Farreras Cuevas*
Nom del consultor:	*Josep Maria Fabrega Sanchez*
Data de lliurament (mm/aaaa):	*06/2016*
Àrea del Treball Final:	*Comunicacions òptiques*
Titulació:	Màster Universitari en Enginyeria de Telecomunicació

Resum del Treball (màxim 250 paraules):

La demanda actual i prevista a curt termini, en quant a amples de banda necessaris per cobrir les necessitats dels nous serveis oferts, fa que la tecnologia actual de moduladors òptics s'hagi de portar prop del seu límit, i per poder aconseguir aquesta fita, d'una manera fiable, cal sistemes de supervisió i control dels paràmetres de funcionament d'aquests equips.

Es per això que el projecte queda enfocat a cobrir, aquesta necessitat de poder mantenir els moduladors òptics del tipus MZ (predominants) dins els paràmetres òptims de funcionament. Un dels principals problemes que tenen aquests moduladors, és la deriva d'aquest punt de treball a llarg termini causat per múltiples factors, alguns tenen solucions modificant la manera com han estat fabricats, però d'altres tenen que ser monitoritzats i corregits.

En aquest projecte es proposa una solució per a la monitorització basada en el seguiment de la densitat espectral de potència , i correcció per mitjà d'un algorisme de control basat en un sistema de llaç tancat tipus PI, el qual aplicant una tensió de correcció de bias, corregeix la desviació del punt de treball. El model s'ha triat per la seva simplicitat, i pel fet que és fàcilment adaptable per a modulacions mes complexes, a les dues analitzades.

Abstract (in English, 250 words or less):

Actually and in the near future, the data flow, are growing quickly increasing the demand of more bandwidth to cover the need of the new available services, the current technology of optical modulators is going toward his limits, and for that reason there is a real need to make them as reliable as possible, and is for that reason that supervision and control systems are required for those modulators.

The point of this project is to fulfil the need, to keep the optical modulators based on MZ (most used) at the optimum working point. One of the most important problems that relay in that kind of modulators is the long term bias point drift due to multiple factors. Some of them can be solved during fabrication process, selecting the correct material but others cannot be solved this way, and then they have to be monitored and corrected.

In this project is proposed a solution based on the monitoring of the power spectrum density (PSD), and make the corrections through an algorithm based on a PI closed loop (modified) that applying a voltage to the bias port, will correct the working point to the optimum value. That model was selected for his simplicity and also because, it easily can be adapted to more complex modulation formats than the ones approached in this project.

Paraules clau (entre 4 i 8):

Modulador, Mach-Zehnder, Bias, Matlab Simulink, Densitat Espectral de Potència

Índex

1. Introducció 1

1.1 Context i justificació del Treball 1
1.2 Objectius del Treball 1
1.3 Enfocament i mètode seguit 1
1.4 Planificació del Treball 2
1.5 Breu sumari de productes obtinguts 4
1.6 Breu descripció dels altres capítols de la memòria 4

2. Moduladors 6

2.1 Propietats del modulador 7
2.2 Modulador interferomètric Mach-Zehnder 8
2.3 Fiabilitat de moduladors Mach-Zehnder 9

3. Modulador Mach-Zehnder 13

3.1 Modelat del modulador MZ 13
3.2 Modelat del senyal RF 13
3.3 Simulació de modulador MZ 14
3.4 Implementació controlador d'una branca 17
3.5 Simulació en llaç tancat 19

4 Modulador IQ Mach-Zehnder 25

4.1 Modelat del modulador IQ MZ 25
4.2 Modelat del senyals RF_I i RF_Q. 26
4.3 Simulació de modulador IQ MZ 27
4.4 Implementació d'un controlador de dues branques. 29
4.5 Simulació en llaç tancat 32

5 Anàlisis de resultats 36

6 Conclusions i millores de futur 37

7. Glossari 38

8. Bibliografia 39

Llista de figures

Figura 1 Modulador d'electro-absorció integrat [17] 6
Figura 2 a) espectre per modulació directe, b) espectre per modulació externa [16] 6
Figura 3 Modulador interferomètric Mach-Zehnder 8
Figura 4 Funció de transferència modulador MZ 8
Figura 5 Modulador IQ MZ 9
Figura 6 Efecte de la variació del punt de treball [3] 10
Figura 7 Demanda actual i previsió futura [15] 11
Figura 8 Requeriments de OSNR segons modulacions [14] 11
Figura 9 Evolució de les principals tecnologies per sistemes òptics de comunicació [15] 12
Figura 10 Evolució dels sistemes de transmissió òptics [21] 12
Figura 11 Generador binari aleatori 14
Figura 12 Paràmetres generador binari aleatori 14
Figura 13 Càlcul densitat espectral de potència 15
Figura 14 Senyal desviament Bias 15
Figura 15 Banc de proves modulador MZ 15
Figura 16 Deriva de Bias [7] 16
Figura 17 Deriva del punt de treball a 100ºC i 85ºC respectivament [6] 16
Figura 18 Densitat espectral de potència segons la deriva de Bias 17
Figura 19 Diagrama controlador MZ d'una branca 17
Figura 20 Controlador tipus PI 18
Figura 21 Paràmetres de mostreig del controlador 20
Figura 22 Diagrama controlador per a modulador MZ 21
Figura 23 Temps de pic resposta impuls unitari 22
Figura 24 Temps d'establiment resposta impuls unitari 22
Figura 25 Resposta salt 4V 23
Figura 26 Resposta salt 6V 23
Figura 27 Seguiment de rampes controlador simple 24
Figura 28 Modulador IQ MZ en configuració push-pull 25
Figura 29 Espectre PSK vs QPSK/DQPSK a 10Gbps [18] 25
Figura 30 Generació de fluxos binaris aleatoris en segons modulació QPSK .. 26
Figura 31 Generació de desviament del punt de treball branques I i Q 27
Figura 32 Banc de proves modulador IQ MZ 27
Figura 33 DEP segons la deriva de bias amb senyals desfasats 125ms 28
Figura 34 DEP segons la deriva de bias amb senyals desfasats 75ms 28
Figura 35 Corbes paràmetres S modulador Mach-40® 086 [19] 29
Figura 36 Diagrama d'estat del controlador de dues branques MZ 30
Figura 37 Comparació entre les correccions integrals, en vermell la correcció 3er ordre, en blau 2on ordre 32
Figura 38 Configuració cicle execució del controlador de dues branques 32
Figura 39 Diagrama controlador per a modulador IQ MZ 33
Figura 40 Resposta a un impuls de 3V separats a 7.5ms entre I i Q 34
Figura 41 Resposta a un impuls de 5V separats a 7.5ms entre I i Q 34
Figura 42 Resposta a un impuls de 6V separats a 7.5ms entre I i Q 35

1. Introducció

1.1 Context i justificació del Treball

Actualment existeix cada vegada mes una important demanda d'ampla de banda, per a poder servir els múltiples serveis que s'ofereixen. Per a poder assolir aquest creixement, cal disposar de sistemes que ofereixin importants amples de banda i que alhora tinguin un alt nivell de fiabilitat. Per a poder disposar d'aquest recurs, els sistemes de comunicació òptics han agafat un paper dominant, per poder transportar aquests fluxos.

Un element fonamental per a les aplicacions d'alta capacitat , són els moduladors òptics, i perquè aquests puguin realitzar la seva tasca amb fiabilitat cal monitoritzar-los i controlar-los per poder aconseguir fer-los funcionar en els seus punts òptims de treball, i així poder dur-los al límit del que ens ofereixi la tecnologia, és per això que en aquest treball ens centrem en un punt clau en aquest tipus de dispositius, que és el control de la deriva del punt de treball, el fet de controlar aquest paràmetre, aporta a aquests estabilització a llarg termini, fent-los més fiables, i per tant més aptes per aplicacions crítiques com ho son les xarxes troncals.

1.2 Objectius del Treball

Perquè un modulador tingui un comportament estable, i per tant es consideri fiable per aplicacions crítiques, cal mantenir-lo treballant en el punt de treball i per tant s'ha de corregir contínuament. El que es realitza en aquest treball és un llaç tancat de regulació, per a una configuració de modulador interferomètric Mach-Zehnder de dos braços un d'ells desfasat $\pi/2$. Per a resoldre aquest regulador, es parteix del desenvolupament d'un llaç per a un sol interferòmetre, una vegada validat s'adapta per a la configuració de dos braços per a poder controlar el modulador en format IQ.

El control té que respondre i poder seguir els canvis previstos per a un modulador d'aquestes característiques, i també ha de poder enganxar la regulació, en el moment d'iniciar el controlador, aquest té que ser capaç de respondre i corregir salts abruptes.

1.3 Enfocament i mètode seguit

Dins dels models de control existents, hi ha dos corrents diferenciats, per una banda existeixen els models que introdueixen tons de control de baixa intensitat per a no afectar la informació que es transmet, al ser un senyal conegut, al realitzar un seguiment de la distorsió que rep aquest en el modulador, es pot

utilitzar aquesta per a modificar el punt de treball i portar-lo de nou al seu punt òptim.

Aquest és un mètode senzill i vàlid per a una única branca de modulació, però l'objectiu es poder controlar un modulador IQ, això complica el sistema ja que són dos moduladors treballant en paral·lel que poden tenir comportament lleugerament diferents.

En quant al segon mètode, aquest es basa en la monitorització de la densitat espectral de potència, aquest altre mètode ens permet tenir informació global dels punts de treball, ja que qualsevol desviament en qualsevol de les branques, provoca un canvi en aquesta densitat espectral, la qual cosa ens permet prendre decisions per a poder compensar-ne el comportament.

El fet de que aquest mètode sigui aplicable de manera genèrica a totes les branques, resulta força útil, en moduladors complexos, que permeti esquemes de modulacions més complexes tals com 16QAM. Es per aquesta raó que s'ha triat aquest camí per desenvolupar aquest controlador.

Així doncs, el procediment s'orienta inicialment en obtenir un controlador, d'una única branca, i una vegada optimitzat per aquesta, extrapolar el resultat en una segona fase on es cobreix la implantació en un modulador de dues branques tipus IQ.

Per a realitzar aquest desenvolupament, s'ha optat per utilitzar una eina de simulació prou versàtil, i visual que en faci molt entenedor, i alhora permeti implementar una estructura molt similar al que seria una implementació física del controlador, per això s'ha triat Matlab® Simulink®.

1.4 Planificació del Treball

El treball, s'ha separat en dues etapes principals, una primera etapa, és la documentació, en aquesta recerca d'informació, el que s'ha buscat, és comprovar l'estat de desenvolupament de la tecnologia, i veure'n les solucions adoptades.

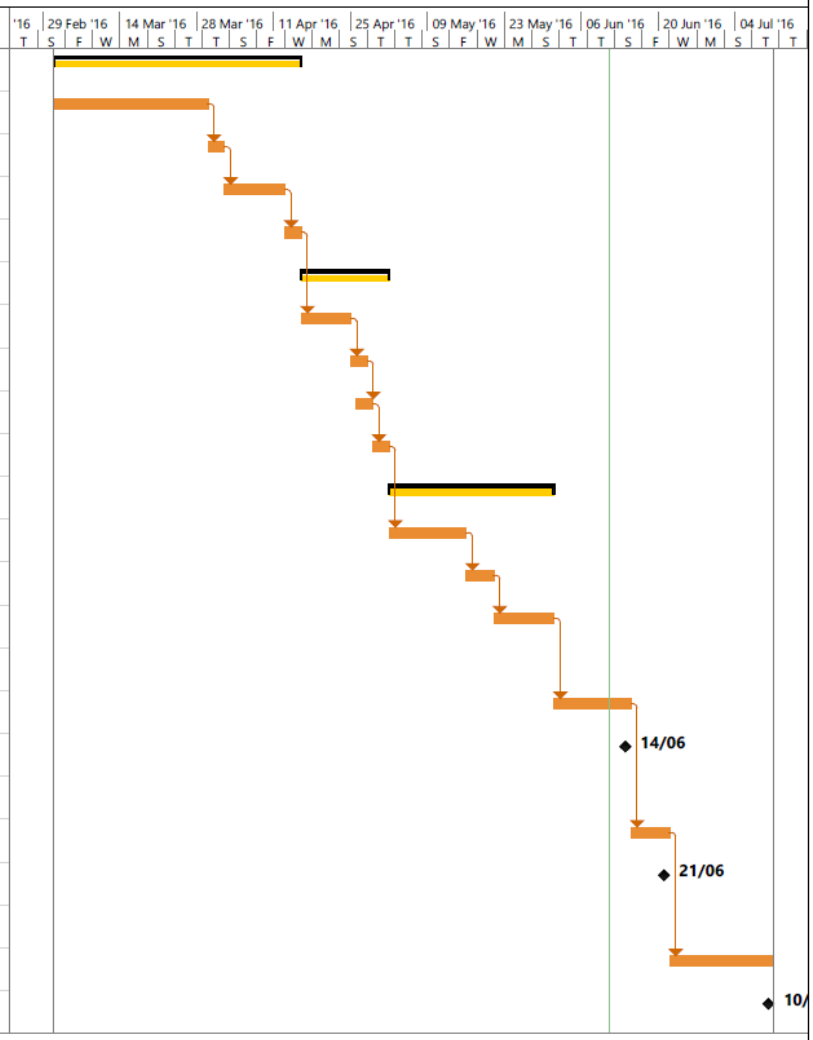
En una segona etapa, hi posem el que ha estat el desenvolupament del projecte. Tal com s'ha comentat en l'apartat anterior, s'ha enfocat clarament en dues fases d'execució, en una primera, es desenvolupa el model bàsic de controlador, i en una segona fase, aquest model s'estén a una implementació de dues branques.

Al realitzar el desenvolupament en dues fases, s'aconsegueix assegurar que el model ideat sigui mes senzill el fet de poder comprovar-ne el comportament i la seva dinàmica, i veure quins paràmetres afecten el seu funcionament, per una vegada ajustat el llaç, es pugui extrapolar d'una manera més fiable al sistema mes complex.

Una de les etapes mes llargues, i a la que s'ha donat molta importància, ha estat la recerca de informació, el que ha permès partir d'una base de coneixement suficient, per poder arribar més còmodament als resultats buscats.

