



Escola Tècnica Superior d'Enginyeria
de Telecomunicació de Barcelona

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

PROJECTE FINAL DE CARRERA

Disseny de dos circuits opto-electrònics
desplaçadors de la longitud d'ona per xarxes
d'accés per fibra òptica (FTTH)

*Design of two Photonic Integrated Circuits (PIC) for
wavelength shifting applications in Fiber-To-The-Home
(FTTH) networks*

Estudis: Enginyeria de Telecomunicació

Autor: Víctor Solé Sánchez

Director: José Antonio Lázaro, Bernhard Schrenk

Any: 2012

*“We can't solve problems by
using the same kind of thinking
we used when we created them.”*

Albert Einstein

Acknowledgments

This project has been done in the Optical Communications Group (Grup de Comunicacions Òptiques, GCO) of Polytechnic University of Catalonia (Universitat Politècnica de Catalunya, UPC). During the duration of this master thesis, there has been several people who helped me and gave me lots of support and I want to thank them for it.

First, I want to express my thanks to José Antonio Lázaro for giving me the opportunity to participate in this project and for all his help and cooperation I received. Also, thanks to Bernhard Schrenk for all his help and his work during the initial stages of this project.

I want to thank to Adrian Wonfor for his collaboration and his invaluable suggestions for the implementation of the designs. Thanks to Sergio for all his help with the problems I've had in the lab.

Finally, thank to my family and friends who have given me their support and have always been by my side all this time. I also want to make special mention to Anna for her invaluable support, encouragement and support during the university degree.

This project has been realized thanks to the European Commission by FP7 project Network of Excellence, EURO-FOS, ICT-257210 project PARADIGM and Spanish MICINN/FEDER TEC2008-01887.

Agraïments

Aquest projecte s'ha realitzat en el Grup de Comunicacions Òptiques (GCO) de la Universitat Politècnica de Catalunya (UPC). Durant la durada d'aquest han estat varies les persones que m'han ajudat i m'han donat molt suport i m'agradaria agrair-los-hi.

Primer expressar el meu agraïment al José Antonio Lázaro per haver-me donat l'oportunitat de participar en aquest projecte i per tota la seva ajuda i col·laboració que he rebut. També agrair al Bernhard Schrenk tota l'ajuda i el seu treball realitzat durant les etapes més inicials d'aquest projecte.

Vull expressar el meu agraïment a l'Adrian Wonfor per la seva col·laboració i els seus inestimables suggeriments per a la realització dels dissenys. També, al Sergio per tota la seva ajuda amb els diferents problemes que he tingut en el laboratori.

Finalment, a la meva família i amics que m'han donat sempre el seu suport i han estat al meu costat durant tot aquest temps. Vull també fer menció especial a l'Anna per el seu inestimable suport, ànims i ajuda durant tota la carrera.

Aquest projecte ha estat realitzat gràcies al projecte europeu del FP7 ICT-257210 PARADIGM, a la Xarxa d'Excel·lència del FP7 EURO-FOS i al projecte finançat pel MICINN i fons FEDER TEC2008-01887.

Abstract

In this work it is presented the design and simulation of two different opto-electronic circuits to perform a wavelength shifting at optical network units (ONU) of Fiber To The Home (FTTH) networks. This significantly reduces Rayleigh backscattering impairment in passive optical networks that use one optical fiber per ONU with the same wavelength for both the upstream and downstream channels. The designs are developed with a generic technology platform for photonic integrated circuits based on InP (*Indium Phosphide*) substrate provided by PARADIGM project, finally providing the layout for both designs.

Resumen

En este trabajo se presenta el diseño y la simulación de dos circuitos opto-electrónicos diferentes para realizar un desplazamiento en longitud de onda en el terminal del usuario (*Optical Network Unit, ONU*) en redes de acceso de fibra óptica hasta el hogar (*Fiber To The Home, FTTH*). Este nuevo diseño de terminal de usuario elimina los efectos perniciosos del *backscattering* de *Rayleigh* en redes ópticas pasivas que usan una única fibra óptica y una única longitud de onda para los canales de subida y bajada de la transmisión. Los diseños se desarrollan con la plataforma tecnológica genérica de óptica integrada sobre InP (*Indium Phosphide*) proporcionada por PARADIGM, proporcionándose los *layout* de ambos diseños.

Resum

En aquest treball es presenta el disseny i la simulació de dos circuits opto-electrònics diferents per realitzar un desplaçament en longitud d'ona en el terminal de l'usuari (*Optical Network Unit, ONU*) en xarxes d'accés de fibra òptica fins la llar (*Fiber To The Home, FTTH*). Aquest nou disseny del terminal d'usuari elimina els efectes nocius del *backscattering de Rayleigh* en xarxes òptiques passives que utilitzen una única fibra òptica i una única longitud d'ona per als canals de pujada i baixada de la transmissió. Els dissenys es desenvolupen amb la plataforma tecnològica genèrica d'òptica integrada sobre InP (*Indium Phosphide*) proporcionada per PARADIGM, proporcionant-se els *layout* d'ambdós dissenys.



Acrònims.....	xvii
Índex de figures.....	xix
Índex de taules.....	xxvii
1. Introducció.....	1
1.1. Definició i objectius del projecte.....	1
1.2. Estructura del projecte.....	3
2. Mitigació del <i>backscattering</i> de Rayleigh.....	7
2.1. Introducció.....	7
2.2. <i>Backscattering</i> de Rayleigh.....	9
2.3. Mètodes de mitigació del <i>backscattering</i> de Rayleigh.....	12
2.4. <i>Wavelength shifting</i>	13
2.4.1. <i>Wavelength shifter</i> d'una branca.....	16
2.4.2. <i>Wavelength shifter</i> de dues branques.....	18
2.4.3. <i>Wavelength shifter</i> de tres branques.....	20
2.4.4. <i>Wavelength shifter</i> de quatre branques.....	24
2.5. Conclusions.....	27
3. Simulació dels <i>wavelength shifters</i> amb VPI.....	29
3.1. Introducció.....	29
3.2. Simulació del <i>wavelength shifter</i> de dues branques.....	29
3.2.1. Anàlisi de la substitució dels IM per MZM.....	32
3.2.2. Anàlisi de la robustesa front desequilibris en el WS de dues branques amb MZM.....	38
3.3. Simulació del <i>wavelength shifter</i> de tres branques amb moduladors de fase.....	39
3.3.1. Anàlisi de la robustesa front desequilibris en el WS de tres branques amb PM.....	42
3.4. Conclusions.....	42

4. Plataforma tecnològica de PARADIGM	45
4.1. Introducció	45
4.2. Projecte europeu PARADIGM.....	46
4.2.1. Software de simulació: PicWave.....	47
4.2.2. Software de generació dels <i>layouts</i> : MaskEngineer	48
4.3. Tecnologia i components d'Oclaro.....	50
4.3.1. Guies òptiques	53
4.3.2. <i>Semiconductor Optical Amplifier</i>	57
4.3.3. Moduladors de fase	60
4.3.4. Altres components.....	65
5. Disseny i simulació dels <i>wavelength shifters</i>	71
5.1. Introducció	71
5.2. Disseny del <i>wavelength shifter</i> de dues branques amb moduladors Mach-Zehnder	72
5.2.1. Disseny del modulador Mach-Zehnder.....	73
5.2.2. Disseny de l'etapa moduladora de fase.....	78
5.2.3. Simulació del <i>wavelength shifter</i> de dues branques	80
5.2.4. Anàlisi de la robustesa del <i>wavelength shifter</i> de dues branques	87
5.3. Disseny del <i>wavelength shifter</i> de tres branques amb moduladors de fase	90
5.3.1. Simulació del <i>wavelength shifter</i> de tres branques.....	93
5.3.2. Anàlisi de la robustesa del <i>wavelength shifter</i> de tres branques.....	101
5.4. Conclusions.....	103
6. <i>Layout</i> dels <i>wavelength shifters</i>	105
6.1. Introducció	105
6.2. Disseny del <i>layout</i> del <i>wavelength shifter</i> de dues branques amb moduladors Mach-Zehnder	106
6.3. Disseny del <i>layout</i> del <i>wavelength shifter</i> de tres branques amb moduladors de fase	109
7. Conclusions finals	115
Annex A. Simulació dels desajustos en el WS de dues branques amb MZM	119
A.1. Desadaptacions en l'estructura MZM	120
A.2. Desadaptacions en l'etapa moduladora de fase.....	125
Annex B. Simulació dels desajustos en el WS de tres branques amb PM	131
B.1. Desadaptacions en l'estructura MZM	132
B.2. Desadaptacions en el WS	136
Annex C. Disseny inicial del <i>wavelength shifter</i> de dues branques amb moduladors Mach-Zehnder	139