Disseny i simulació d'un control del punt de treball per a modulador IQ basat en Mach-Zehnder

ID	Task Name	Duration	Start	Finish
1	**Disseny bàsic**	**33 days**	**Wed 02/03/16**	**Fri 15/04/16**
2	Recerca informació sobre dispositius Mach-Zendher basats en LiNO3	20 days	Wed 02/03/16	Tue 29/03/16
3	Propostes de control de punt de treball	3 days	Wed 30/03/16	Fri 01/04/16
4	Disseny bàsic de control	8 days	Sat 02/04/16	Tue 12/04/16
5	Especificacions funcionals	3 days	Wed 13/04/16	Fri 15/04/16
6	**Implementació mòduls bàsics**	**12 days**	**Sat 16/04/16**	**Sun 01/05/16**
7	Desenvolupament mòdul simulació Mach-Zehnder	7 days	Sat 16/04/16	Sun 24/04/16
8	Proves comportament de la simulació	3 days	Mon 25/04/16	Wed 27/04/16
9	Implementació llaç control d'una branca	3 days	Tue 26/04/16	Thu 28/04/16
10	Proves comportament i ajust de paràmetres del llaç de control en una branca	2 days	Fri 29/04/16	Sun 01/05/16
11	**Implementació sistema control complet**	**22 days**	**Mon 02/05/16**	**Tue 31/05/16**
12	Implementació del de modulador IQ amb control de les dues bràngues	11 days	Mon 02/05/16	Sun 15/05/16
13	Simulació del modulador IQ Mach-Zenhder	5 days	Mon 16/05/16	Fri 20/05/16
14	Validació funcional	8 days	Sat 21/05/16	Tue 31/05/16
15				
16	**Redactat memòria tècnica**	**10 days**	**Wed 01/06/16**	**Tue 14/06/16**
17	**Entrega memòria treball final de màster**	**0 days**	**Tue 14/06/16**	**Tue 14/06/16**
18				
19	**Preparació presentació treball final de màster**	**5 days**	**Wed 15/06/16**	**Tue 21/06/16**
20	**Entrega presentació presentació treball final de màster**	**0 days**	**Tue 21/06/16**	**Tue 21/06/16**
21				
22	**Defensa projecte**	**14 days**	**Wed 22/06/16**	**Sun 10/07/16**
23	**Fi de curs**	**0 days**	**Sun 10/07/16**	**Sun 10/07/16**



Project: Planificació
Date: Sat 11/06/16

Task | Split | Milestone | Summary | Project Summary | Inactive Task | Inactive Milestone | Inactive Summary | Manual Task | Duration-only | Manual Summary Rollup | Manual Summary | Start-only | Finish-only | External Tasks | External Milestone | Deadline | Progress | Manual Progress

El procés de documentació, integra per una banda la tasca de recerca pròpiament dita, però també integra, la selecció del model que s'utilitzarà a les següents fases, i alhora, amb un coneixement més precís del modulador, això també ens permetrà definir com volem que es comporti el producte a desenvolupar, i quines fites te que assolir.

En les següents dues etapes, el model de planificació triat és molt similar, ja que tenen les mateixes fases. Com a primera tasca a resoldre, es planteja el desenvolupament del model de modulador per poder verificar l'eficàcia del controlador que s'està desenvolupant. Tot seguit es passa a una segona tasca que és el desenvolupament del controlador. Per últim es realitzen les proves funcionals, on s'ajusten els paràmetres d'aquest per a poder assolir els objectius especificats en l'anterior etapa.

1.5 Breu sumari de productes obtinguts

L'objectiu del projecte, és el desenvolupament d'un controlador per a mantenir el punt de treball d'un modulador electro òptic IQ. Però per a poder desenvolupar aquest objectiu, abans cal assolir uns productes intermedis.

En primer lloc, caldrà obtenir uns models dels mateixos moduladors per a poder verificar per mitjà de les simulacions el seu comportament. Portant-lo a situacions extremes que ens assegurin la fiabilitat de comportament.

D'altra banda com a pas previ al producte final, es realitza un controlador d'una sola branca per demostrar el funcionament d'aquest, i poder evolucionar-lo cap al producte final, adaptant-lo per a les especificacions funcionals.

1.6 Breu descripció dels altres capítols de la memòria

En el capítol segon, es realitza una síntesi de la recerca d'informació realitzada, en la fase de preparació i documentació del projecte, aquesta síntesi inclou una descripció genèrica sobre moduladors òptics, tot seguit s'entra mes al detall als moduladors als que s'orienta el treball, on s'identifica el perquè de la importància del treball realitzat dins aquesta categoria de moduladors. Finalment, es realitza una mirada cap al futur més immediat d'aquesta tecnologia i novament remarcant la importància que te el treball realitzat sobre aquests moduladors.

En el tercer capítol , es realitza la descripció de la plataforma creada per a la simulació del controlador, per això en aquesta plataforma es descriu com es realitza el modelat del modulador, i com es simulen els senyals per a poder verificar el seu comportament.

En el quart capítol s'entra ja en el desenvolupament del propi controlador, objectiu del treball realitzat. Aquest novament queda dividit en dues fases, en una primera es descriu el desenvolupament d'un controlador bàsic d'una branca i, en un segon apartat, la implementació del controlador IQ, objectiu del treball.
En els capítols cinquè i sisè es realitza un anàlisi de resultats , i en base a la descripció de la futura evolució d'aquesta tecnologia es proposen possibles millores per a desenvolupaments mes complexes als que s'hauria de fer front en

una evolució d’aquest disseny per a abraçar aquests nous moduladors mes complexos.

2. Moduladors

Per a la transmissió de dades per mitjà de sistemes de comunicació òptics, tenim dos models de modulació, el model més bàsic i que utilitza la majoria de sistemes, gràcies a la seva simplicitat és la modulació directe. Aquest tipus de modulació és la més senzilla i econòmica ja que es modula directament el semiconductor emissor, el que redueix el nombre de components necessaris per a realitzar aquesta funció. Per contra, aquesta integració implica uns efectes adversos tals com la presència de càrregues capacitatives i el moviment relativament baix dels portadors, pel que la seva velocitat es veu limitada.

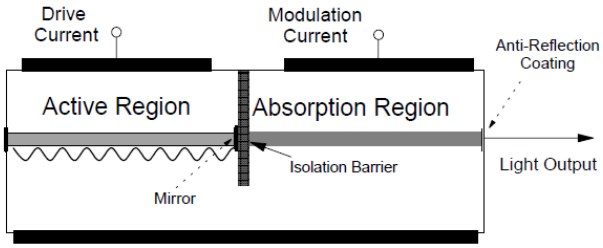


Figura 1 Modulador d'electro-absorció integrat [17]

D'altre banda trobem la modulació externa. Aquest altre tipus de modulació ofereix un millor rendiment que el model directe, però per contra, n'incrementa la seva complexitat i per tant el seu cost.

En xarxes amb llargues distàncies, un efecte a tenir en compte és el anomenat chirp. Aquest efecte provoca un eixamplament del espectre del senyal òptic, en les modulacions directes, pel que se'n limita l'ús en aplicacions de velocitat reduïda.

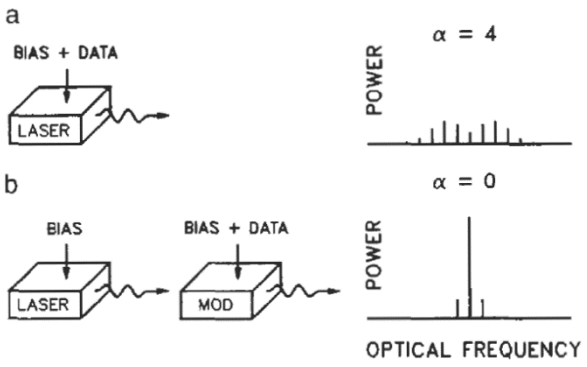


Figura 2 a) espectre per modulació directe, b) espectre per modulació externa [16]

D'aquí ja podem fer-nos una idea de la importància del tipus de modulació que pot tenir aquest sobre l'ample de banda en grans distàncies.

Dins de la categoria de moduladors externs n'existeixen moltes variacions, però a grans trets en podem diferenciar tres tipus, els moduladors d'electro absorció modulant la intensitat de la llum d'entrada directament, on un increment del

voltatge aplicat de modulació incrementa la absorció. Quan es produeix aquesta absorció a més hi ha un canvi també en l'índex de refracció el que genera chirp.

Per un altre banda trobem els moduladors ressonants, on la idea bàsica és la utilització de filtres òptics, on un canvi en la tensió de modulació provoca un desplaçament de la freqüència del senyal i, per tant queda filtrat o passa.

Per últim tenim els moduladors interferomètrics o Mach-Zehnder. El seu concepte de funcionament és el de dividir la llum d'entrada en dos camins diferents i fer-los interferir. En aquest tipus es pot controlar el nivell de generació de chirp, trobant-ne configuracions que en queden exemptes.

2.1 Propietats del modulador

Hi ha molts paràmetres que afecten a les prestacions dels moduladors òptics.

L'ample de banda elèctric, es correspon amb la resposta freqüencial que ens ofereix el modulador. Aquest paràmetre queda definit per la freqüència a la qual la resposta del modulador cau per sota de 3dB des de el seu valor de pic.

Tensió de commutació, aquest paràmetre es refereix a la tensió necessària per al modulador per passar d'un estat de on a off, tot i que com en el cas d'un modulador MZ, aquesta pot tenir una funció de transferència sinusoïdal. Aquesta tensió de commutació s'anomena V_π. En moduladors on aquesta funció no és periòdica, aquest paràmetre s'anomena V_{10} ja que es pren el valor de on a -10dB com a valor d'extinció. Aquest paràmetre resulta important, perquè ens indica el nivell de voltatge necessari per a realitzar la modulació.

Pèrdua òptica, aquest factor es important a nivell de factor d'eficiència.

Ample de banda òptic, és el rang de longituds d'ona en que el modulador manté les seves propietats, aquest paràmetre només te importància en sistemes que transporten diverses longituds d'ona.

El chirp, com ja s'ha introduït anteriorment, és defineix com el rati entre la intensitat òptica i la modulació de freqüència que es produeix. Aquest és un paràmetre important tant en les modulacions digitals com a les analògiques que tenen que transmetre a distancies considerables. El paràmetre que defineix el chirp és α i es defineix tal com :

$$\alpha = \frac{d\phi}{dt}\frac{2I(t)}{\frac{dI(t)}{dt}} = \frac{4\pi\Delta f(t)I(t)}{\frac{dI(t)}{dt}} \qquad (1)$$

D'on *I(t)* és la intensitat òptica , ϕ la fase i $\Delta f(t)$ és la variació de la freqüència de la portadora. Com es pot deduir de la equació anterior, aquest efecte només te lloc durant les transicions.

La linealitat és un paràmetre principalment important per a les comunicacions analògiques tals com les de TV per cable.

La potència òptica assumible per el modulador és un paràmetre crític, ja que fa que aquest sigui útil o no per a una aplicació.

L'Estabilitat envers la temperatura i fiabilitat, fa incís en el fet que els moduladors, al ser punts crítics de la xarxa, requereixen certs nivells de fiabilitat. Així doncs aquests tenen que poder quedar estables a llarg termini essent un dels paràmetres més crítics.

2.2 Modulador interferomètric Mach-Zehnder

Es tracta d'un modulador àmpliament estès , que basa el seu funcionament en la conversió de fase en modulació d'intensitat.

El funcionament d'aquest tipus de modulador es basa en la separació del camp òptic entrant en dos branques i, per mitjà de l'efecte electro òptic (EO) l'índex de refracció d'una de les branques es varia per a provocar un canvi de fase. Per tant, una diferència de fases entre ambdós braços. Quan aquests es recombinen a la sortida es produeix una interferència. Si els dos braços es troben en fase, aquesta és constructiva si no aquesta serà destructiva segons el grau de desfasament.

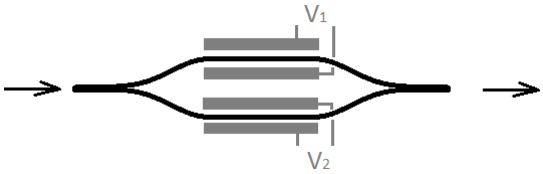


Figura 3 Modulador interferomètric Mach-Zehnder

Per a un modulador de branques simètriques, la funció de transferència queda tal com es mostra a continuació

$$E(t) = \frac{E_o}{\sqrt{2}}\left[1 + \cos\left(\frac{\pi}{V_\pi}\left(V_2(t) - V_1(t)\right)\right)\right]^{1/2} e^{j\frac{\pi}{2V_\pi}\left(V_2(t)+V_1(t)\right)} \qquad (2)$$

On V_1 i V_2 són els voltatges aplicats a cadascun dels braços, tal com es mostra a la figura 3, i V_π és el voltatge que necessita el modulador, per passar d'un estat on a off.

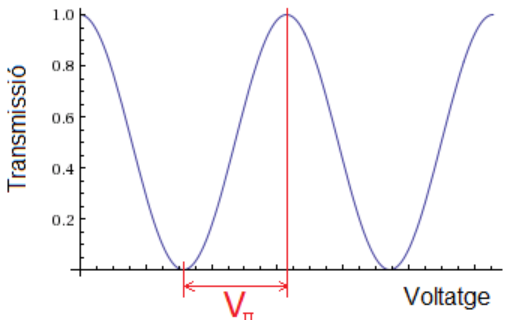


Figura 4 Funció de transferència modulador MZ

Aquesta tensió V_π, pot variar en funció del material amb el que es construeixi el modulador, així doncs un modulador MZ amb un cristall $LiNbO_3$ sol tenir valors de 3 a 5V.

Tal com s'ha comentat en l'apartat anterior, aquest tipus de moduladors poden controlar el chirp que es genera. En el cas d'utilitzar una configuració tipus push-pull , $V_2(t) = -V_1(t)$ aquest es fa zero.

Una de les desavantatges d'aquest tipus de modulador, és que requereix de longituds de cristall considerables, el que en fa limitada la seva integració. Així doncs, mentre que un modulador d'absorció pot tenir una longitud de 300µm, per al mateix ample de banda al modulador MZ li caldrà una longitud de 50mm.

En aquest treball però ens centrem en el modulador IQ MZ. Aquest és el resultat de posar en paral·lel dos moduladors, un dels quals es desfasa $\pi/2$.

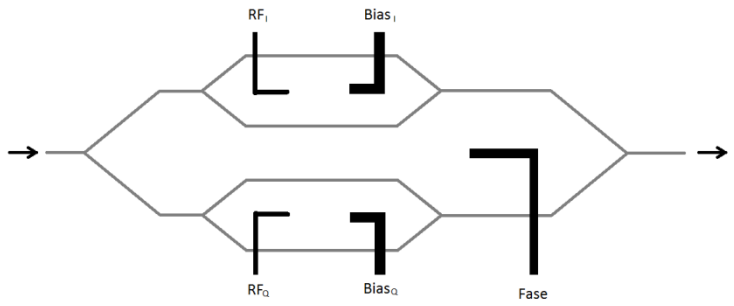


Figura 5 Modulador IQ MZ

Amb aquesta composició, s'obté una funció de transferència com s'indica a continuació

$$\begin{cases} \phi_I = \dfrac{\pi}{V_\pi}\left(V_{RF_I}(t) + V_{Bias_I}\right) \\ \phi_Q = \dfrac{\pi}{V_\pi}\left(V_{RF_Q}(t) + V_{Bias_Q}\right) \end{cases} \qquad (3)$$

$$E_{QM_o} = \frac{E_{QM_I}}{2}\left[\cos\left(\frac{\phi_I}{2}\right)e^{j\frac{\pi}{4}} + \cos\left(\frac{\phi_Q}{2}\right)e^{-j\frac{\pi}{4}}\right] \qquad (4)$$

2.3 Fiabilitat de moduladors Mach-Zehnder

Tal com s'ha anat comentant , els moduladors son elements crítics que han de tenir un nivell de fiabilitat molt elevat. Per a poder realitzar aquesta funció cal anar corregint les desviacions sobre el punt de treball del modulador que es van produint. Per això cal introduir un element que ens permeti corregir aquestes desviacions i, tal com s'ha vist en l'apartat anterior, s'hi introdueix un senyal de bias, que no és mes que un voltatge que intenta contrarestar les variacions que es produeixen per efectes tals com la temperatura i l'embelliment del modulador o per compensar asimetries en la fabricació del dispositiu.

En la figura 6 es poden veure els efectes que te una variació del punt de treball del modulador.