Annex D. Disseny inicial del <i>wavelength shifter</i> de tres branques amb moduladors de fase	141
Annex E. Disseny final del <i>wavelength shifter</i> de dues branques amb moduladors Mach-Zehnder	143
Annex F. Disseny final del <i>wavelength shifter</i> de tres branques amb moduladors de fase	145
Annex G. Script de MaskEngineer del <i>layout</i> final dels WS	147
Annex H. Publicació	151
Referències	155

Acrònims

AM	<i>Amplitude Modulator</i>
ASPIC	<i>Application-Specific Photonic Integrated Circuit</i>
AWG	<i>Arrayed Waveguide Grating</i>
CLS	<i>Centralized Light Source</i>
EAM	<i>Electro-Absorption Modulator</i>
FTTH	<i>Fiber To The Home</i>
GaInAsP	<i>Gallium Indium Arsenide Phosphide</i>
IM	<i>Intensity Modulator</i>
InP	<i>Indium Phosphide</i>
MMI	<i>Multi Mode Interference</i>
MQW	<i>Multi-Quantum Well</i>
MZ	<i>Mach-Zehnder</i>
MZM	<i>Mach-Zehnder Modulator</i>
NLTL	<i>Non-Linear Transmission Line</i>
OLT	<i>Optical Line Termination</i>
ONU	<i>Optical Network Unit</i>
OSSB	<i>Optical Single-Side Band</i>
PARADIGM	<i>Photonic Advanced Research And Development for Integrated Generic Manufacturing</i>
PAWG	<i>Photonic Arbitrary Waveform Generator</i>
PIC	<i>Photonic Integrated Circuit</i>
PM	<i>Phase Modulator</i>
PON	<i>Passive Optical Network</i>
QCSE	<i>Quantum Confined Stark Effect</i>
RB	<i>Rayleigh Backscattering</i>
RF	<i>Radio Frequency</i>
RONU	<i>Reflective Optical Network Unit</i>
SFDR	<i>Spurious-Free Dynamic Range</i>
SOA	<i>Semiconductor Optical Amplifier</i>

SPW	<i>Strong passive Waveguide</i>
SSC	<i>Spot Size Converter</i>
TDM	<i>Time-Division Multiplexing</i>
TDTW	<i>Time Domain Travelling Wave</i>
TE	<i>Transverse Electric</i>
TM	<i>Transverse Magnetic</i>
WS	<i>Wavelength Shifter</i>
WDM	<i>Wavelength-Division Multiplexing</i>
WPW	<i>Weak Passive Waveguide</i>
xDSL	<i>Digital Subscriber Line</i>

Índex de figures

Capítol 1

Figura 1.1. Esquema de transmissió d'una xarxa PON amb l'efecte del RB.....	1
Figura 1.2. Funcionament d'un <i>wavelength shifter</i>	2
Figura 1.3. Estructura i flux de treball del projecte	3
Figura 1.4. Components d'Oclaro per al disseny dels WS.....	5

Capítol 2

Figura 2.1. Comparativa de diferents tecnologies de comunicació respecte a les seves velocitats de transmissió i les distàncies màximes de transmissió	7
Figura 2.2. Velocitats de transmissió respecte a la distància màxima de transmissió de diferents tipus de xarxes òptiques	8
Figura 2.3. Esquema de transmissió en una WDM-PON	9
Figura 2.4. Opcions de transmissió bidireccional	10
Figura 2.5. Exemple de la potència normalitzada del <i>backscattering</i> de <i>Rayleigh</i>	12
Figura 2.6. Esquema de transmissió utilitzant un <i>wavelength shifter</i>	14
Figura 2.7. Espectre òptic en el receptor en una transmissió utilitzant un WS	14
Figura 2.8. Espectre elèctric del senyal òptic detectat en el receptor en una transmissió emprant un WS.....	15
Figura 2.9. Possibles perfils temporals elèctrics utilitzats en el WS. (a) Senyal lineal, (b) parts lineals d'un senyal sinusoidal i (c) dent de serra periòdic	16
Figura 2.10. Desplaçament freqüencial obtingut mitjançant les zones lineals d'una sinusoide.....	17
Figura 2.11. Estructura Mach-Zehnder inicial	18
Figura 2.12. WS de dues branques amb desfasament òptic i elèctric de 180°	20

Figura 2.13. WS de tres branques	20
Figura 2.14. Atenuació i SFDR per diferents índex de modulació d'un WS de tres branques amb IM	22
Figura 2.15. Atenuació i SFDR per diferents amplituds de la modulació de fase d'un WS de tres branques amb PM	24
Figura 2.16. WS de quatre branques	24
Figura 2.17. Atenuació i SFDR per diferents amplituds de la modulació de fase d'un WS de quatre branques	26
Figura 2.18. WS de quatre branques amb moduladors MZ amb configuració en <i>push-pull</i> de [Wang10]	27

Capítol 3

Figura 3.1. Dispositiu WS de dues branques modelat amb el VPI	30
Figura 3.2. Espectre de sortida d'un WS de dues branques amb desplaçament freqüencial positiu	31
Figura 3.3. Espectre de sortida d'un WS de dues branques amb desplaçament freqüencial negatiu	31
Figura 3.4. Dispositiu WS de dues branques amb moduladors Mach-Zehnder	35
Figura 3.5. Espectre de sortida d'un WS de dues branques amb moduladors MZ alimentat amb un senyal sinusoidal de 0.1V, un nivell de continua de 3.75V i una amplificació de 24.15dB	36
Figura 3.6. Espectre de sortida d'un WS de dues branques amb moduladors MZ alimentat amb un senyal sinusoidal de 0.1V, un nivell de continua de 3.8016V i una amplificació de 25.16dB	36
Figura 3.7. Dispositiu WS de tres branques amb moduladors de fase modelat amb el VPI	39
Figura 3.8. Espectre de sortida d'un WS de tres branques amb l'amplitud de la modulació de fase de $\pi/18$ rad amb desplaçament freqüencial negatiu	40
Figura 3.9. Espectre de sortida d'un WS de tres branques amb l'amplitud de la modulació de fase de $\pi/18$ rad amb desplaçament freqüencial positiu	41

Capítol 4

Figura 4.1. Exemple de circuit òptic realitzat amb PicWave	47
Figura 4.2. Exemple d'estructura física d'una guia amb geometria rectangular	48
Figura 4.3. (D'esquerra a dreta) Font òptica, monitor, font de voltatge i font de corrent	48

Figura 4.4. Exemple de script de MaskEngineer	49
Figura 4.5. Exemple de <i>layout</i> en MaskEngineer	49
Figura 4.6. Direccions marcades pel <i>major flat</i> de l'oblea	50
Figura 4.7. Dimensions del xip.....	51
Figura 4.8. Secció transversal d'una SPW (esquerra). Vista superior d'una SPW (dreta).....	53
Figura 4.9. Índex de refracció de les diferents capes de la SPW	54
Figura 4.10. Diferents distribucions (modes) de la llum per una guia òptica rectangular en un dels plans vertical o horitzontal, on $m = 0$ es correspon al mode d'ordre zero	54
Figura 4.11. Exemple d'un <i>taper</i> amb variació lineal de la seva amplada	55
Figura 4.12. Exemple d' <i>offset</i> lateral en una guia òptica corba.....	56
Figura 4.13. Bloc SPW en MaskEngineer (esquerra) i PicWave (dreta)	56
Figura 4.14. Bloc <i>taper</i> en PicWave	56
Figura 4.15. Bloc arc en MaskEngineer (esquerra) i PicWave (dreta).....	56
Figura 4.16. Bloc WPW en MaskEngineer (esquerra) i PicWave (dreta).....	57
Figura 4.17. Guany del material respecte a la longitud d'ona mesurat en un SOA de $325\mu\text{m}$ alimentat amb un corrent de 2mA fins a 40mA en passos de 2mA	58
Figura 4.18. Guany òptic d'un SOA de $500\mu\text{m}$ en dB amb les pèrdues del material, respecte al corrent d'alimentació a una longitud d'ona de $1.55\mu\text{m}$	58
Figura 4.19. Desfasament del SOA de $500\mu\text{m}$ respecte al corrent d'alimentació a una longitud d'ona de $1.55\mu\text{m}$	59
Figura 4.20. Dimensions d'un bloc SOA.....	59
Figura 4.21. Bloc SOA en MaskEngineer (esquerra) i PicWave (dreta)	60
Figura 4.22. Característica desfasament-voltatge d'un modulador de fase de 1mm amb orientació perpendicular i paral·lela respecte al <i>major flat</i>	61
Figura 4.23. Característica desfasament-voltatge d'un PM amb orientació perpendicular amb diferents longituds a $1.55\mu\text{m}$	61
Figura 4.24. Característica pèrdues-voltatge d'un PM amb orientació perpendicular amb diferents longituds a $1.55\mu\text{m}$	62
Figura 4.25. Característica pèrdues-desfasament d'un PM amb orientació perpendicular amb diferents longituds a $1.55\mu\text{m}$	62
Figura 4.26. Dimensions d'un bloc modulador de fase	63
Figura 4.27. Bloc modulador de fase en MaskEngineer (esquerra) i PicWave (dreta)	63

Figura 4.28. Característica desfasament-voltatge d'una estructura d'un PM amb un SOA per a compensar les pèrdues del PM. En la figura es mostren quatre punts indicant l'alimentació del SOA.....	64
Figura 4.29. Dimensions d'un bloc de transició <i>strong-to-weak</i>	65
Figura 4.30. Bloc de transició de tipus de guia en MaskEngineer (esquerra) i PicWave (dreta).....	65
Figura 4.31. Esquemàtic d'una S-bend on es mostra l'alçada i la longitud del component	66
Figura 4.32. Bloc S-bend en MaskEngineer (esquerra) i PicWave (dreta).....	66
Figura 4.33. Dimensions d'un bloc MMI1x2.....	67
Figura 4.34. Dimensions d'un bloc MMI2x2.....	67
Figura 4.35. Bloc MMI1x2 en MaskEngineer (esquerra) i PicWave (dreta)	68
Figura 4.36. Bloc MMI2x2 en MaskEngineer (esquerra) i PicWave (dreta)	68
Figura 4.37. Dimensions d'un bloc SSC.....	69
Figura 4.38. Bloc SSC en MaskEngineer (esquerra) i PicWave (dreta)	69

Capítol 5

Figura 5.1. Disseny inicial del WS de dues branques amb components òptics integrats.....	72
Figura 5.2. Estructura moduladora Mach-Zehnder asimètrica	76
Figura 5.3 Estructura moduladora Mach-Zehnder asimètrica amb les mides dels components.....	77
Figura 5.4. Disseny inicial de l'etapa moduladora de fase del WS.....	78
Figura 5.5. Disseny final de l'etapa moduladora de fase del WS	80
Figura 5.6. Bloc de PicWave del braç no modulador del MZM	81
Figura 5.7. Blocs de PicWave del braç modulador del MZM.....	82
Figura 5.8. Diagrama de fases en els braços del MZM	82
Figura 5.9. Blocs de PicWave del braç amb un PM de la segona etapa del WS.....	83
Figura 5.10. Blocs de PicWave del braç amb dos PM de la segona etapa del WS	83
Figura 5.11. Diagrama de fases en els braços de la segona etapa	84
Figura 5.12. Blocs de PicWave del WS de dues branques.....	84
Figura 5.13. Espectre de sortida del WS de dues branques simulat amb PicWave	85

Figura 5.14. Espectre de sortida del WS de dues branques amb desajustos simulat amb VPI.....	86
Figura 5.15. Espectre de sortida del WS de dues branques ajustat simulat amb VPI.....	86
Figura 5.16. Diagrama de fases per al cas crític de funcionament del MZM	88
Figura 5.17. Diagrama de fases per al cas crític de funcionament de la segona etapa del WS.....	89
Figura 5.18. Disseny inicial del WS de tres branques amb components òptics integrats.....	90
Figura 5.19. Disseny final de la tercera branca del WS	91
Figura 5.20. Disseny final del modulador MZ del WS.....	92
Figura 5.21. Blocs de PicWave del braç amb un PM del MZM del WS.....	94
Figura 5.22. Blocs de PicWave del braç amb dos PM del MZM del WS	94
Figura 5.23. Diagrama de fases en els braços del MZM	95
Figura 5.24. Blocs de PicWave del MZM del WS	96
Figura 5.25. Blocs de PicWave de la tercera branca del WS	96
Figura 5.26. Diagrama de fases de la sortida del MZM i la tercera branca del WS.....	96
Figura 5.27. Blocs de PicWave del WS de tres branques	97
Figura 5.28. Espectre de sortida del WS de tres branques simulat amb PicWave.....	98
Figura 5.29. Espectre de sortida del WS de tres branques amb desajustos simulat amb VPI.....	99
Figura 5.30. Espectre de sortida del WS de tres branques ajustat simulat amb VPI	99
Figura 5.31. Espectre de sortida del WS de tres branques amb una amplitud de la modulació de fase de 5° simulat amb PicWave	100
Figura 5.32. Diagrama de fases per al cas crític de funcionament del MZM	102
Figura 5.33. Diagrama de fases per al cas crític de funcionament de la tercera branca del WS.....	102

Capítol 6

Figura 6.1. Dimensions del xip.....	105
Figura 6.2. <i>Layout</i> del WS de dues branques (esquerra). Superposició del tram final del WS amb el SSC de sortida amb el conseqüent avís d'error del MaskEngineer (dreta).....	107
Figura 6.3. <i>Layout</i> final de l'etapa moduladora MZ (esquerra). <i>Layout</i> final de l'etapa moduladora de fase (dreta).....	108

Figura 6.4. <i>Layout</i> final del WS de dues branques amb moduladors MZ	109
Figura 6.5. <i>Layout</i> del WS de tres branques. Superposició dels <i>pads</i> d'alimentació dels PM i el SOA de la tercera branca amb els extrems del xip	110
Figura 6.6. <i>Layout</i> del WS de tres branques. Superposició del tram final del WS amb el SSC de sortida	110
Figura 6.7. Nou disseny del modulador MZ (esquerra). <i>Layout</i> de la tercera branca del WS amb les noves mides dels S-bends d'entrada i sortida (dreta)	112
Figura 6.8. <i>Layout</i> final del WS de tres branques amb moduladors de fase.....	112
Figura 6.9. <i>Layout</i> final del xip amb el disseny del WS de dues branques i el WS de tres branques.....	113

Annex A

Figura A.1. Dispositiu WS de dues branques amb moduladors Mach-Zehnder modelat amb VPI.....	119
Figura A.2. Espectre de sortida d'un WS de dues branques amb una desadaptació d'amplitud de 0.2dB entre els braços d'un dels MZM	120
Figura A.3. Espectre de sortida d'un WS de dues branques amb una desadaptació de fase de 0.03V entre els braços d'un dels MZM	122
Figura A.4. Espectre de sortida d'un WS de dues branques amb una desadaptació de la modulació de 0.05V en un dels MZM.....	123
Figura A.5. Espectre de sortida d'un WS de dues branques amb una modulació d'intensitat residual de 0.5dB en els MZM	124
Figura A.6. Espectre de sortida d'un WS de dues branques amb una desadaptació d'amplitud de 0.5dB entre les dues branques del dispositiu	126
Figura A.7. Espectre de sortida d'un WS de dues branques amb una desadaptació de fase de 5° entre les dues branques del dispositiu	127
Figura A.8. Espectre de sortida d'un WS de dues branques amb una desadaptació de la modulació de 0.1V en un dels moduladors de fase	128
Figura A.9. Espectre de sortida d'un WS de dues branques amb una modulació d'intensitat residual de 0.5dB en la segona etapa del WS.....	129

Annex B

Figura B.1. Dispositiu WS de tres branques amb moduladors de fase modelat amb el VPI.....	131
Figura B.2. Espectre de sortida d'un WS de tres branques amb una desadaptació d'amplitud de 0.3dB entre els braços del MZM	132

Figura B.3. Espectre de sortida d'un WS de tres branques amb una desadaptació de fase de 2° entre els braços del MZM.....	133
Figura B.4. Espectre de sortida d'un WS de tres branques amb una desadaptació en l'amplitud de la modulació de fase de $\pi/36$ en un dels braços del MZM.....	135
Figura B.5. Espectre de sortida d'un WS de tres branques amb una modulació d'intensitat de 0.5dB en un dels braços del MZM.....	136
Figura B.6. Espectre de sortida d'un WS de tres branques amb una desadaptació d'amplitud de 0.3dB en el WS.....	137
Figura B.7. Espectre de sortida d'un WS de tres branques amb una desadaptació de fase de 1° en el WS.....	138

Annex C

Figura C.1. Disseny inicial del WS de dues branques amb MZM.....	139
--	-----

Annex D

Figura D.1. Disseny inicial del WS de tres branques amb PM.....	141
---	-----

Annex E

Figura E.1. Disseny final del WS de dues branques amb MZM.....	143
--	-----

Annex F

Figura F.1. Disseny final del WS de tres branques amb PM.....	145
---	-----

Índex de taules

Capítol 1

Taula 1.1. Especificacions dels dissenys dels WS2

Taula 1.2. Estructures possibles per a un WS.....4

Capítol 2

Taula 2.1. Comparativa de les diferents estructures dels WS on f_s és el desplaçament en freqüència introduït.....28

Capítol 3

Taula 3.1. Prestacions del WS de dues branques amb MZM per diferents alimentacions37