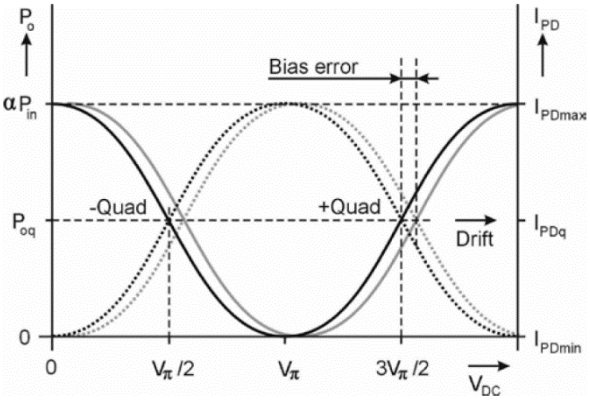


Figura 6 Efecte de la variació del punt de treball [3]

Dins de la desviació per temperatura, hi ha dos tipus de contribuïdors. Per un costat hi ha els que la pròpia temperatura crea estrès mecànic en la estructura del modulador, i també un efecte termoelèctric en el cristall de LN. El primer efecte pot ser minimitzat fàcilment amb el propi encapsulat del modulador, aconseguint negligir notablement aquest efecte (tipus de material o be en la manera com s'adhereix el cristall de LN al encapsulat). També poden provocar estrès el propi procés de producció del modulador, durant la formació del elèctrode.

En quant a canvis ambientals de temperatura, aquests son de tipus gradual i generen una acumulació de càrregues. Però si aquests canvis es produeixen de manera més ràpida, aquestes càrregues s'acumulen més ràpidament. Si el cristall del modulador és suficientment elèctricament conductiu, aquestes càrregues es poden anar dissipant i per tant minimitzant l'efecte de desviament del punt de treball.

2.4 Estat actual i evolució

La tendència actual en la demanda d'amplada de banda degut a la proliferació de cada vegada més serveis que requereixen importants amples de banda, i alhora per poder-los fer arribar al client, s'estan implementant tecnologies amb una gran capacitat cap aquests tals com la FTTH. Aquest fet propicia que els amples de banda necessaris per subministrar aquests fluxos d'informació, incrementin d'una manera molt considerable. Això porta a la tecnologia a tenir que arribar ràpidament als límits de cadascuna de les tecnologies. En el cas de les comunicacions òptiques això està portant a la tecnologia a mirar cap a un objectiu que pugui oferir el que el mercat demanda. Aquest objectiu a curt termini és el 400G i mes enllà el Tbit/s.

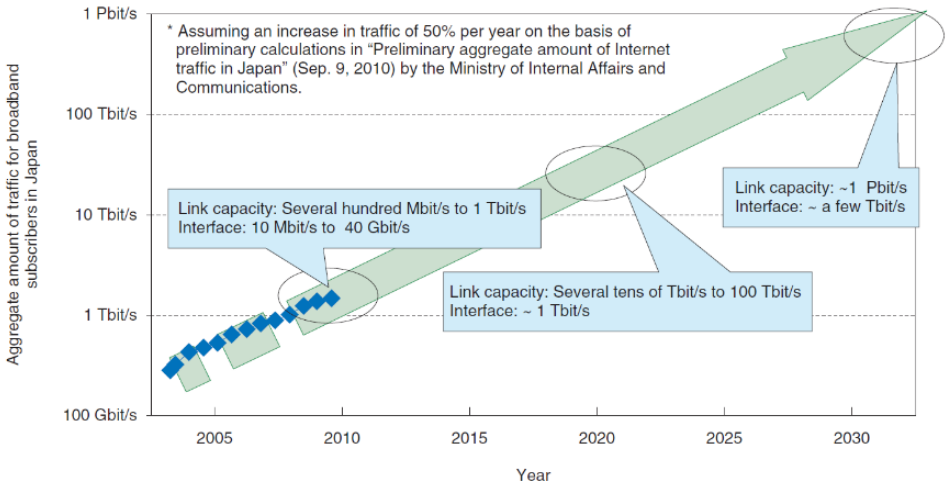


Figura 7 Demanda actual i previsió futura [15]

Per poder assolir aquest objectiu s'ha de dur vàries tecnologies al seu límit. Amb una única tecnologia això és difícil d'assolir, així que aquest salt passa per una banda ampliar el nombre de canals WDM i amb la utilització de modulacions més avançades, que ofereixin un millor aprofitament de l'ample de banda , una millor eficiència en la utilització de l'espectre disponible.

Això ens porta a tenir sistemes més sensibles , que requereixen un medi amb un OSNR millor. Això en porta que els sistemes tenen que ser molt més robustos per compensar aquest fet.

Gbps	# Pol.	Gbaud	Grid (GHz)	Bits/Symbol	Modulation	OSNR (dB) min.
112	2	28	50	2	DP-QPSK	12.6
224	2	28	50	4	DP-16QAM	17.4
448	2	112	200	2	DP-QPSK	18.6
448	2	56	100	4	DP-16QAM	22.4
448	2	42	75	6	DP-64QAM	26.6
448	2	28	50	8	DP-256QAM	31.9

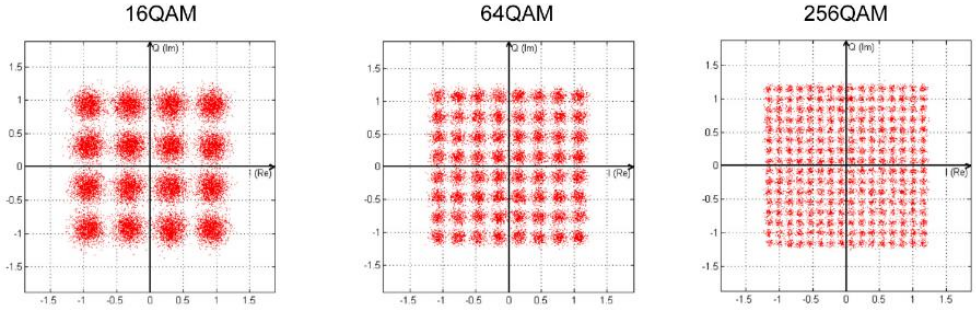


Figura 8 Requeriments de OSNR segons modulacions [14]

Per tot això actualment la tecnologia intenta optimitzar aquesta eficiència en base la detecció coherent i les modulacions avançades.

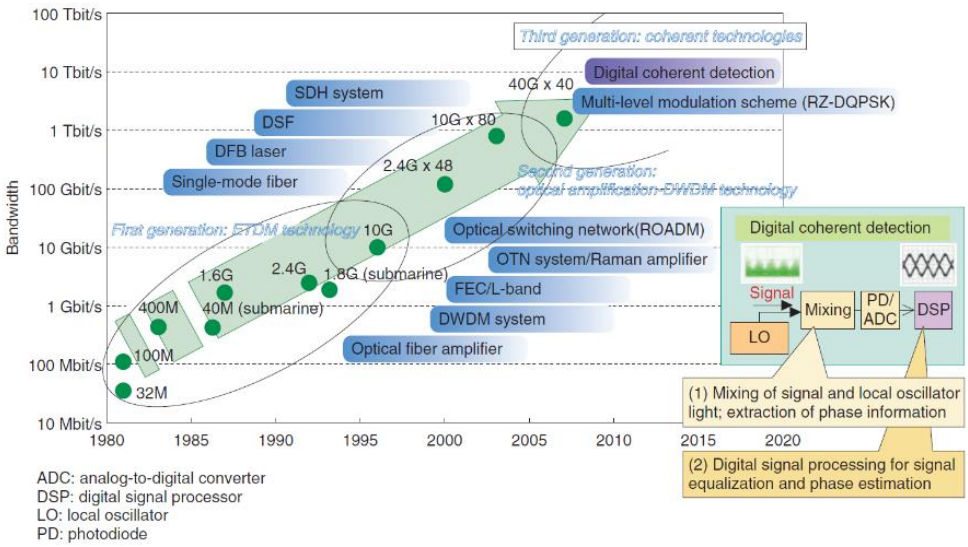


Figura 9 Evolució de les principals tecnologies per sistemes òptics de comunicació [15]

Més enllà , ja s'arriba a un límit tecnològic , que per poder sobrepassar, obliga aquest a evolucionar a nous medis de transmissió i obtenir més canals , per poder anar molt més enllà.

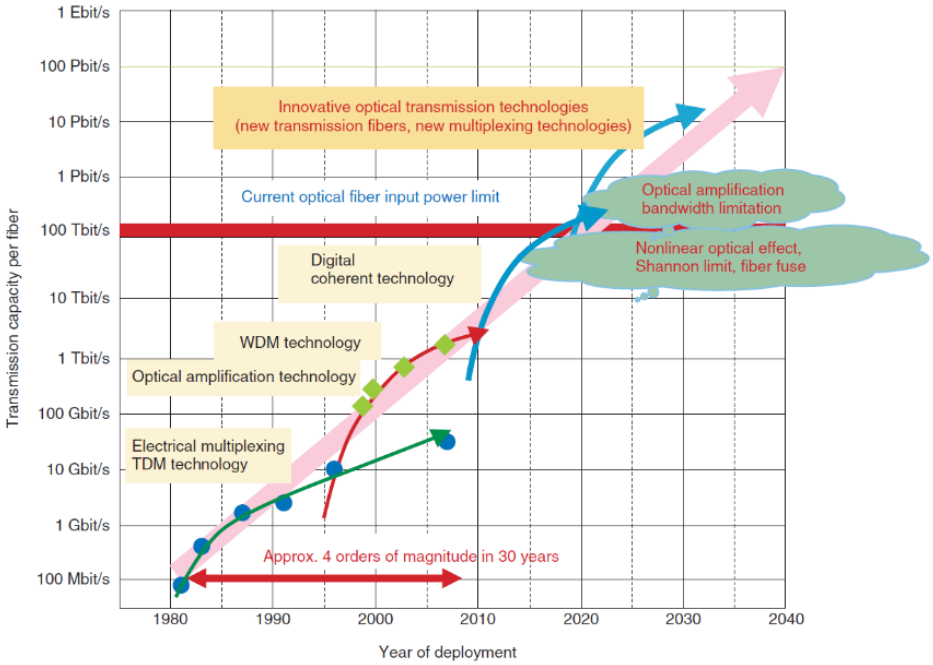


Figura 10 Evolució dels sistemes de transmissió òptics [21]

3. Modulador Mach-Zehnder

Una vegada descrit el funcionament dels moduladors MZ, i en base a les funcions de transferència mostrades en el apartat anterior, es pot procedir a realitzar una implementació del modulador MZ, en un entorn de Matlab® Simulink®.

3.1 Modelat del modulador MZ

La manera més senzilla per implementar un modulador , és implementant la funció de transferència amb codi m.
Per al modulador simple MZ es parteixen de les equacions de la funció de transferència següent.

$$E_o = E_i * \cos\left(\frac{\pi}{2V_\pi}(V_{RF} + V_{Bias})\right) e^{-j\alpha\Delta\phi} \qquad (5)$$

En aquesta funció s'hi ha introduït el paràmetre de chirp, introduït en el capítol 2.1 tot i que en aquest cas no s'utilitzarà, ja que no és l'objectiu del present treball.

```
function Eo = modulator_MZM(Ei, Vi, Vbias, Vpi, alpha)
% Ideal Mach-Zehnder Modulator with optional chirp
%
% Usage
% =====
% Eo = modulator_MZM(Ei, Vi, Vbias, Vpi)
% Eo = modulator_MZM(Ei, Vi, Vbias, Vpi, alpha)
%
% Inputs
% ========
% Ei = Input optical field
% Vi = Input electrical signal
% Vbias = Bias voltage for the Mach-Zehnder
% Vpi = Vpi of the MZM
% alpha = Chirp alpha factor
%
%
% Outputs
% =========
% Eo = Output optical field
%
%

%Transfer function of the MZM
Delta_phi=(pi/Vpi)*(Vi+Vbias); % Phase shift between the interferometer branches

if exist('alpha') % Chirp specified
    Eo=Ei.*cos((.5*pi/Vpi)*(Vi+Vbias)).*exp(-1i*alpha*Delta_phi);
else
    Eo=Ei.*cos((.5*pi/Vpi)*(Vi+Vbias)); % No chirp
end
```

3.2 Modelat del senyal RF

Una vegada general el model de funció de transferència del modulador, per a poder observar el comportament , cal generar un senyal aleatori, tal que simuli un flux de dades , per això es tria un generador binari que segueix una distribució Bernoulli.

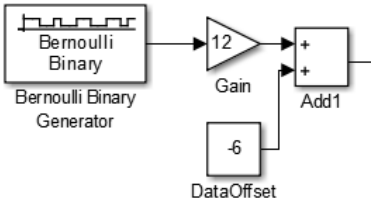


Figura 11 Generador binari aleatori

Aquest flux de bits aleatoris, s'adapta per a poder introduir-los al modulador MZ, un modulador típic te un V_π de 6V, que és amb el valor que s'ha definit el model. Així el flux binari, s'adapta perquè treballi en tot l'ample , intentant aprofitar al màxim la potència.

En un flux de dades es considera una probabilitat idèntica de uns i zeros. Per això es parametritza el bloc amb una probabilitat de zero del 50%, el paràmetre de llavor iniciadora no te cap mena de importància , ja que qualsevol seqüència aleatòria ens serà vàlida per comprovar el funcionament del modulador. Per últim s'ha establert una velocitat de 10Gbps.

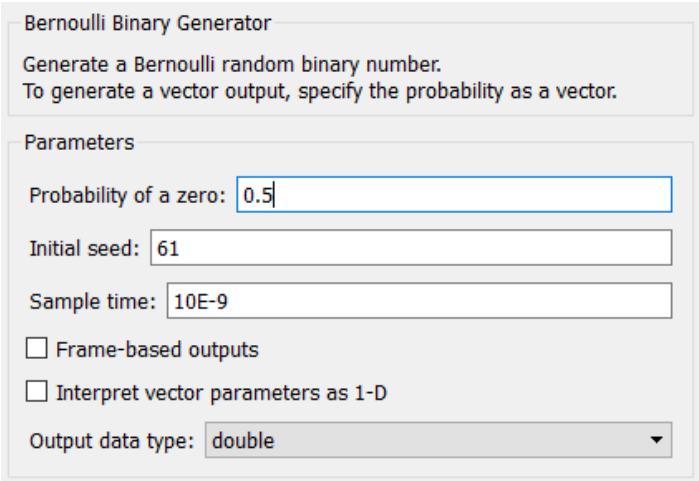


Figura 12 Paràmetres generador binari aleatori

3.3 Simulació de modulador MZ

Tenint en compte que el senyal de modulació es tracta d'un senyal definit com a procés estacionari aleatori, i per tant no te energia finita, el que fa que la caracterització d'aquest es realitzi amb un anàlisi per densitat espectral de potència, que es defineix tal com.

$$P_x(f/f_s) = \frac{|X(f/f_s)|^2}{N} \qquad (6)$$

Un senyal aleatori tal com el que s'ha implementat a la simulació genera una densitat espectral de potència (DEP) plana. Així que realitzant una mitja dels valors obtinguts, obtindrem el senyal d'error del sistema.

$$S_{xx}(e^{j\Omega}) = \sigma_x^2 = 1 \qquad (7)$$

Vist això, serà la DEP el senyal de control d'error. Per acostar al màxim el que seria una implementació física del controlador, dissenyem en Simulink® la estructura de la figura 13.