Taula 3.2. Prestacions del WS de tres branques per diferents amplituds de la modulació de fase41

Capítol 4

Taula 4.1. Components d'*Oclaro* utilitzats en els WS.....52

Annex A

Taula A.1. Resultats de la desadaptació d'amplitud en el MZM120

Taula A.2. Resultats de la desadaptació de fase en el MZM121

Taula A.3. Resultats de la desadaptació en la modulació del MZM122

Taula A.4. Resultats de la desadaptació de la modulació d'intensitat del PM en l'estructura MZ124

Taula A.5. Resultats de la desadaptació d'amplitud en l'etapa moduladora de fase125

Taula A.6. Resultats de la desadaptació de fase en l'etapa moduladora de fase126



Taula A.7. Resultats de la desadaptació en la modulació de l'etapa moduladora de fase127

Taula A.8. Resultats de la desadaptació de la modulació d'intensitat dels PM en la segona etapa del WS128

Annex B

Taula B.1. Resultats de la desadaptació d'amplitud en el MZM132

Taula B.2. Resultats de la desadaptació de fase en el MZM133

Taula B.3. Resultats de la desadaptació en la modulació en el MZM134

Taula B.4. Resultats de la desadaptació de la modulació d'intensitat dels PM135

Taula B.5. Resultats de la desadaptació d'amplitud en el WS137

Taula B.6. Resultats de la desadaptació de fase en el WS137

Introducció

1.1. Definició i objectius del projecte

Aquest projecte es centra en el disseny i simulació d'un *Wavelength Shifter (WS)*, dispositiu que permet desplaçar la longitud d'ona d'un senyal òptic. El disseny s'implementarà mitjançant una tecnologia d'òptica integrada basada en InP (*Indium Phosphide*) proporcionada pel projecte europeu PARADIGM.

El WS és un dispositiu que es presenta com un mètode per a mitigar els efectes del *backscattering de Rayleigh (RB)*. El RB és una problemàtica especialment nociva en les xarxes òptiques passives que utilitzen una única fibra òptica i una única longitud d'ona per al canal de pujada i baixada d'una transmissió, com per exemple les WDM-PON, i consisteix en el retorn de part de la potència òptica que s'envia per la fibra cap a la font òptica i que produeix una interferència o *crossstalk* en el receptor. Es realitza una descripció més detallada d'aquesta problemàtica en el capítol 2.

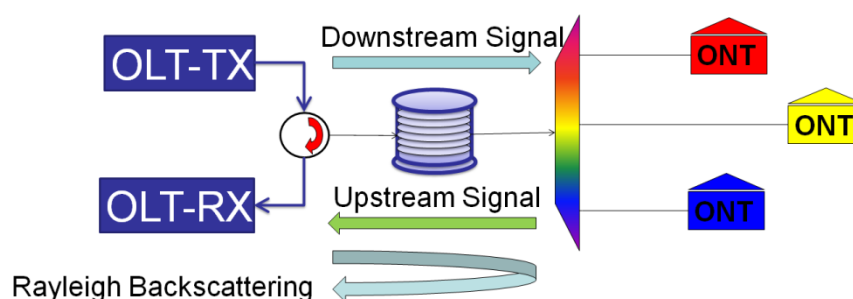


Figura 1.1. Esquema de transmissió d'una xarxa PON amb l'efecte del RB

El WS té com a funció separar la longitud d'ona del canal de pujada i baixada per tal d'evitar que es solapi en el receptor el senyal útil i el RB. Les principals característiques

d'aquest dispositiu són la puresa espectral del desplaçament de la longitud d'ona, mesurat amb el *Spurious-Free Dynamic Range* (SFDR), els WS generen espuris o harmònics addicionals que contaminen el desplaçament freqüencial, llavors el SFDR es defineix com la diferència de potència entre el senyal desplaçat i l'espuri de major nivell a la sortida del dispositiu; l'atenuació que introdueix, definida com la diferència de potència entre el senyal òptic a l'entrada del dispositiu i el nivell de potència del senyal desplaçat a la sortida del WS; i l'ample de banda dels senyals elèctrics necessaris per a fer funcionar el WS.

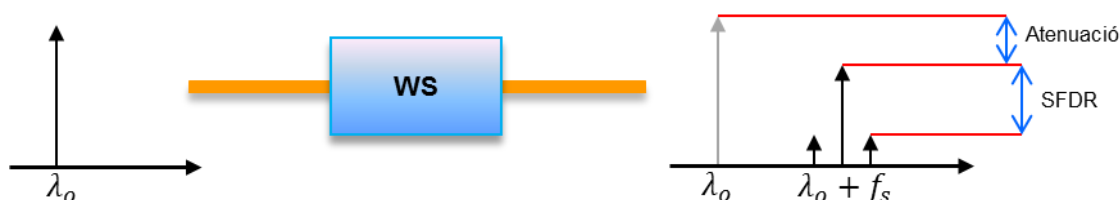


Figura 1.2. Funcionament d'un *wavelength shifter*

Les característiques variaran segons l'estructura del circuit opto-electrònic que implementi el dispositiu.

Les especificacions que es volen assolir amb els dissenys dels WS en aquest projecte es mostren en la taula següent:

Especificacions dels dissenys dels WS	
Desplaçament freqüencial òptic	~10GHz
<i>Spurious-Free Dynamic Range</i>	20dB
Atenuació	Atenuació baixa
Ample de banda elèctric	$BW_{elec} \sim BW_{optic} = 10GHz$

Taula 1.1. Especificacions dels dissenys dels WS

L'objectiu del projecte serà el disseny d'una o dues estructures diferents que implementin un WS amb les especificacions esmentades anteriorment en la banda C de les comunicacions òptiques (1530nm - 1565nm). Finalment, un cop s'hagin fet els dissenys, s'haurà de realitzar el *layout* d'aquests sobre el xip que proporciona la plataforma tecnològica que s'utilitzarà, per tant, un segon objectiu serà donar cabuda als dissenys dins de les dimensions del xip.

Finalment, cal esmentar que a partir del treball realitzat en aquest projecte ha sortit una publicació presentada a la 16th *European Conference on Integrated Optics and Technical Exhibition* (ECIO 2012) a Sitges (Barcelona), anomenada *InP Wavelength Shifter Designs for Colourless User Terminals in Passive Optical Networks*. Aquesta publicació es troba a l'annex H.

1.2. Estructura del projecte

A continuació es mostrarà el flux seguit durant el disseny del WS marcant cadascuna de les etapes d'aquest. El camí seguit dóna lloc a l'organització del projecte que es divideix en diversos capítols, tal i com es mostra en la figura següent:

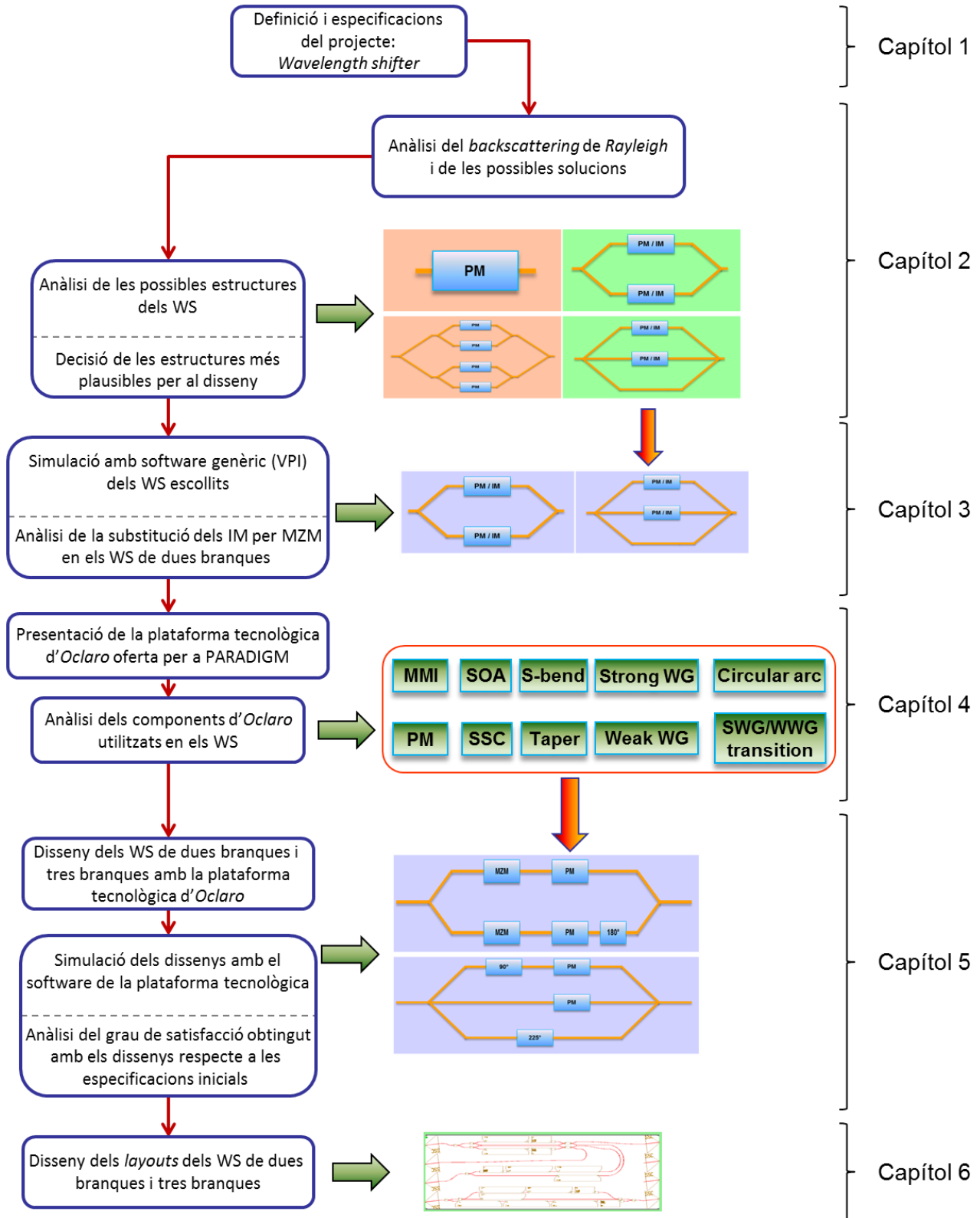
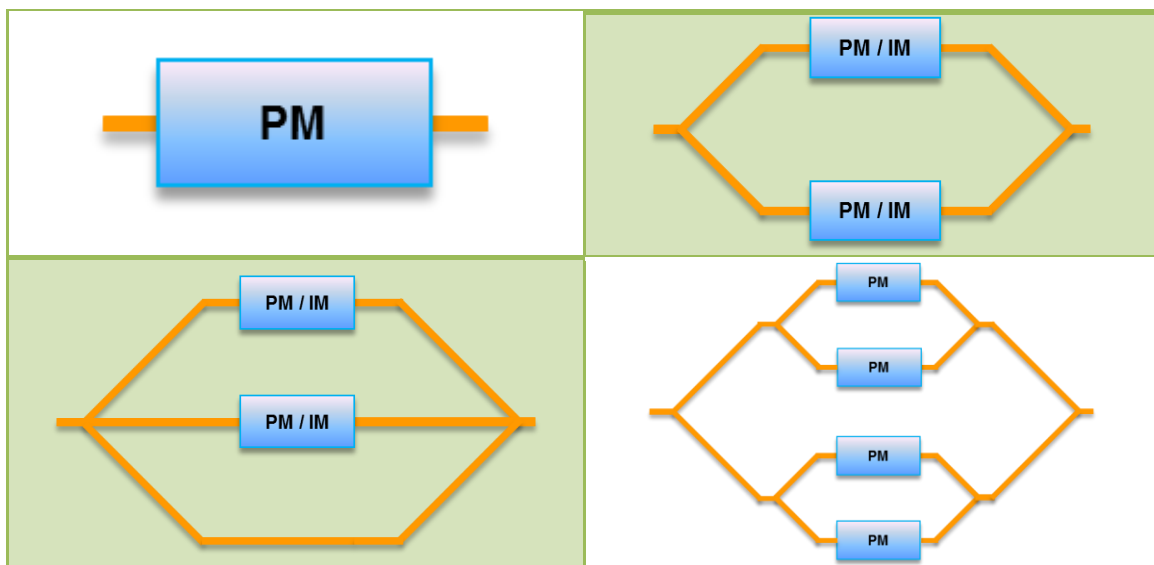


Figura 1.3. Estructura i flux de treball del projecte

El **capítol 1** serveix com a introducció al projecte. En aquest es fa una breu introducció al dispositiu WS i es defineixen els objectius que es pretenen assolir amb el disseny d'aquest. També es mostra l'estructura del projecte descrivint cadascuna de les seves parts que es corresponen a les diferents etapes del disseny dels WS.

En el **capítol 2** s'analitza amb detall la problemàtica que envolta el *backscattering* de *Rayleigh* i com afecta a les transmissions basades en una única fibra òptica i una longitud d'ona per als canals de pujada i baixada. També es mostren diferents mètodes per a combatre els efectes del RB posant especial èmfasi en els WS.

En la secció 2.4 es realitza l'anàlisi teòric detallat de les estructures possibles que poden funcionar com un WS. Aquestes possibilitats es mostren a continuació:



Taula 1.2. Estructures possibles per a un WS

El WS es pot construir mitjançant quatre estructures diferents que varien en el seu nombre de branques, d'una branca fins a quatre branques. Aquests circuits es formen utilitzant moduladors de fase (PM) i moduladors d'intensitat (IM).

En la secció 2.5 s'analitzen els pros i contres de cada una de les estructures per escollir les més adients per al seu posterior disseny. Els circuits òptics escollits són els de dues branques i tres branques amb PM.

En el **capítol 3** es realitzen unes primeres simulacions dels WS de dues branques i de tres branques amb el software de simulació genèric VPItransmissionMaker, per a comprovar que les estructures tenen el funcionament esperat.

En la secció 3.2.1 es tracta la problemàtica que apareix amb el WS de dues branques degut a que emprava moduladors d'intensitat i la plataforma tecnològica a utilitzar no disposa de cap dispositiu amb un funcionament similar. Això obliga a substituir-los per moduladors Mach-Zehnder (MZM). En aquest punt es tracta amb detall com varien les alimentacions elèctriques i les prestacions del WS de dues branques amb MZM.

Finalment, amb el software VPI es realitzen una sèrie de simulacions d'ambdós circuits provocant diferents desajustos que poden aparèixer en el circuit físic, per a analitzar la robustesa dels WS a dissenyar.

En el **capítol 4** es presenta tota la informació sobre el projecte europeu PARADIGM i sobre la plataforma tecnològica de InP oferta per l'empresa *Oclaro* sobre la que s'implementaran els dissenys. També es mostrarà tota la informació disponible sobre els dos softwares que s'utilitzaran, PicWave per a les simulacions dels circuits òptics i MaskEngineer per a la realització dels *layouts*.

En la secció 4.3 s'analitza amb detall la tecnologia d'òptica integrada d'*Oclaro* posant especial èmfasi en el xip on s'hauran de situar els dissenys. A continuació es mostren els components que s'utilitzaran:

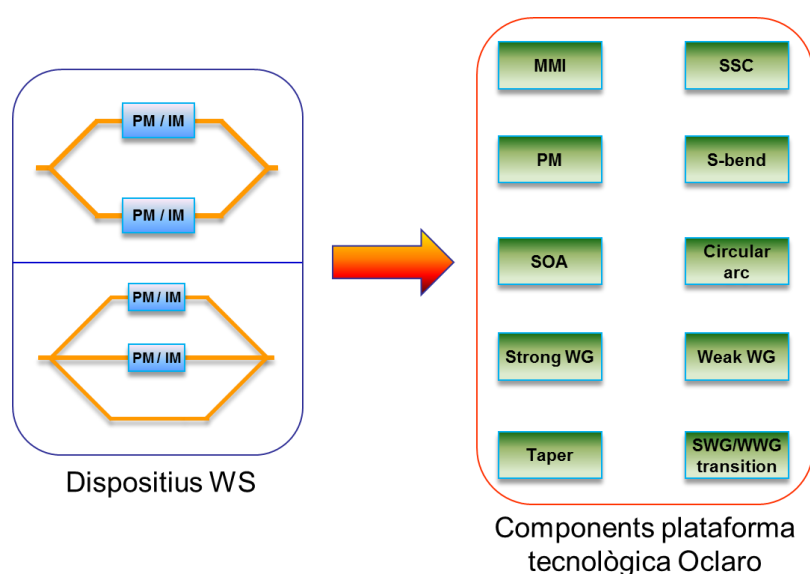


Figura 1.4. Components d'*Oclaro* per al disseny dels WS

Els detalls d'aquests components es donen juntament amb la resta d'informació sobre la plataforma tecnològica (secció 4.3).

En el **capítol 5** es realitzen els dissenys dels WS tenint en compte les particularitats de la plataforma d'*Oclaro*. Posteriorment es simulen mitjançant el software PicWave per a poder analitzar les prestacions que poden oferir, concretament veure l'espectre que generen i el SFDR que s'obté. També s'avaluarà la capacitat que tenen els dispositius dissenyats per a poder assolir el punt de treball desitjat, això es fa degut a que les toleràncies de fabricació i les possibles divergències entre el circuit físic i simulat poden fer variar el funcionament d'aquests. Finalment, a partir dels resultats obtinguts amb les simulacions s'analitzarà el grau de satisfacció dels dissenys respecte a les especificacions establertes inicialment.

En el **capítol 6** es tractarà la realització del *layout* del WS de dues branques amb MZM i del de tres branques amb PM mitjançant el software MaskEngineer. S'analitzen i es

comenten els diferents canvis que s'han de realitzar sobre els dissenys dels WS per a donar-los cabuda en l'àrea total del xip.

En el **capítol 7** es presentaran les conclusions extretes de tot el treball realitzat en aquest projecte, així com suggeriments per a futures línies de treball que poden sorgir a partir d'aquest projecte.

Mitigació del *backscattering* de Rayleigh

2.1. Introducció

En els últims anys s'ha experimentat un ràpid desenvolupament dins la societat de la informació que ha propiciat l'aparició d'un gran nombre de nous serveis com el vídeo en alta definició, les videoconferències amb major qualitat, la descàrrega de dades, etc., que requereixen d'amples de banda majors.

Actualment les xarxes d'accés es basen en la infraestructura del cablejat de coure ja existent sobre les quals s'utilitzen les tecnologies xDSL per a l'oferiment de serveis *triple play*. Aquestes tecnologies, però, no poden oferir els amplex de banda necessaris per a les noves aplicacions. En aquest punt, apareixen les xarxes d'accés de fibra òptica (*Fiber To The Home, FTTH*) com a ferm candidat a superar les xDSL.

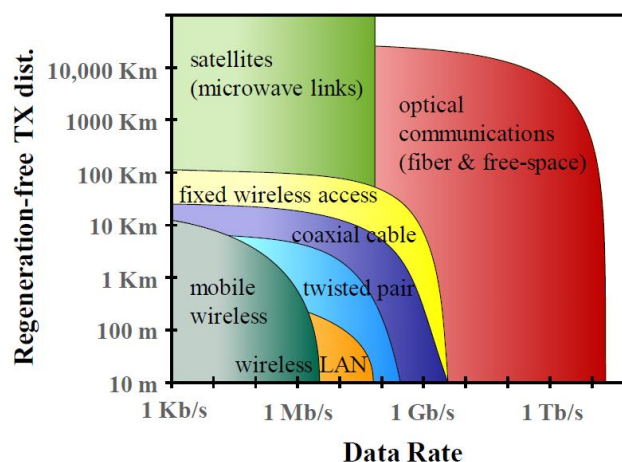


Figura 2.1. Comparativa de diferents tecnologies de comunicació respecte a les seves velocitats de transmissió i les distàncies màximes de transmissió

Les fibres òptiques presenten una sèrie d'avantatges respecte al par de coure: presenten un elevat ample de banda que permet tenir velocitats de transmissió majors als 10Gbits/s, i una baixa atenuació, de per exemple 0.2dB/km, fet que permet utilitzar enllaços de major longitud. A més, també presenten immunitat electromagnètica. Això fa que les xarxes òptiques siguin superiors a les disponibles actualment.

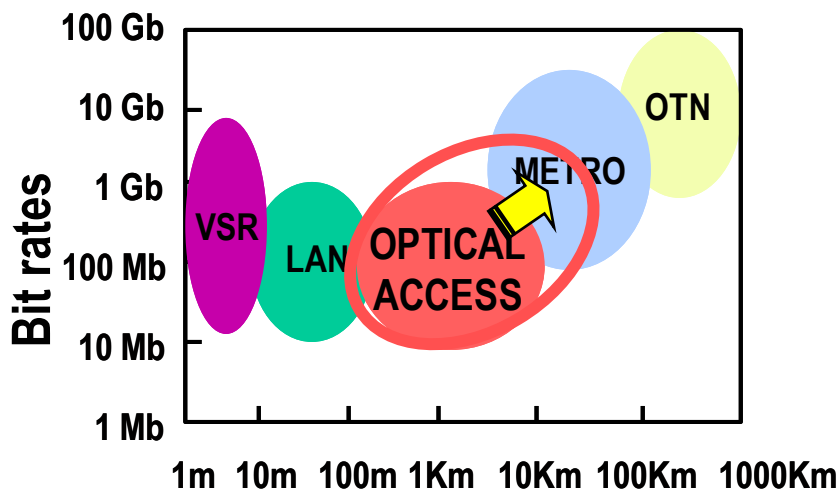


Figura 2.2. Velocitats de transmissió respecte a la distància màxima de transmissió de diferents tipus de xarxes òptiques

Dins les xarxes òptiques, n'existeixen de diferents tipus que es diferencien en la màxima distància de transmissió i la velocitat de transmissió que són capaces d'oferir, com poden ser les xarxes de transport òptiques utilitzades per a transmetre grans volums d'informació entre dos punts molt distants, o les xarxes òptiques d'accés. Aquestes últimes cobren una especial importància degut a que són les que han de fer arribar els serveis *triple play* als abonats.

En les xarxes d'accés òptiques, actualment les més atractives són les xarxes òptiques passives (*Passive Optical Network, PON*), degut a que constitueixen la solució més efectiva en quant al cost del desplegament de fibres òptiques fins les cases. Aquestes tenen l'avantatge de no utilitzar dispositius actius, a excepció dels emissors i receptors, amb la consegüent reducció del consum energètic.

Les xarxes PON estan constituïdes per uns OLT (*Optical Line Termination*) situats al node central i una sèrie de ONU (*Optical Network Unit*) situats als domicilis dels usuaris. Aquests bàsicament s'encarreguen de realitzar les transmissions dels canals de pujada i baixada.

Les maneres de multiplexar diferents usuaris en una xarxa d'accés més comuns són les TDM (*Time-Division Multiplexing*) i les WDM (*Wavelength-Division Multiplexing*), sent aquesta última opció la que esdevé la xarxa que requereix una infraestructura més petita.

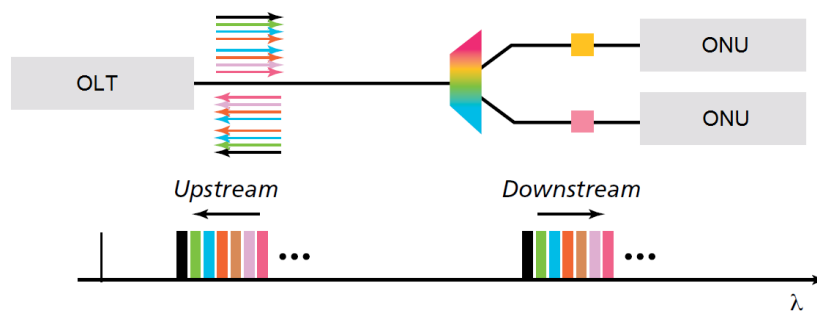


Figura 2.3. Esquema de transmissió en una WDM-PON

Les WDM-PON permeten utilitzar una única longitud d'ona pel canal de pujada i baixada per abonat, i multiplexar una gran quantitat de longituds d'ona a través d'una única fibra. Així, es pot donar el servei a cada usuari emprant una única fibra, amb la reducció dels costos de desplegament de la xarxa que això comporta, i a més donar-li una longitud d'ona o canal propi, amb la qual cosa se li proporciona una bona amplada de banda. Generalment, la multiplexació i demultiplexació dels canals es realitza amb AWG (*Arrayed Waveguide Grating*), degut a que és un dispositiu passiu que es pot fabricar amb tecnologia integrada.

En les WDM-PON, un dels punts més crítics és el cost de la font òptica en els ONUs, la qual ha d'estar perfectament alineada amb la seva longitud d'ona assignada. Per a evitar aquest cost s'ha plantejat la utilització de PON amb una font òptica centralitzada (*Centralized Light Source, CLS*) que permet eliminar la font làser en el ONU. Aquest es substitueix per un ONU reflectiu (RONU) que permet modular el canal de pujada de la transmissió a partir d'una portadora òptica enviada pel OLT [Payox07]. Amb això s'aconsegueix que tots els ONU siguin iguals, reduint els costos de fabricació i manteniment d'aquests.

En aquest tipus de PON apareix un efecte molt limitador conegut com a *backscattering* de Rayleigh, que provoca *crosstalk* entre el canal de pujada i baixada de la transmissió.

A continuació s'analitzarà la problemàtica del RB i es mostraran varies tècniques per a mitigar-lo, posant especial èmfasi en el desplaçament de longitud d'ona (*Wavelength shifting*), on s'analitzaran varies estructures que implementen aquesta tècnica per a conèixer les seves prestacions i poder escollir les que posteriorment es dissenyaran en la tecnologia integrada de InP que posa a disposició el projecte europeu PARADIGM.