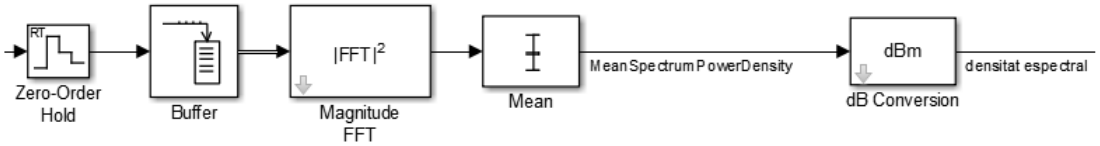


Figura 13 Càlcul densitat espectral de potència

Com es pot observar, en primer lloc utilitzem un bloc per simular el mostreig que realitzaria un ADC, al que se li ha definit un temps de mostreig de 0,125µs, que equival a 8Msps. Aquest valor s'ha decidit en funció de la velocitat de resposta del controlador , que s'explicarà en el següent capítol. El següent bloc hi posem un buffer a mode de memòria per poder acumular les dades mostrejades. Així quan estigui ple, realitzarem la FFT. En aquest cas al voler la DEP, utilitzem el bloc de Simulink® $|FFT|^2$ (FFT de magnitud). Una vegada calculada en realitzem la mitja. Posteriorment i perquè quedin un resultats més entenedors, també es converteix el resultat a dBm.

Per últim, per a simular el desviament del punt de treball s'implementa un senyal sinusoïdal, per poder observar com afecta aquest a la densitat espectral de potència.

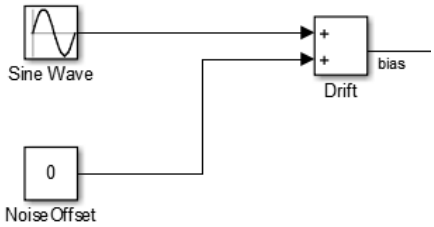


Figura 14 Senyal desviament Bias

La implementació del banc de probes, una vegada muntat queda tal i com es mostra a la figura 15.

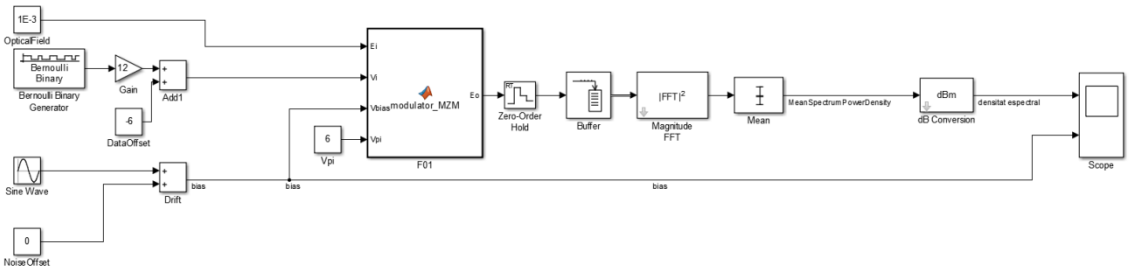


Figura 15 Banc de proves modulador MZ

Com a entrada de potència s'hi introdueix un valor constant. Aquest per a les proves no te cap mena d'importància, ja que no es te en compte la saturació del dispositiu òptic en quant a potència, ni tampoc de la xarxa.

La deriva del punt de treball és un paràmetre que te unes fluctuacions molt petites.

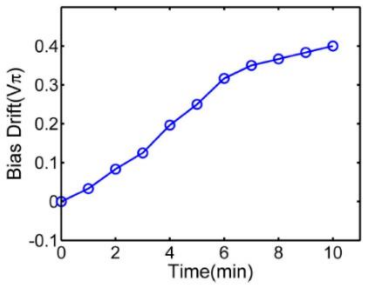


Figura 16 Deriva de Bias [7]

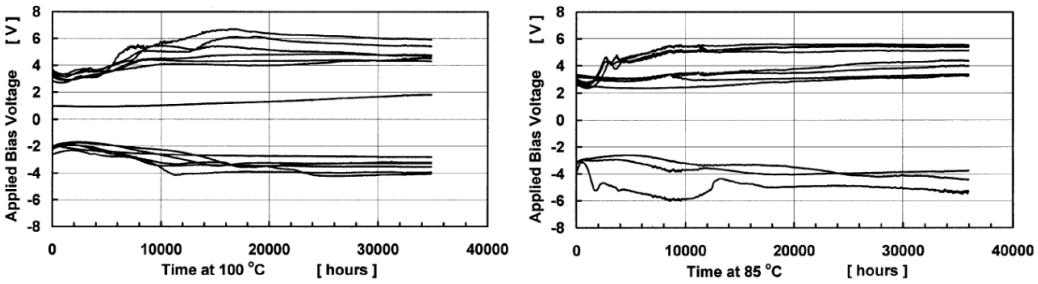


Figura 17 Deriva del punt de treball a 100ºC i 85ºC respectivament [6]

Tal com s'observa en les figures 16 i 17, podem veure que els canvis de punt de treball es produeixen a llarg termini i tendeixen a estabilitzar-se. Es per aquest motiu , que per agilitzar la simulació es prenen valors més extrems. Així aconseguir una simulació mes ràpida, ja que en aquest punt no te massa importància la escala de temps ja que el resultat no variarà. En aquest punt es tria un senyal de simulació de deriva de punt de treball de tipus sinusoïdal amb una amplitud de 1V i freqüència $8\pi\ rad/s$.
Una vegada executem la simulació, n'obtenim el resultat de la figura 18.

Com es pot observar clarament, quan el modulador està funcionant en el punt òptim de treball obtenim una densitat espectral que tendeix a zero, i aquesta augmenta ràpidament quan ens desviem d'aquest punt de treball, per contra també podem observar el primer obstacle per al disseny del controlador, si observem detingudament, una desviació positiva no es discrimina d'un altre d'igual magnitud en sentit contrari, el que no ens permetrà un disseny estàndard.

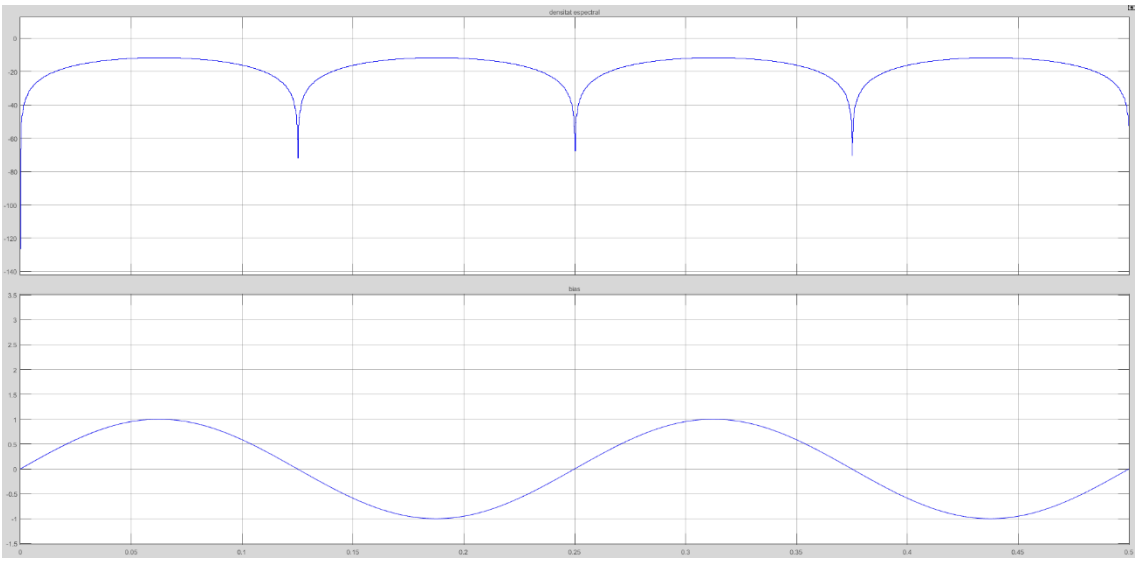


Figura 18 Densitat espectral de potència segons la deriva de Bias

3.4 Implementació controlador d'una branca.

Com ja s'ha anat veient en les simulacions dels apartats anteriors, sense cap tipus de control, el paràmetre de monitoratge varia sempre que el punt de treball pateix una deriva. El fet d'utilitzar la DEP és un paràmetre molt útil, ja que ens indica de manera inequívoca quan es produeixen aquestes desviacions. Per contra el fet d'utilitzar la DEP, fa que coneguem la magnitud de desviament respecte el punt òptim, però no en quin sentit. Per tant el plantejament a seguir en el controlador te que ser un sistema de prova i error.

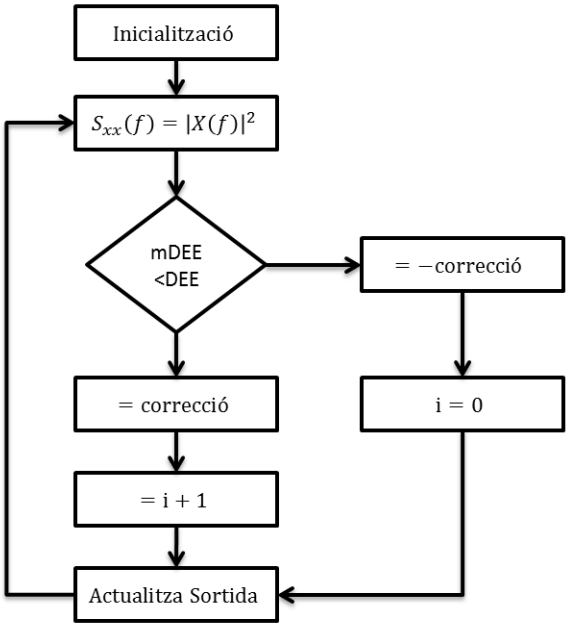


Figura 19 Diagrama controlador MZ d'una branca

En el diagrama de flux de la figura 19, és pot observar, el funcionament del control. El funcionament bàsic és l'adquisició de la DEP. Una vegada s'ha obtingut, aquesta es compara amb el valor de l'anterior cicle d'execució de

l'algoritme. Si aquest canvi ha anat a millor, es continua aplicant el mateix sentit de correcció. En el cas que el resultat obtingut hagi empitjorat la DEP, es realitza un canvi en el sentit de la correcció.

Es pot veure també que en el controlador s'hi ha afegit un component integral (i). Aquest component ens ajuda a arribar més ràpidament a la solució, però alhora ens genera sobre pics en la resposta. Aquesta implementació és el que es considera un llaç tancat de regulació tipus PI.

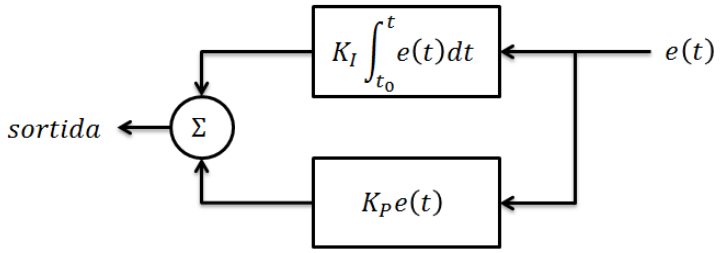


Figura 20 Controlador tipus PI

Tot i així, hi ha una diferència remarcable a aquesta estructura, ja que quan es realitza un canvi en el sentit de la correcció, s'inicialitza la constant integral, per a minimitzar el sobre pic que aquest pot generar en la correcció.

Així doncs la implementació com a funció Matlab®, queda com es mostra a continuació.

```
function y = simpleCtrl(SpectralDensity,vStep)

%Variable Initialization
persistent memvCtrl prevSpectralDensity correction i

if isempty(memvCtrl)
   memvCtrl = 0;
end

if isempty(correction)
   correction = 1;
end

if isempty(prevSpectralDensity)
   prevSpectralDensity = SpectralDensity;
end

if isempty(i)
   i = 0;
end

%Check if last output obtain a better response, if not change direction
%of correction
if prevSpectralDensity < SpectralDensity
    correction = -correction;    %Change correction direction
    i = 0;                       %Initialize "integral" part
end

```

```
i = i+1;

%Calculate the new correction value
if correction == 1
    memvCtrl= memvCtrl + i*vStep;
else
    memvCtrl= memvCtrl - i*vStep;
end

%Store actual power density value
prevSpectralDensity = SpectralDensity;

%Update output
y = memvCtrl;
```

3.5 Simulació en llaç tancat

Continuant amb el model proposat del banc de proves, s'implementa el controlador exposat a l'apartat anterior, quedant el diagrama de blocs de Matlab® Simulink® tal com es mostra a la figura 22.

Vist que la variació del punt de treball és un paràmetre que te poca cadència, però que alhora el sistema ha de poder respondre a una situació inicial ràpidament, s'estableix que un cicle d'execució de 1ms serà suficient. Així doncs , per aconseguir una estimació suficient de la DEP , fem que la FFT sigui de 1024 punts. Per tant la velocitat mínima de mostrejat en aquest cas resultarà de 1ms/1024≈10µs. Seleccionant una velocitat de mostrejat de 0.125µs (8Msps) serà més que suficient per assolir el nostre objectiu.

En quant a la quantificació de la sortida, es valora l'ús d'un marge de tensió de control de ±10V, ja que aquest abraça la major part dels moduladors. També s'empra una longitud de paraula de 12bits, obtenint $20V/2^{12}$≈5mV, que és el valor que s'ha utilitzat com a valor de quantificació.

Com es pot observar a la figura 22 , la implementació del controlador es realitza posant com a entrada una memòria per a discretitzar la entrada al controlador, i tal com s'ha comentat el valor de salt de la sortida.

Per al controlador s'especifica a una velocitat d'execució tal com s'ha anat comentant de 1ms (Figura 21).

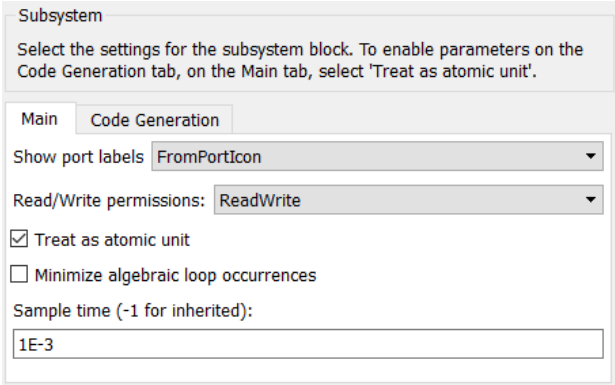


Figura 21 Paràmetres de mostreig del controlador

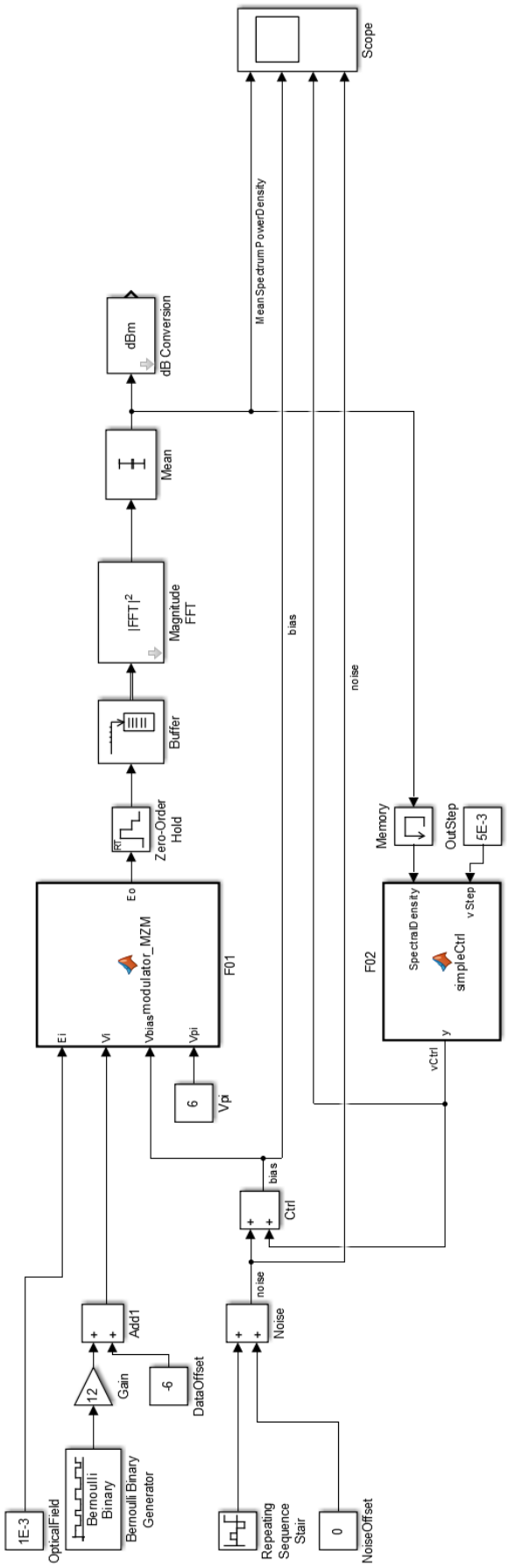


Figura 22 Diagrama controlador per a modulador MZ

Per a poder realitzar la verificació i simulació de enganxament i seguiment, es sotmet el controlador a varis tipus d'entrades.

En primer lloc donant una entrada de tipus impuls unitari, n'observem la resposta, per això es realitzen les mesures de les figures 28 i 29.

Observant aquestes captures, es veu que el temps d'establiment a aquest tipus d'impuls és d'aproximadament 40ms, resposta més que suficient per a l'objectiu marcat del projecte. També podem observar que el controlador és capaç de respondre ràpidament i, gràcies a la modificació a la banda integral, observem que les oscil·lacions una vegada s'arriba al punt de treball queden dràsticament atenuades, arribant més ràpidament a la correcció desitjada.

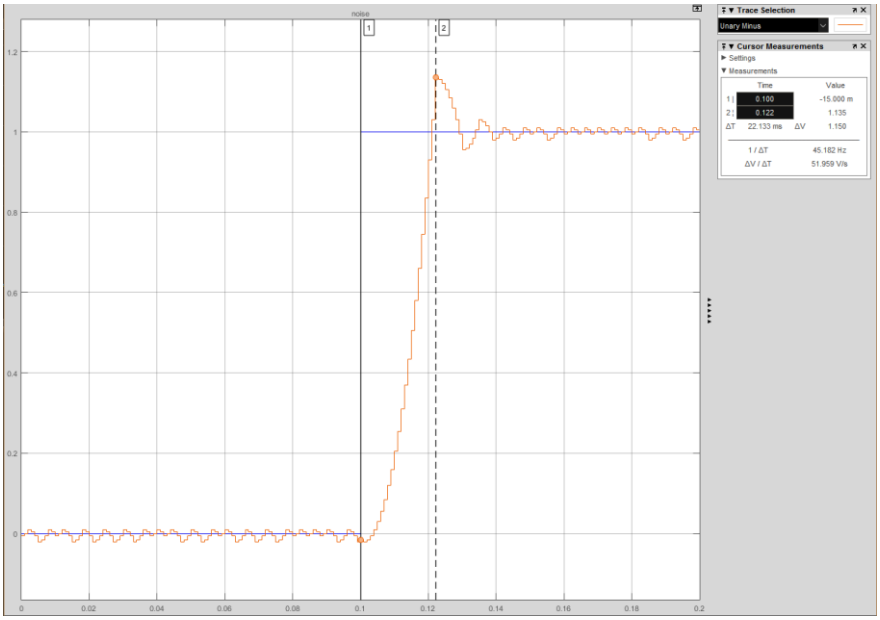


Figura 23 Temps de pic resposta impuls unitari

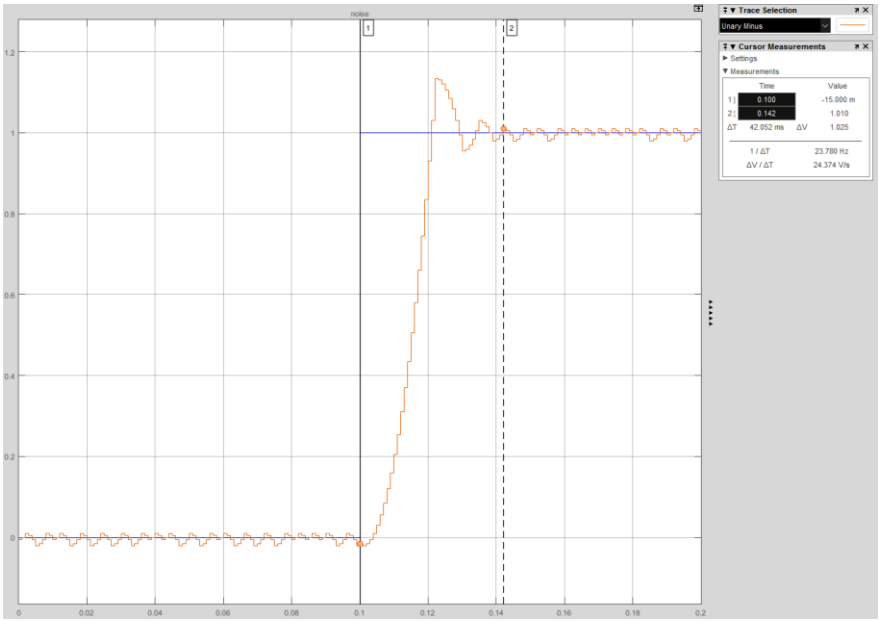


Figura 24 Temps d'establiment resposta impuls unitari

Tot seguit es mostren la resta de simulacions realitzades. Per a poder comprovar que el sistema és capaç d'enganxar i corregir el put inicial de bias, s'hi apliquen salts superior a la unitat, obtenint els resultats de les figures 25 i 26.

Novament, observant els resultats, veiem que el sistema és capaç de compensar les derives introduïdes en aproximadament 50ms, el que podem considerar un cas límit, ja que 6V és la tensió màxima a la que corregim atès que la V_π sol estar al voltant d'aquest valor.

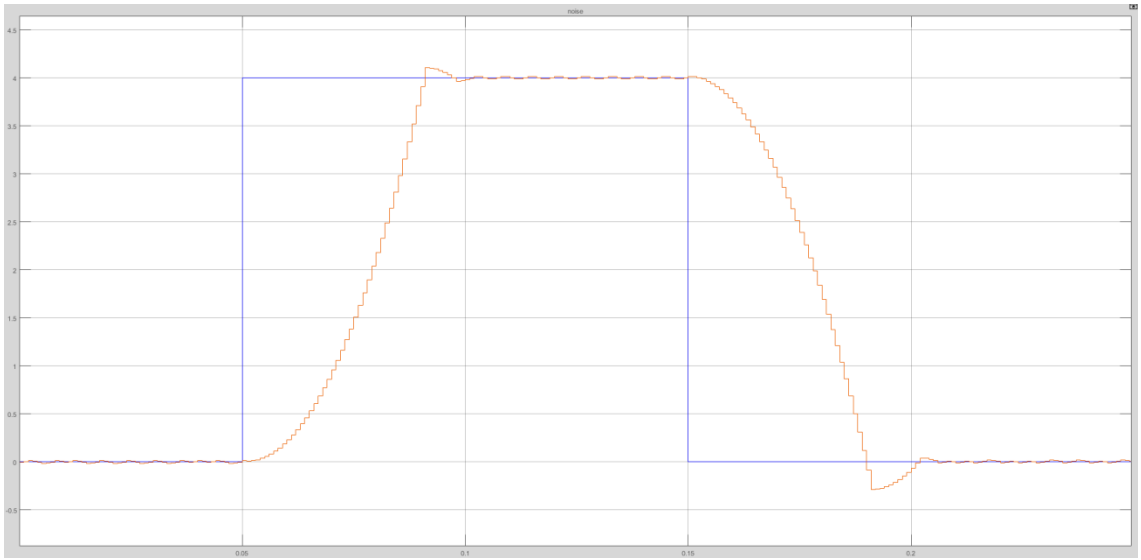


Figura 25 Resposta salt 4V

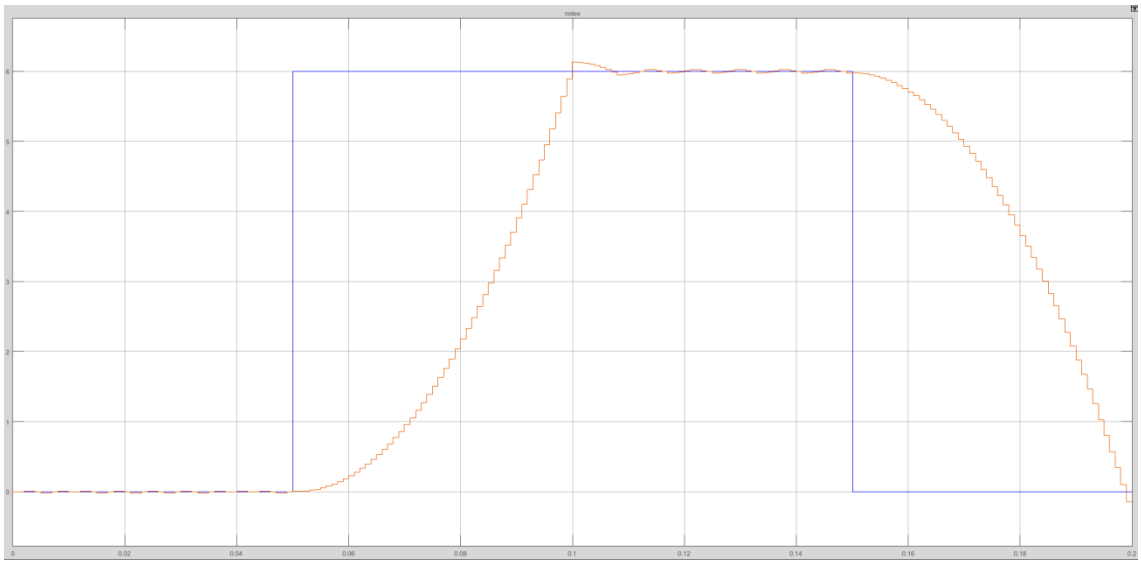


Figura 26 Resposta salt 6V

Per últim realitzem unes proves per veure com reacciona el sistema al seguiment de valors en rampa.

Tal com ens mostra la figura 27, el sistema té una clara limitació, que són les variacions ràpides de deriva. Si observem detingudament , el sistema es capaç

de veure variacions de fins a 5V/s, on aquesta ja queda al límit. Per pendents inferiors el controlador es capaç de realitzar contínuament el seguiment, per al contrari. Per valors de rampa superiors, el controlador no és capaç de captar el diferencial que es produeix fins que la deriva deixa de créixer, o en disminueix la magnitud. A partir del temps 0.2s s'observa que el controlador deixa de compensar els canvis, fins que en als 0.25s aquest canvia el pendent, quan els controlador es capaç de reenganxar el punt de treball ràpidament.

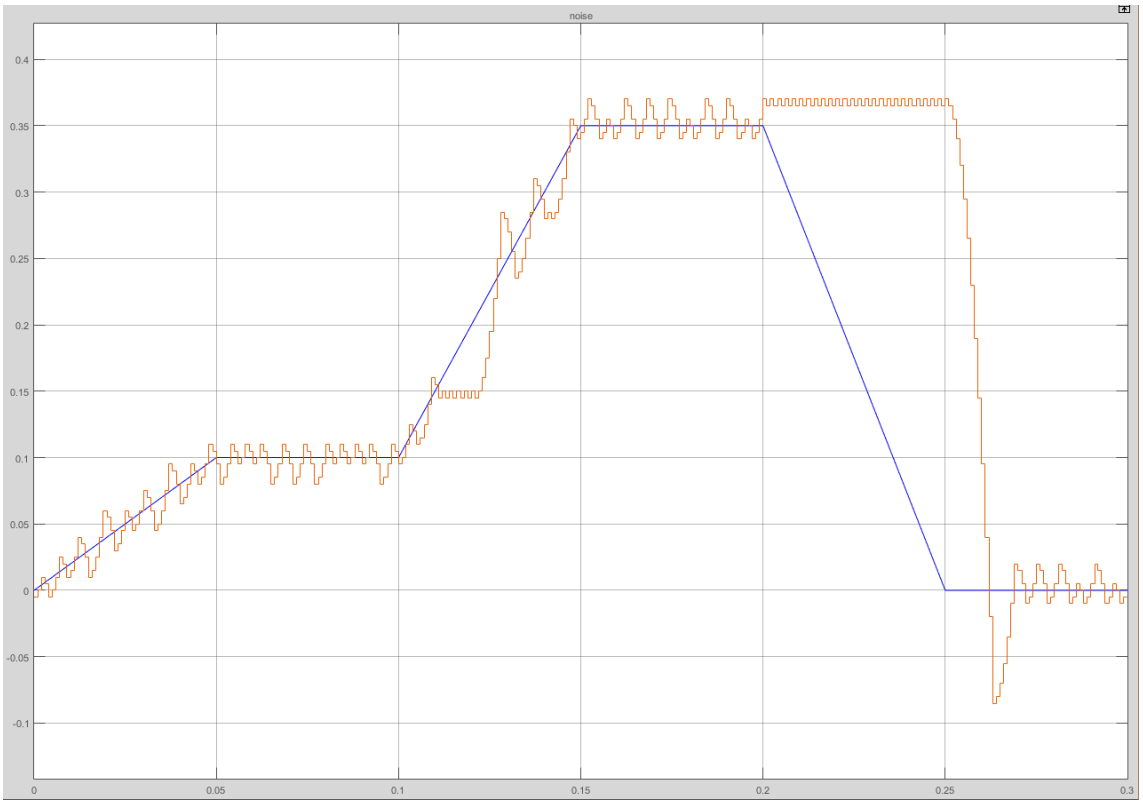


Figura 27 Seguiment de rampes controlador simple

Un paràmetre a ajustar és la magnitud de la constant d'integració, variant aquest paràmetre, es pot arribar més ràpidament al objectiu, però també n'obtindrem un sobre pic més important, així doncs l'ajust raurà en quin és el paràmetre més crític.

4 Modulador IQ Mach-Zehnder

Aquest tipus de modulador, està compost per dos moduladors MZ col·locats en una configuració push-pull una de les quals queda desfasada respecte l'altre $\pi/2$.

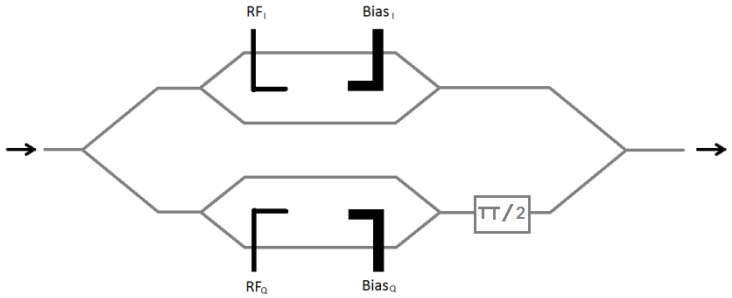


Figura 28 Modulador IQ MZ en configuració push-pull

El que s'aconsegueix amb aquesta configuració és una modulació directe en una de les branques i un altre en quadratura, així doncs s'aconsegueix una modulació amb 2 bits per símbol. Això mateix, te com a resultat directe un millor aprofitament de l'espectre.