2.2. Backscattering de Rayleigh

Tal i com s'ha comentat, actualment, les PON són capaces de proporcionar l'increment en amplada de banda necessari per als nous serveis, però, la gran problemàtica de les PON és el cost del seu desplegament que dependrà, en part, de la transmissió bidireccional que s'utilitzi.

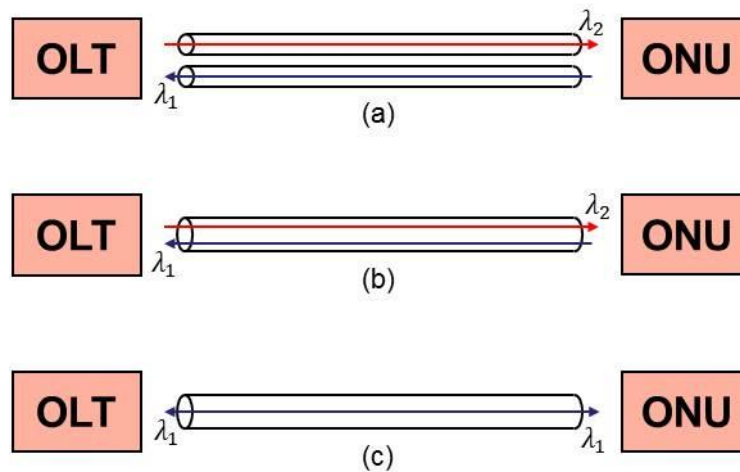


Figura 2.4. Opcions de transmissió bidireccional

Les tres opcions bàsiques de transmissió són les presentades en la fig. 2.4. La primera consisteix en la utilització de dues fibres òptiques, una pel canal de pujada i l'altre pel canal de baixada. La principal avantatge és la possibilitat d'utilitzar components òptics menys restrictius i barats per assolir una correcta transmissió. La següent opció consisteix en emprar una única fibra òptica per als dos canals de dades. Aquesta és una opció més efectiva en quant al cost de desplegament de la xarxa degut a que només es necessita la meitat de fibra òptica, de connectors, etc. Finalment, la transmissió sobre una única fibra òptica es pot implementar amb dues estratègies diferents. La més simple és fer ús d'una longitud d'ona diferent per a cada canal, fet que requerirà fonts òptiques diferents per a cada longitud d'ona. La segona estratègia consisteix en utilitzar la mateixa longitud d'ona per al canal de pujada i de baixada, aquesta és l'opció més atractiva per a les WDM-PON.

Tot i els avantatges d'utilitzar una longitud d'ona per al canal de pujada i baixada sobre una única fibra òptica, els senyals que es propaguen en les direccions oposades pateixen un efecte anomenat *backscattering* de *Rayleigh*. A mesura que els senyals òptics es propaguen, perden de forma continuada energia degut al *scattering* de *Rayleigh* que és ocasionat per fluctuacions microscòpiques en l'índex de refracció de la fibra, aquestes variacions es deuen a imperfeccions que apareixen durant el procés de fabricació de les fibres. Part de la llum que es dispersa retorna cap a la font del senyal òptic, aquesta energia retornada és el RB.

Degut a que el RB és produït pel propi medi que s'utilitza per a transmetre llum, no es pot evitar la seva aparició i, a més, és l'efecte que provoca una major degradació en la transmissió bidireccional de dades a través d'una fibra òptica i una única longitud d'ona.

Bàsicament, en aquest tipus de transmissió, el RB provoca que part del senyal òptic del canal de pujada (baixada) interfereixi amb el canal de baixada (pujada), provocant

crosstalk entre els dos canals de comunicació del OLT al ONU, i per tant, reduint la sensibilitat dels receptors.

Per examinar el que succeeix quan el senyal òptic i el *crosstalk* provinent del RB es superposen, s'ha d'estudiar la resposta d'un fotodíode que detecta aquests senyals. El fotocorrent resultant, d'acord amb l'equació [Seimetz04], queda com:

$$I_{ph} = R \left[P_S(t) + P_C(t) + 2\sqrt{P_S(t)P_C(t)} \cos \left(2\pi\Delta f_{opt}(t) + \Delta\varphi_{opt}(t) \right) \right] \quad (2.1)$$

On R representa la resposta del fotodíode [A/W], $\Delta f_{opt}(t)$ és la diferència entre les freqüències del senyal òptic i el *crosstalk*, $\Delta\varphi_{opt}(t)$ la diferència entre les fases del senyal òptic i el *crosstalk*. $P_S(t)$ és la potència del senyal òptic, $P_C(t)$ és la potència del *crosstalk* generat pel RB, aquest terme es defineix com a incoherent degut a que prové d'una font òptica diferent a la del senyal útil. Finalment el tercer terme de l'eq. (2.1) presenta el *crosstalk* coherent, ja que, la seva influència depèn de la potència del senyal òptic.

Ambdós tipus de *crosstalk* que genera el RB provoquen un deteriorament de la qualitat del senyal en el receptor, però, per una banda el coherent té un efecte major degut al producte de $P_S(t)P_C(t)$, ja que, en un sistema ben dissenyat es té que $P_S(t) \gg P_C(t)$. Per altra banda, degut a que el coherent es pot trobar desplaçat en freqüència (si la diferència de freqüències entre el senyal útil i el *crosstalk* no és nul·la), hi cap la possibilitat que quedi fora de l'ample de banda del receptor i per tant, no afecti. En el cas d'una transmissió amb una única longitud d'ona per als dos canals es tindran els dos tipus de *crosstalk*.

Finalment, la potència mitja del *crosstalk* segueix la següent expressió [Arellano07]:

$$\bar{P}_{RB} = \frac{S\alpha_s P_o (1 - e^{-2\alpha_a L})}{2\alpha_a} \frac{1}{\pi} \arctg \left(\frac{B}{\Delta f} \right) \quad (2.2)$$

On S és el coeficient de recaptura (indica la porció de llum dispersada que torna en la direcció oposada), α_s és el coeficient de *scattering* (km^{-1}), α_a és el coeficient d'atenuació (km^{-1}), P_o és la potència inicial injectada a la fibra òptica, B és l'amplada de banda elèctrica del receptor i, Δf és l'ample de banda del senyal òptic.

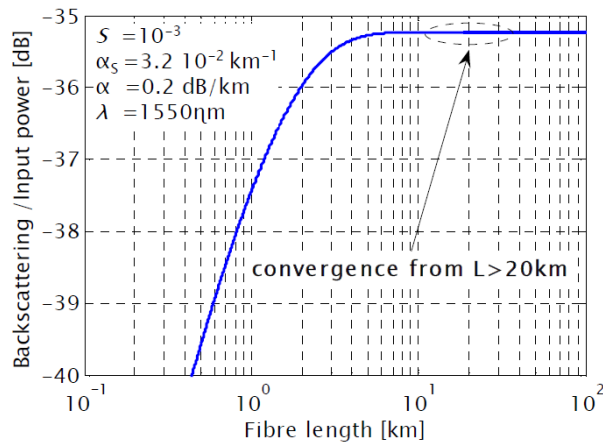


Figura 2.5. Exemple de la potència normalitzada del *backscattering* de *Rayleigh*

En la fig. 2.5 es mostra un exemple de la potència mitja normalitzada del RB. Aquesta augmenta amb la longitud de la fibra òptica, convergint aproximadament en uns 20km, depenent concretament dels paràmetres de la fibra. El valor d'aquesta potència té el seu màxim en aproximadament -35dB per sota de la potència injectada a la fibra òptica. Així, la potència màxima del *crossstalk* mostrada en l'eq. (2.1) serà de $P_c[\text{dBm}] = P_o[\text{dBm}] - 35\text{dB}$.

A partir de l'eq. (2.2) es poden extreure dues conclusions, per una part, la major contribució a la potència retornada per causa del RB es dona en el tram més proper a la font òptica, i que la potència final depèn del quocient entre l'ample de banda del receptor i el del senyal òptic, per tant, una forma de mitigar els efectes del RB és la d'enviar el senyal òptic que es veurà afectat pel RB amb un ample de banda eixamplat i que el receptor sigui de banda estreta, així una porció menor del RB caurà en la banda de detecció. A continuació es tractaran diferents mètodes per a mitigar els efectes del RB.

2.3. Mètodes de mitigació del *backscattering* de *Rayleigh*

Avui dia existeixen diverses tècniques que poden ser utilitzades per a mitigar els efectes del *backscattering* de *Rayleigh*. A continuació es mostraran alguns d'aquests mètodes.

- ***Spectrum Slicing***

Aquest mètode consisteix en generar els senyals òptics mitjançant la modulació d'una font òptica incoherent, que té una amplada espectral d'emissió gran, com per exemple un díode de super-luminescència. Després cadascun d'aquests senyals òptics és dividit espectralment a mesura que passen a través d'un multiplexor en longitud d'ona amb la posterior transmissió seguint la configuració típica d'una xarxa WDM.