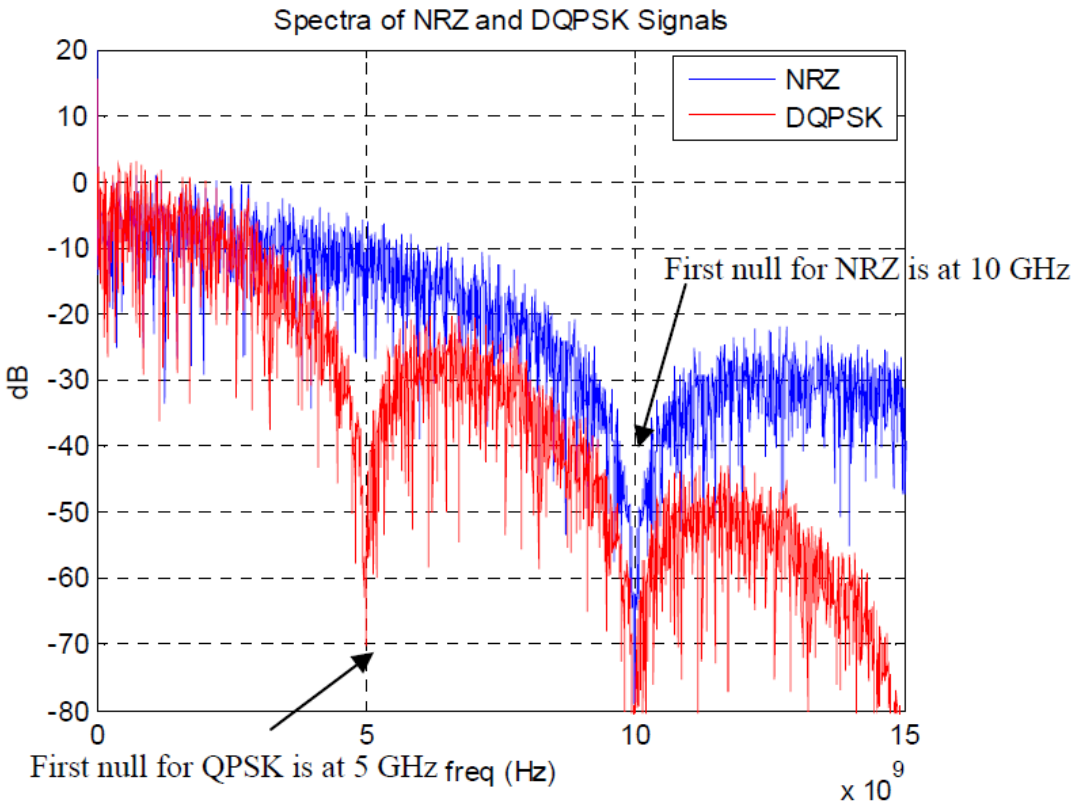


Figura 29 Espectre PSK vs QPSK/DQPSK a 10Gbps [18]

4.1 Modelat del modulador IQ MZ

Novament per modelitzar aquest modulador, tornarem a utilitzar les funcions de transferència que caracteritzen aquest.

$$\begin{cases} \phi_I = \dfrac{\pi}{V_\pi}\left(V_{RF_I}(t) + V_{Bias_I}\right) \\ \phi_Q = \dfrac{\pi}{V_\pi}\left(V_{RF_Q}(t) + V_{Bias_Q}\right) \end{cases} \qquad (8)$$

$$E_{QM_o} = \frac{E_{QM_I}}{2}\left[\cos\left(\frac{\phi_I}{2}\right)e^{j\frac{\pi}{4}} + \cos\left(\frac{\phi_Q}{2}\right)e^{-j\frac{\pi}{4}}\right] \qquad (9)$$

En les equacions (8-9), queden reflectits els quatre paràmetres que governaran el model. Per una banda, tenim els senyals V_{RF_I} i V_{RF_Q} per on entren els dos fluxos de bits del senyal QPSK, i per un altre costat tenim V_{Bias_I} i V_{Bias_Q} que són els ports per on ajustarem el punt de treball.

De igual manera que s'ha realitzat amb el model simple, aquí també utilitzem codi Matlab® per introduir un bloc funcional a Simulink®.

```
function Eo = IQMZM(Ei,VrfI,VrfQ,Vpi,VbiasI,VbiasQ)

%Modulador IQ basat en modulador Mach-Zehnder amb dues branques en paral·lel
%Ei:        Camp d'entrada al modulador IQ
%Eo:        Camp de sortida del modulador IQ
%VrfI:      Senyal RF per modular la branca I
%VrfQ:      Senyal RF per modular la branca Q
%VbiasI:    Senyal de desviament del punt de treball branca I
%VbiasQ:    Senyal de desviament del punt de treball branca Q
%Vpi:       Amplitud màxima de treball

%Calcula desfaçament branca I
phiI=pi*(VrfI+VbiasI)/Vpi;

%Calcula desfaçament branca Q
phiQ=pi*(VrfQ+VbiasQ)/Vpi;

%Calcula camp de sortida del modulador IQ basat en Mach-Zenhder
Eo=0.5*Ei*((cos(0.5*phiI)*((1+1i)/sqrt(2)))+(cos(0.5*phiQ)*((1+1i)/sqrt(2))));
```

4.2 Modelat del senyals RF_I i RF_Q.

Per a poder modelar aquestes dues entrades, s'ha optat per a la generació de nombres enters aleatoris, als que apliquem una modulació QPSK, obtenint un resultat binari complex al que una vegada amplificat s'obté el nivell de senyal desitjat. En aquest cas serà K=$12/\sqrt{2}$. Tot seguit separem la part real i la imaginària d'aquesta component, i convertim la imaginària en real. D'aquesta manera obtenim dos fluxos binaris que utilitzarem com a senyal de modulació. Aquest procés es pot observar en la figura 30.

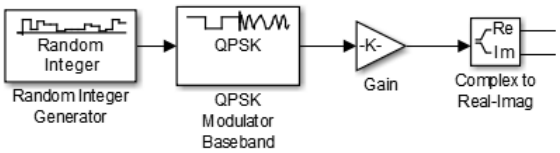


Figura 30 Generació de fluxos binaris aleatoris en segons modulació QPSK

4.3 Simulació de modulador IQ MZ

Per a realitzar la simulació caldrà modelar el desfasament del punt de treball. En aquest cas ara tenim dos punts de treball , un per a la branca directe I, i un altre per a la branca en quadratura Q.

Per simplicitat s'ha partit de la premissa que el desfasament $\pi/2$ entre les dues branques és ideal, i no cal corregir-lo. En la pràctica aquest es comportaria com un tercer punt de treball, però aquest no entra a l'abast del projecte.

Implementar els senyal de prova, al igual que en el cas del modulador d'una sola branca, optem per un senyal de tipus sinusoïdal , al que apliquem un desfasament per a generar dos punts diferenciats per a cadascuna de les branques, tal i com es pot observar en la figura 31.

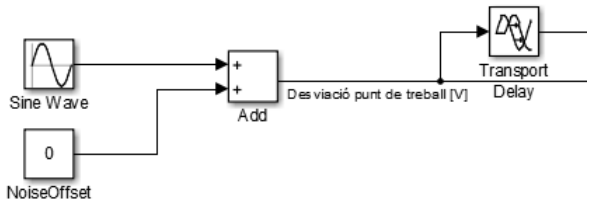


Figura 31 Generació de desviament del punt de treball branques I i Q

A la figura 32 podem observar el banc de proves implementat per a simula el comportament del modulador IQ basat en MZ.

En aquest banc de proves també s'utilitza el mateix valor de potència a la entrada del modulador.

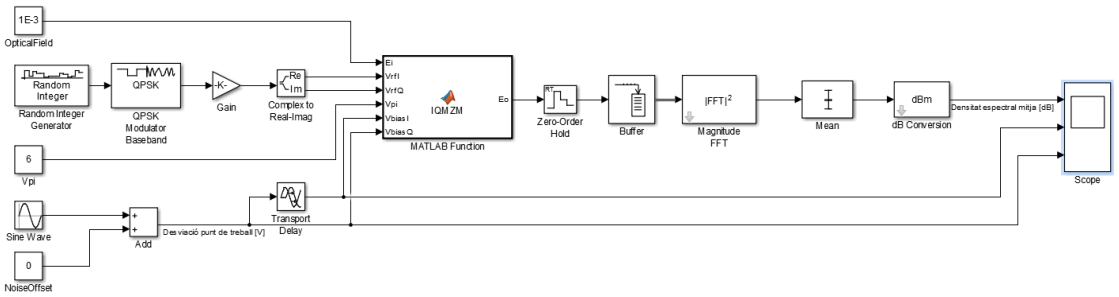


Figura 32 Banc de proves modulador IQ MZ

S'ha anat comentant que el senyal de realimentació és únic per a qualsevol nivell de modulació, i això pot ser un avantatge a nivell de simplicitat del sistema. Així que es pot comprovar que el model d'adquisició de la DEP és exactament el mateix que en el banc de proves del modulador d'una sola branca.

La idea per poder comprovar el comportament del modulador, és anar variant el desfasament i la magnitud del senyal introduït a mode de test, per això realitzem proves amb els senyals desfasats 125ms i 75ms respectivament.

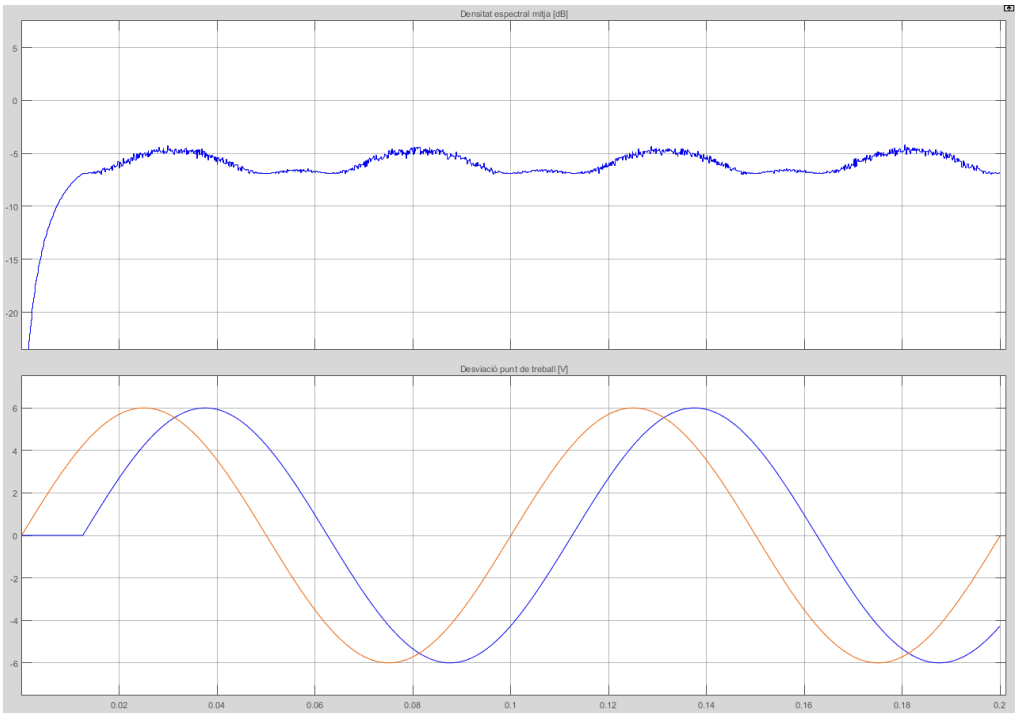


Figura 33 DEP segons la deriva de bias amb senyals desfasats 125ms

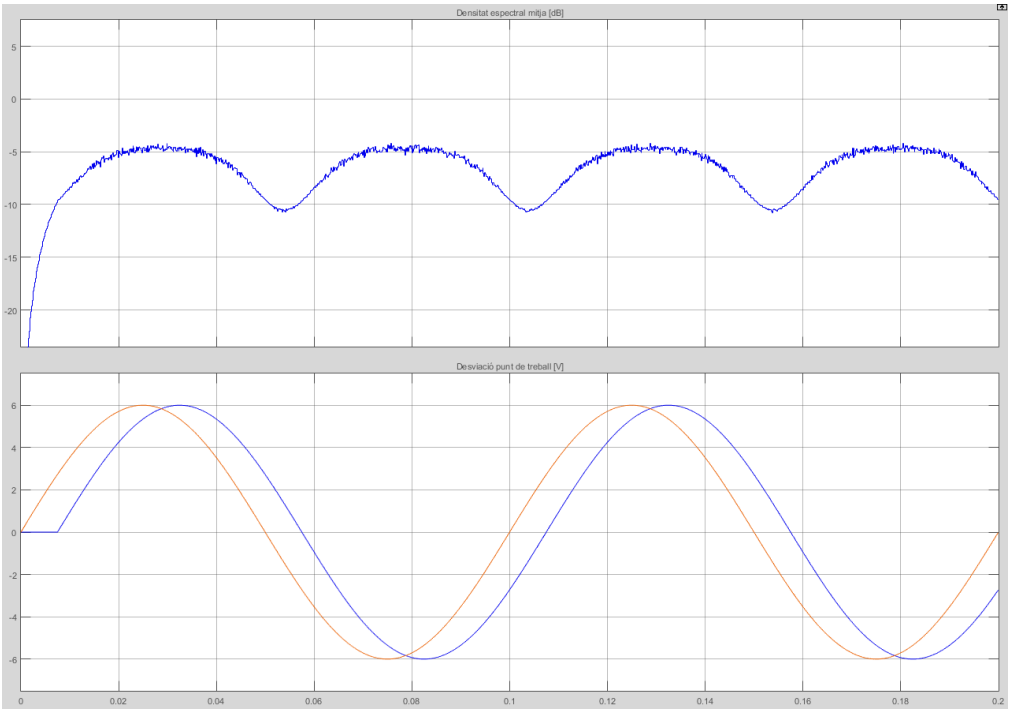


Figura 34 DEP segons la deriva de bias amb senyals desfasats 75ms

Com es pot apreciar en les captures de les figures 33 i 34, com més separats queden els punts de treball mes empitjora el valor de DEP. Alhora si comparem els dos resultats, ja podem intuir quin pot esdevenir un problema , ja que si els valors de punt de treball divergeixen molt, al sistema de decisió li costarà més detectar els canvis que es produeixin al punt de treball. Això s'aprecia amb una corba més plana quan més diferència entre aquests existeix.

A la pràctica, les dues branques queden integrades en el mateix cristall i per tant en el mateix encapsulat, així que les diferències en quant a punt de treball tindrien que ser mínimes.

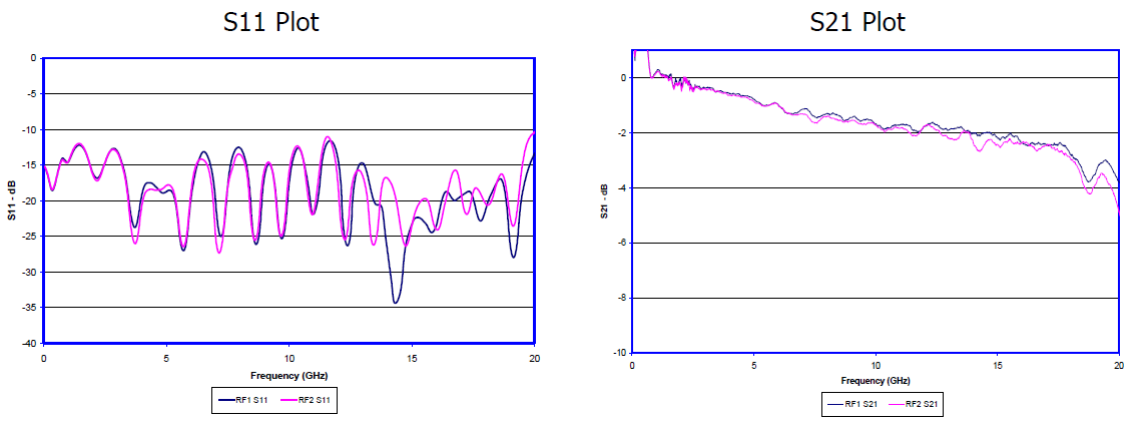


Figura 35 Corbes paràmetres S modulador Mach-40® 086 [19]

4.4 Implementació d'un controlador de dues branques.

El senyal de realimentació és el mateix per a les dues branques i la presa de decisió de cap a on s'ha de corregir, es realitza buscant la direcció més favorable. Així doncs per a seguir amb la mateixa arquitectura, el plantejament passa, per a seqüenciar les regulacions de ambdues branques. Es a dir, es realitza cíclicament els test de prova i error Per això s'ha desenvolupat el diagrama d'estats de la figura 36.

La estructura de la seqüència es composa de quatre estats, dos estats per a cada branca. En primer lloc s'actualitza la sortida de control amb els valors prèviament calculats en el cicle anterior. En el cas del primer cicle, s'inicialitzen les variables de control, i no serà fins el següent cicle complet, quan es començarà el control en si mateix.

Així doncs , durant els estats 0 i 1 es realitza el control de la branca directe I, i durant els estats 2 i 3 la branca en quadratura Q. El fet de realitzar en primer lloc la actualització de la sortida, fa que en el cicle següent es pugui analitzar el resultat i prendre les decisions oportunes, tals com canviar el sentit de la correcció, o be augmentar la velocitat de seguiment.

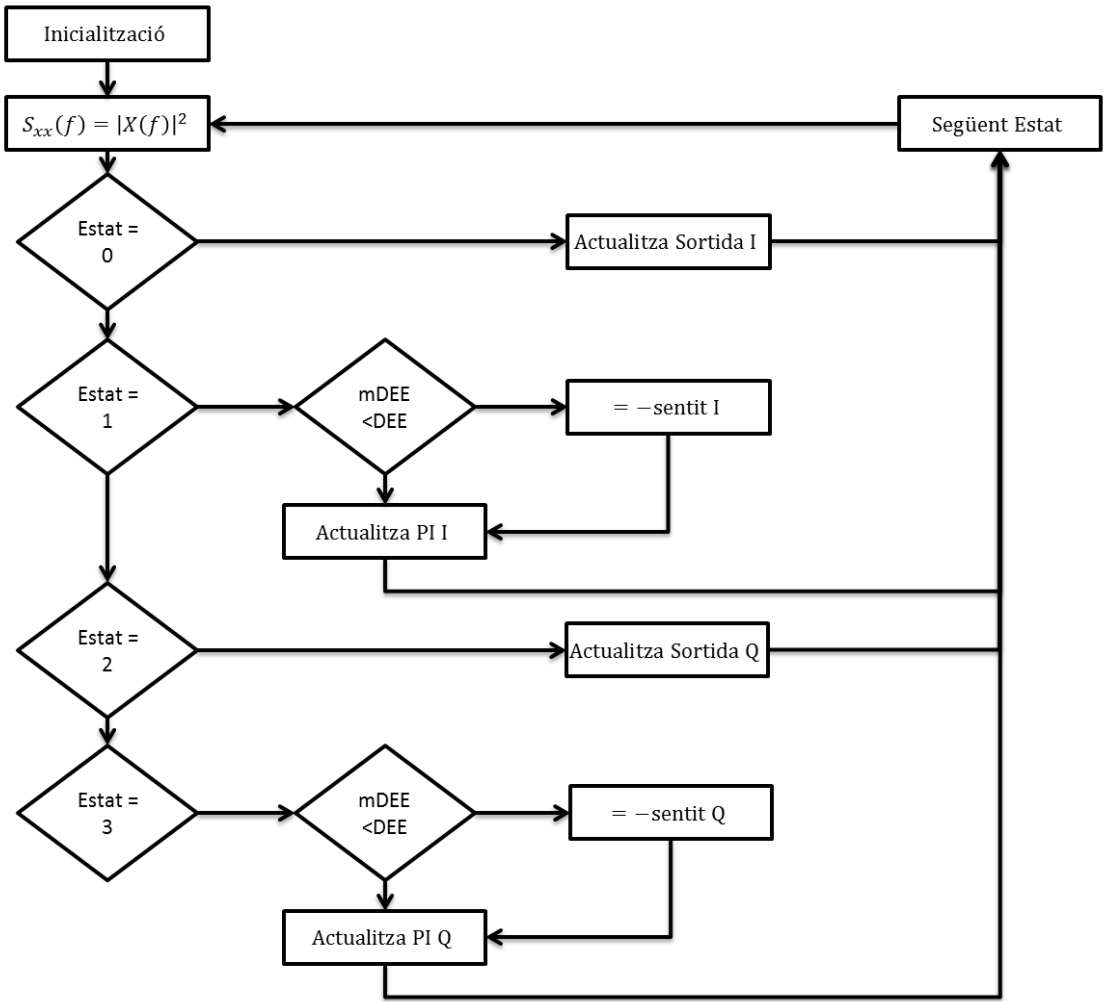


Figura 36 Diagrama d'estat del controlador de dues branques MZ

El codi generat a partir d'aquest algoritme es mostra a continuació.

```
function [biasI,biasQ]= IQMZMbiasCtrl(DensitatEspectral,vSalt)

%Definició de variables locals
% mbiasI       : Valor de control per a branca I
% mbiasQ       : Valor de control per a branca Q
% prevDS       : Valor anterior de la densitat espectral
% correccioI   : Sentit de correció del punt de treball branca  I
%                Si =1 incrementa =-1 decrementa
% correccioQ   : Sentit de correció del punt de treball branca  Q
%                Si =1 incrementa =-1 decrementa
% iI           : Compensació integral branca I
% cntI         : Comptador integral branca I
% iQ           : Compensació integral branca Q
% cntQ         : Comptador integral branca Q
% estat        : estat(0:Actualitzar sortica bias I, 1:Comprovar correcció bias I,
%                2:Actualitzar sortica bias Q, 3:Comprovar correcció bias Q)

persistent mbiasI mbiasQ prevDE sentitI sentitQ iI iQ cntI cntQ estat

%Inicialització variables locals
if isempty(mbiasI,mbiasQ,prevDE,sentitI,sentitQ,iI,iQ,cntI,cntQ,estat)
   mbiasI = 0;
   mbiasQ = 0;
   prevDE = 0;
   sentitI = 1;
```

```
26 -        sentitQ = 1;
27 -        iI = 0;
28 -        iQ = 0;
29 -        cntI = 0;
30 -        cntQ = 0;
31 -        estat = 0;
32      end
33
34      % Seqüència de control de les dues branques
35 -    switch estat
36          % Compensació branca I
37          case 0
38 -            if sentitI == 1         % Comprova sentit de correcció i actualitza
39 -                mbiasI= mbiasI + iI*vSalt;
40              else
41 -                mbiasI= mbiasI - iI*vSalt;
42              end
43
44          case 1
45 -            if prevDE < DensitatEspectral   % Comprova millora de la correcció anterior
46 -                sentitI = -sentitI;         % actualitza el sentit de correcció
47 -                iI = 0;
48 -                cntI = 0;
49              end
50
51 -            cntI = cntI + 1;        % Actualitza comptador integral
52 -            iI = iI+cntI;           % Actualitza valor de component integral
53
54          % Compensació branca Q
55          case 2
56 -            if sentitQ == 1         % Comprova sentit de correcció i actaulitza
57 -                mbiasQ= mbiasQ + iQ*vSalt;
58              else
59 -                mbiasQ= mbiasQ - iQ*vSalt;
60              end
61
62          otherwise
63 -            if prevDE < DensitatEspectral   % Comprova millora de la correcció anterior
64 -                sentitQ = -sentitQ;         % actualitza el sentit de correcció
65 -                iQ = 0;
66 -                cntQ = 0;
67              end
68
69 -            cntQ= cntQ + 1;         % Actualitza comptador integral
70 -            iQ = iQ+cntQ;           % Actualitza valor de component integral
71      end
72
73      % Actualitza nou valor previ densitat espectral
74 -    prevDE = DensitatEspectral;
75
76      % Actualitza seqüència
77 -    estat = estat + 1;
78 -    if estat>3
79 -        estat = 0;
80      end
81
82      % Actualitza valors de regulació
83 -    biasI = mbiasI;
84 -    biasQ = mbiasQ;
```

En aquest algoritme s'ha realitzat una variació del paràmetre integral de la regulació, ja que les proves realitzades, mostraven uns canvis en la DEP mes lleus que en una sola branca, i cal realitzar les aproximacions d'una manera més ràpida, per poder accelerar tot el procés. Per això, s'ha implementat una correcció integral, exponencial d'un ordre superior, passant d'una correcció

integrat de segon ordre, a un altre de tercer. Amb això s'aconsegueix mantenir la zona inicial de correcció amb suficient precisió per evitar el rissat, però en canvi s'arriba a l'objectiu de correcció més ràpidament.

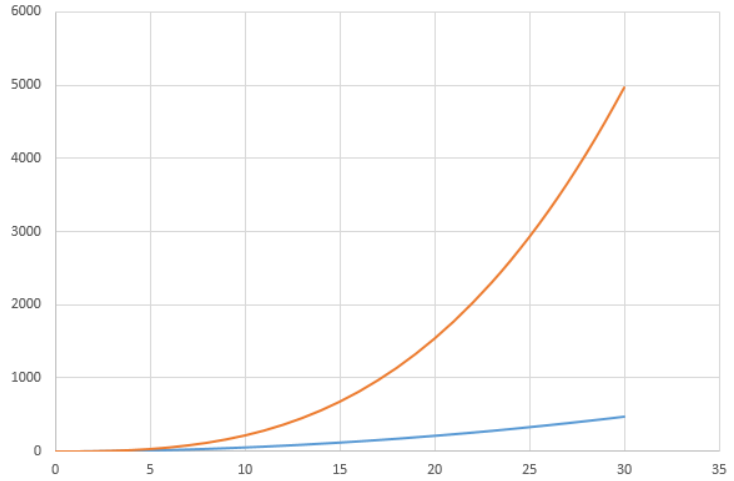


Figura 37 Comparació entre les correccions integrals, en vermell la correcció 3er ordre, en blau 2on ordre

4.5 Simulació en llaç tancat

Partint de la base del banc de proves desenvolupat a l'apartat 4.3, s'introdueix el bloc amb el codi descrit a l'apartat anterior. Els paràmetres referents a l'adquisició de la DEP, es mantenen iguals, ja que tal com s'ha descrit en el capítol 3, aquest mostreja aquesta variable en 0.128ms.

L'algoritme està constituït en 4 etapes seqüencials. Així doncs si volem mantenir un cicle d'execució de 1ms per al sistema complet (les dues branques), hem de forçar que per a cada etapa el cicle d'execució sigui 1ms/4=0.25ms. Per tant com que l'adquisició la continuem realitzant a una velocitat superior, no ens cal reajustar cap paràmetre d'aquests.

Vist això, el que si que ens cal , és disminuir el temps d'execució del controlador, que ara passarà a 0.25ms.

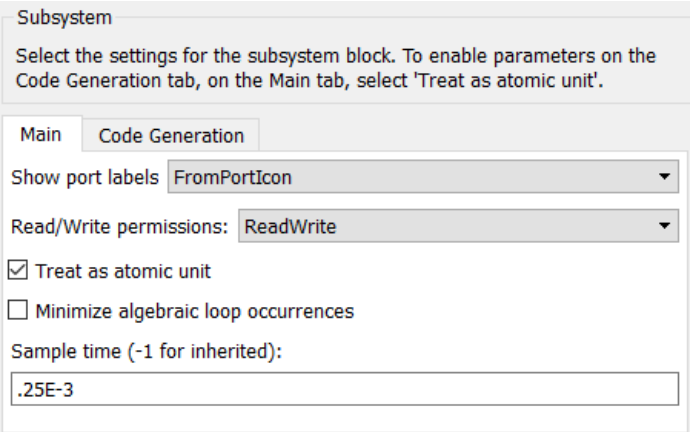


Figura 38 Configuració cicle execució del controlador de dues branques

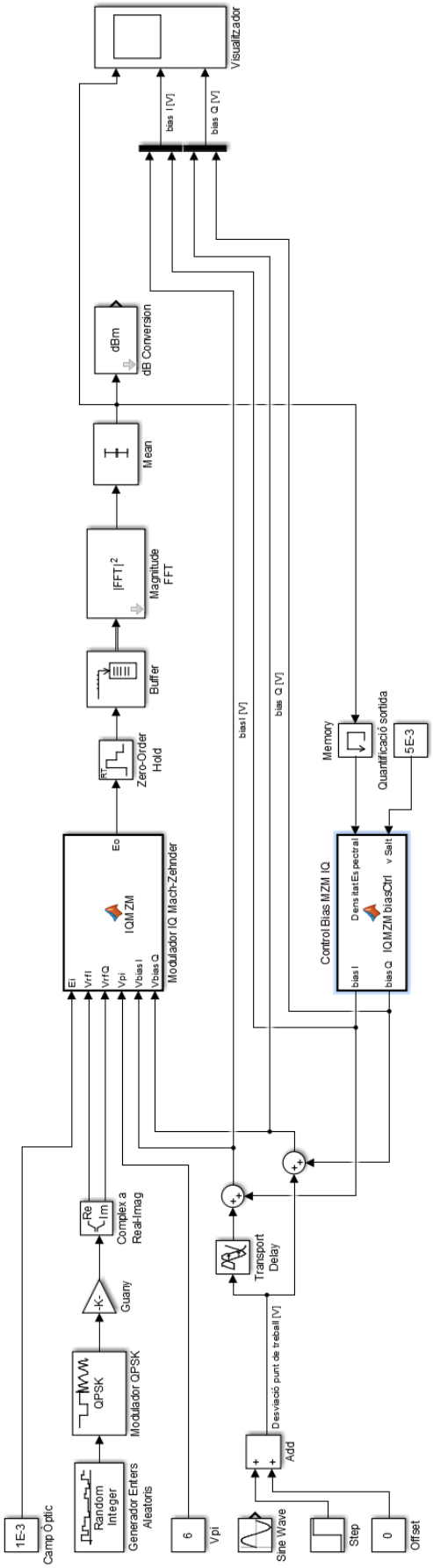


Figura 39 Diagrama controlador per a modulador IQ MZ

Per a realitzar les proves de seguiment aquesta vegada, s'ha implementat uns sèrie de salts a diferents nivells i desfasats, per a poder comprovar-ne el funcionament.

En la primera prova s'executa la simulació amb salts de 3V i desfasament de 7.5ms, amb el que s'obté el resultat de la figura 40, allí veiem que el temps que el controlador necessita per compensar la desviació del punt de treball és d'aproximadament 70ms, un valor que és mes que acceptable , ja que com s'ha mostrar anteriorment , les variacions d'aquest en condicions normals són molt menors i, en el cas de iniciar la regulació , veiem que en pocs ms el sistema és capaç de portar el modulador a una zona de treball correcte.

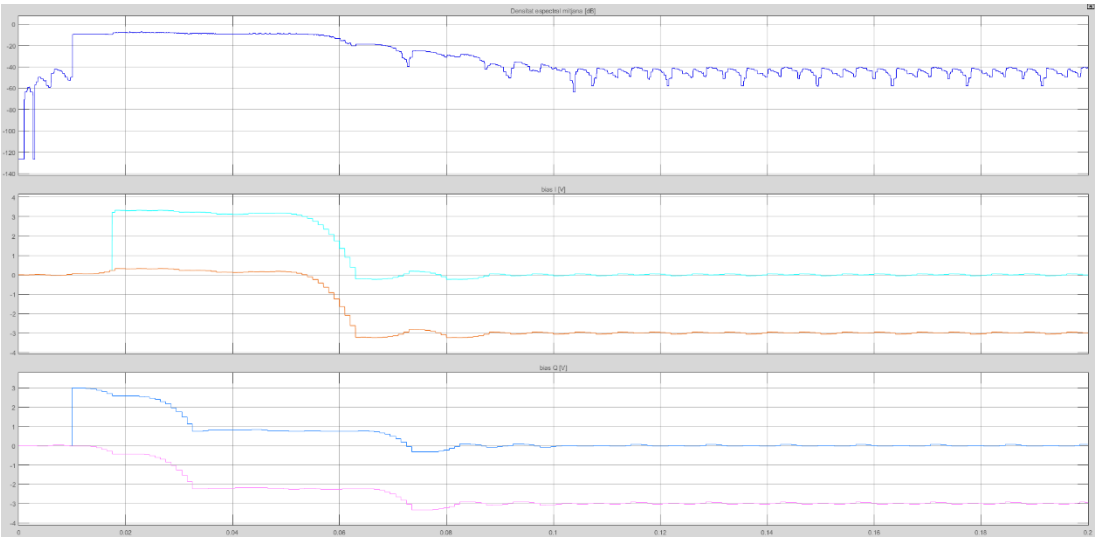


Figura 40 Resposta a un impuls de 3V separats a 7.5ms entre I i Q

Si es modifica el salt a 5V, el resultat és força similar a l'obtingut amb la simulació anterior.

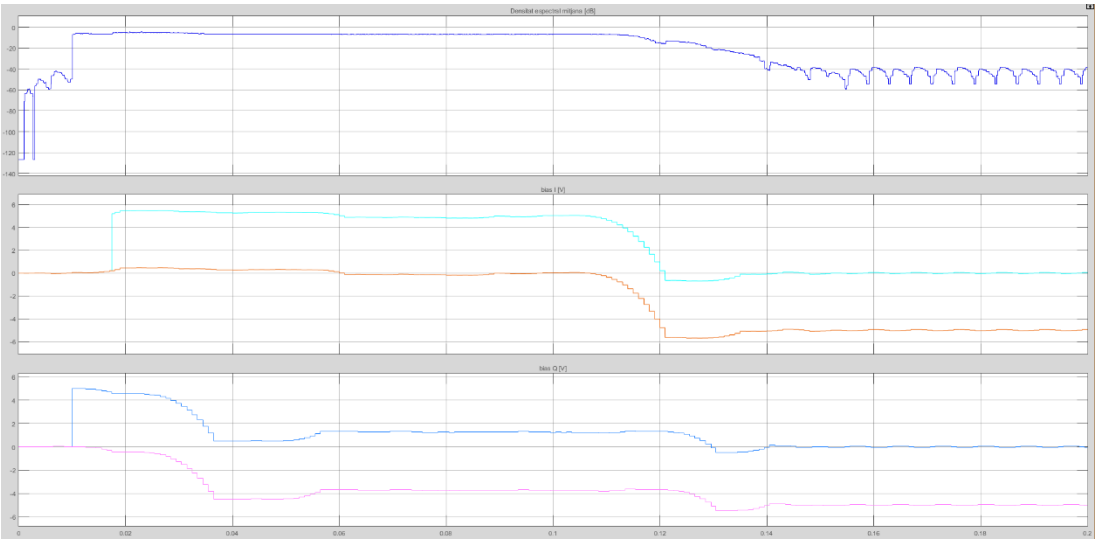


Figura 41 Resposta a un impuls de 5V separats a 7.5ms entre I i Q

En aquesta simulació veiem que el temps per enganxar el controlador puja considerablement, passant dels 70ms a la simulació amb un salt de 3V a 130ms

aproximadament, però encara així , el sistema és capaç d'arribar-hi a una velocitat molt superior del que resulta necessari.

Si ara agafem el cas més extrem on la desviació és de 6V, el que succeeix és força diferent tal i com es pot observar en la figura 42.

El controlador no és capaç de enganxar, tal com ja s'havia previst. El sistema arriba a un punt on les diferències són tant petites degudes a la gran diferència en el punt de treball, que encara que es provi de corregir una branca, aquesta no es suficient per generar una diferencia que indiqui al algoritme cap on te que corregir. Això queda perfectament palès al registre de la figura 42, on el sistema prova de corregir per en un sentit equivocat.

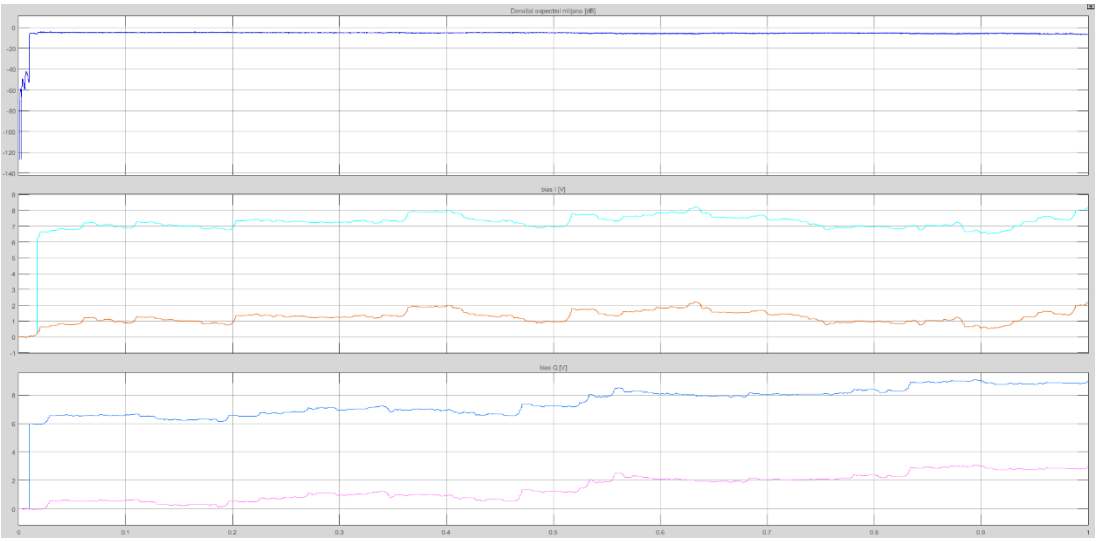


Figura 42 Resposta a un impuls de 6V separats a 7.5ms entre I i Q

5 Anàlisis de resultats

L'objectiu del projecte, es donar fiabilitat al funcionament dels moduladors basats en MZ. Aquests elements són un component crític dins l'estructura d'una xarxa òptica, així doncs és d'una gran importància fer que aquests estiguin sempre en els seus punts òptims de funcionament.

Com s'ha anat veient en totes les proves de simulació, el controlador d'un únic modulador, ha estat una part fonamental, per poder entendre el comportament de la DEP durant les fluctuacions del punt de treball, i alhora n'ha facilitat el fet de preveure cap on tenia que anar el disseny del controlador. Així doncs, sota les proves realitzades, en que s'ha portat al límit el seu funcionament, el controlador ha respost d'una manera efectiva, corregint ràpidament aquestes fluctuacions, que tal com s'ha anat puntualitzant el aquest document, no son variacions que es trobin en condicions normals de funcionament, tot i que part d'elles si, com l'enganxament en el moment d'inicialitzar el controlador, en que el punt de treball pot distar molt de la posició de repòs o zero, però novament el sistema ha demostrat que és capaç de enganxar en condicions límit.

Durant l'execució de la segona fase de implementació, s'ha pogut observar que el disseny inicial de la component integral del controlador, tot i funcionar, genera retards importants, així que s'ha decidit millorar aquest aspecte del control, realitzant un canvi en aquesta component, convertint una compensació lineal, en un altre de exponencial, el que novament ha resultat força efectiu, i n'ha millorat notablement la resposta. Tot i això s'ha detectat que el propi funcionament del controlador, en condicions properes al límit de funcionament, fan que el sistema no sigui capaç de reaccionar, donant respostes incorrectes.

Segons les expectatives del inici del projecte, aquestes han quedat cobertes, i el sistema dissenyat i simulat, ha demostrat que d'una manera força senzilla es pot realitzar una implementació per a dur a terme aquesta tasca. Així doncs dins l'algoritme, la operació més complicada, es el càlcul de la DEP, ja que implica realitzar un càlcul de la FFT, però el fet de ser suficient la utilització de 1024 punts, fa que sigui assequible de implementar amb processadors de reduïdes prestacions. Per tant tindrà una fàcil implementació i, tal com s'ha vist, aquesta part del sistema és comú en totes les implementacions, pel fet de creixer en complexitat, aquesta no n'afectarà massa el seu desenvolupament.

6 Conclusions i millores de futur

Aquest treball, ha premés aprofundir en la importància que tenen els elements pertorbadors dins un sistema, de tal manera que si aquest no es compensa d'alguna manera la seva fiabilitat desapareix ràpidament. És fàcilment menyspreable la importància que tenen aquests sistemes de control, que no tenen una funció directe a la aplicació, però si que fan que aquesta pugui funcionar tal com s'espera.

El fet de no corregir aquests efectes, portaria a la tecnologia dels moduladors òptics basats en MZ a una situació en que no s'haurien estès de la manera que ho han pogut fer, i s'hauria optat per d'altres tecnologies.

Si es vol continuar avançant i acostar-se cada vegada més al límit que ens ofereix, aquest cada vegada te que tenir un comportament més esperat i òptim, el que ens porta a buscar sistemes que ho permetin, i facin que aquesta evolució pugui acompanyar a les necessitar per venir.

Els resultats obtinguts en aquest treball són engrescadors, ja que en les simulacions han tingut un molt bon comportament, així que es pot dir que s'han assolit els objectius marcats inicialment. Cal dir però, que mancaria finalitzar la implementació afegint la tercera branca de control per a optimitzar també el desfasament entre branques que per al propòsit d'aquest s'ha considerat ideal, així que el primer que caldria realitzar seria introduir aquesta nova variable.

D'altra banda també s'ha pogut comprovar que quan el sistema creix amb complexitat el sistema perd sensibilitat. Això fa que en determinades condicions el sistema pugui no ser vàlid (molt extremes). Així que un altre camí a seguir per evolucionar el producte seria detectar aquestes situacions, que podríem etiquetar com a estancaments en mínims locals, on el sistema no es capaç de veure que hi hagi una situació millor. Aquest cas seria una situació similar a la que es produiria amb un algoritme de *hill climb*. Per tal cas, una possible solució podria passar per utilitzar tècniques similars a les emprades en algoritmes genètics, on quan es detecta un estancament en els resultats, es realitza un salt brusc i es comprova si aquest nou camí porta a un mínim millor que a l'anterior. Aquest tipus de tècnica solucionaria el problema d'enganxament amb valors de salt importants. Una vegada assolits valors de DEP més raonables aquesta tècnica no caldria seguir utilitzant-la i es podria continuar amb la regulació convencional, que ha demostrat tenir un bon resultat.

7. Glossari

ADC	Convertidor analògic a digital
DEP	Densitat Espectral de Potència
EO	Efecte electro òptic
FFT	Transformada ràpida de Fourier
FTTH	Fiber To The Home
IQ	Modulació en fase i quadratura
LN	Niobat de Liti $LiNbO_3$
MZ	Mach-Zehnder
QPSK	Modulació per desplaçament de fase en quadratura

8. Bibliografia

[1] A Guide to the Project Management Body of Knowledge (PMBOK® Guide) – Fifth Edition, Pennsylvania: Project Management Institute, Inc., 2013.

[2] J. Švarný, «Implementation of a precise quadrature point bias controller to the integrated intensity electro-optic modulator,» de *2012 13th Biennial Baltic Electronics Conference (BEC2012)*, Tallinn, Estonia, 2012.

[3] J. Švarný, «Bias driver of the Mach-Zehnder intensity electro-optic modulator, based on harmonic analysis,» de *Advances in Robotics, Mechatronics and Circuits: (merosta 2014)*, Santorini Island, 2014.

[4] P. S.Cho, J. B. Khurgin i I. Shpantzer, «Closed-Loop Bias Control of Optical Quadrature Modulator,» *IEEE PHOTONICS TECHNOLOGY LETTERS,* vol. 18, núm. 21, pp. 2209-2211, 2006.

[5] K. Ogata, Ingeniería de Control Moderna, Prentice Hall, 1998.

[6] H. Nagata, N. Papasavvas i D. R. Maack, «Bias Stability of OC48 X-Cut Lithium-Niobate Optical Modulators: Four Years of Biased Aging Test Results,» *IEEE PHOTONICS TECHNOLOGY LETTERS, VOL. 15, NO. 1,* pp. 42-44, 2003.

[7] Y. Li, Y. Zhang i Y. Huang, «Any Bias Point Control Technique for Mach–Zehnder Modulator,» *IEEE PHOTONICS TECHNOLOGY LETTERS,* vol. VOL. 25, núm. NO. 24, pp. 2412-2415, 2013.

[8] S. Dubovitsky, L. F. Steier, S. Yegnanarayanan i B. Jalali, «Analysis and Improvement of Mach–Zehnder Modulator Linearity Performance for Chirped and Tunable Optical Carriers,» *JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY,* pp. 886-891, VOL. 20, NO. 5, MAY 2002.

[9] Y. Chen, X. Zhang i D. Li, A Control System Design for the Optimal Bias Point of External Modulator, The Ninth International Conference on Electronic Measurement & Instruments ICEMI'2009, 2009.

[10] A. Chen i E. Murphy, Broadband Optical Modulators: Science, Technology, and Applications, CRC Press, 2012.

[11] L. N. Binh, Optical Fiber Communication Systems with MATLAB® and Simulink® Models, Second Edition (Optics and Photonics), CRC Press, 2014.

[12] L. Binh i B. Laville, «SIMULINK Models for Advanced Optical Communications: Part IV- DQPSK Modulation Format,» ECSE Monash university, 2005.

[13] D. E. Ackerman, H. Roussell i D. C. Cox, «Bias Controllers for External Modulators in Fiber-Optic Systems,» *LIGHTWAVE,* pp. 175-182, May 2001.

[14] shaping tomorrow with you, «Path to 400G,» FUJITSU NETWORK COMMUNICATIONS INC., Richardson, Texas, 2013.

[15] S. Matsuoka, «Ultrahigh-speed Ultrahigh-capacity Optical Transport Network,» *NTT Technical Review,* vol. 9, núm. 8, pp. 1-7, 2011.

[16] F. Heismann, S. K. Korotky i J. J. Veselka, Optical Fiber Telecommunications III B, Elsevier, 1997.

[17] H. J. Dutton, Understanding Optical Communications, IBM, 1998.

[18] L. Zhao, H. Shankar i A. Nachum, «40G QPSK and DQPSK Modulation,» Inphi.

[19] *Mach-40® 086: Dual Parallel Modulator with RF detectors,* Jessup: Thorlabs Quantum Electronics, Inc., 2010.

[20] A. V. Oppenheim i G. C. Verghese, Signals, Systems & Inference, Hoboken: Pearson, 2016.

[21] T. Morioka, M. Jinno, H. Takara i H. Kubota, «Innovative Future Optical Transport Network Technologies,» *NTT Technical Review,* vol. 9, núm. 8, pp. 1-8, 2011.