Amb això s'aconsegueix que el RB generat per la font òptica tingui un ample de banda més gran que el del senyal òptic útil que es correspon a cadascun dels canals

espectrals amb una amplada menor. Així, una porció més petita del RB caurà en la banda de detecció dels receptors, reduint el seu impacte.

El principal inconvenient d'aquesta opció és que a l'emprar una font òptica amb un espectre molt ample, hi haurà una degradació de la transmissió en termes de dispersió cromàtica.

- **Laser Bias Dithering** (*wavelength dithering*)

Aquesta tècnica consisteix en variar la longitud d'ona d'emissió del làser emprat amb un senyal de RF amb un període de l'ordre del *round-trip delay time* de la fibra òptica (temps que triga el senyal òptic en arribar al final de la fibra i tornar al principi) que produeix el RB. D'aquesta manera, la contribució del RB en els diferents punts de la fibra no es troba en la mateixa freqüència, reduint els seus efectes nocius [Lazaro07].

Així s'aconsegueix que el senyal òptic útil sigui de banda estreta mentre que el RB tindrà el seu espectre eixamplat, per tant, una porció menor del RB caurà en la banda de detecció. L'avantatge d'aquest mètode és que com els senyals òptics transmesos són de banda estreta no es degrada la dispersió cromàtica.

Les tècniques presentades per a reduir els efectes del RB són un exemple d'aquelles que es basen en un eixamplament de l'espectre del RB, també hi ha altres mètodes que consisteixen en la utilització de modulacions especials o en un filtratge passaalt en el OLT (per a més detalls sobre altres tècniques veure [Omella10]).

El mètode per a mitigar el RB en que es centrarà aquest projecte serà el de desplaçar la longitud d'ona del canal de baixada en el ONU, per fer ús d'una longitud d'ona diferent al canal de pujada. D'aquesta manera s'aconsegueix separar el senyal útil del *crosstalk* generat pel RB i, posteriorment, eliminar l'efecte del RB mitjançant filtres.

2.4. Wavelength shifting

Aquest mètode té com a objectiu desplaçar la longitud d'ona o freqüència òptica del senyal que arriba al ONU provinent del OLT, mantenint el senyal desplaçat dins el mateix canal AWG.

La tècnica es basa en la combinació d'una modulació òptica de banda lateral única (*optical single-side band modulation, OSSB modulation*) amb la supressió de la portadora al ONU, això produeix un desplaçament freqüencial o en longitud d'ona sobre la portadora del canal de baixada, generant una nova longitud d'ona que s'utilitzarà per enviar dades a través del canal de pujada.

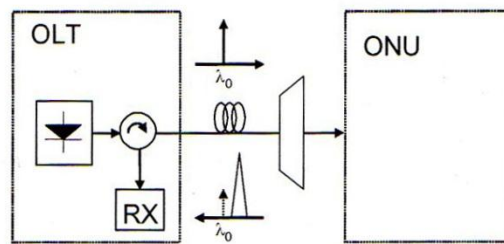


Figura 2.6. Esquema de transmissió utilitzant un *wavelength shifter*

L'ús d'un *wavelength shifter* en el ONU permet que el canal de pujada i baixada de la transmissió utilitzin longituds d'ones diferents sense necessitat d'emprar làsers diferents, a més, permet que en el OLT i en el ONU el senyal útil i el *crosstalk* del RB estiguin situats en diferents longituds d'ona. Un cop es tenen separats el senyal òptic útil i l'interferent, mitjançant un filtratge òptic o elèctric es podrà mitigar, i fins i tot, eliminar els efectes nocius del *backscattering* de *Rayleigh*. A més, l'ús d'un WS no provoca cap deteriorament en termes de dispersió cromàtica, ja que, no es modifiquen els senyals que es transmeten. També constitueix una solució que no depèn de la longitud d'ona inicial.

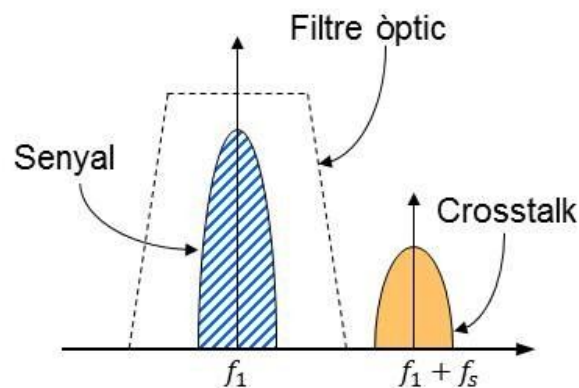


Figura 2.7. Espectre òptic en el receptor en una transmissió utilitzant un WS

Mitjançant el filtratge òptic es pretén eliminar el senyal interferent abans de la fotodetecció, d'aquesta manera, en el corrent del fotodíode únicament es tindrà el primer terme de l'eq. (2.1), quedant totalment suprimit l'efecte del RB. L'inconvenient d'aquesta opció és que els filtres òptics comercials tenen amplituds de banda de 50GHz o de 100GHz obligant així que el desplaçament òptic hagi de ser d'aquesta magnitud, i per tant, els senyals elèctrics d'alimentació requerits per assolir el desplaçament freqüencial hauran de tenir una freqüència molt elevada (50-100GHz), amb els conseqüents inconvenients en quant a consum energètic i en l'alt cost dels components elèctrics.

Com a filtre òptic també es pot emprar un *interleaver*, que permet separar els canals parells i imparells que arriben al component. Així, si el senyal òptic es troba en un dels canals del *interleaver* i l'interferent en un d'adjacent, quedaran separats, i per tant, a

efectes pràctics el *crosstalk* quedarà filtrat. El problema d'aquesta opció també es troba en els components comercials disponibles, ja que, com a molt són capaços de separar canals distanciat 25GHz entre ells. Però, a [Mizuno04], han estat capaços de desenvolupar un *interleaver* amb una separació entre canals de 12.5GHz, distància freqüencial que s'acosta més als valors de desplaçament freqüencial que es vol implementar posteriorment (10GHz). Per tant, aquesta opció podrà ser viable a curt termini, quan apareguin components comercials que permetin separar canals adjacents situats a 12.5GHz o menys.

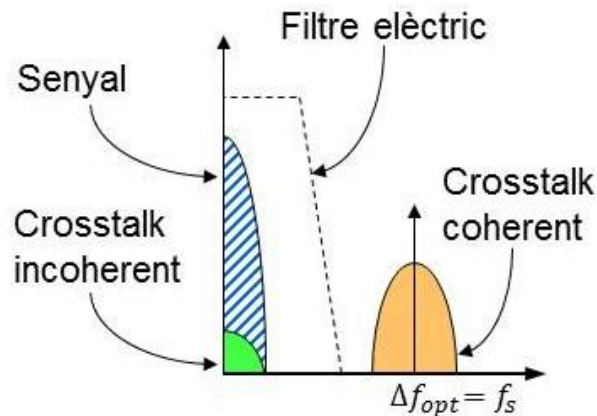


Figura 2.8. Espectre elèctric del senyal òptic detectat en el receptor en una transmissió emprant un WS

Amb el filtratge elèctric de tipus passabaix, l'objectiu serà eliminar el tercer terme de l'eq. (2.1) que es correspon al *crosstalk* coherent, degut a que és l'únic que es troba separat en freqüència del senyal útil. Aquesta opció és més viable, degut a que per a un desplaçament de, per exemple, 10GHz introduït pel WS, és possible obtenir un bon filtre capaç d'eliminar un component freqüencial situat a 10GHz. L'inconvenient de mitigar elèctricament els efectes del RB és que el component incoherent (segon terme de l'eq. (2.1)) no s'elimina, però, en un sistema de comunicacions ben dissenyat, el nivell del senyal òptic és molt major que el del *crosstalk* incoherent, per tant, s'aconseguiria mitigar en gran mesura el RB.

Existeixen diversos circuits capaços d'actuar com a WS, a continuació s'analitzaran quatre configuracions diferents amb un nombre de 1 fins a 4 braços. Cadascun d'aquests dispositius varien en la complexitat del circuit òptic i en la complexitat dels senyals elèctrics d'alimentació. En aquests dispositius, quant més complex és el circuit òptic, més simples són els senyals elèctrics necessaris per a fer-los funcionar.

Finalment, el paràmetre més important en un WS és el *Spurious-Free Dynamic Range*. En aquests dispositius, la generació del desplaçament freqüencial provoca l'aparició també d'espuris o harmònics addicionals que contaminen l'espectre resultant, per tant, el SFDR es defineix com el quocient entre la potència de la freqüència desplaçada útil i la de l'espuri de major nivell, generalment donat en dB. Per tant, com major sigui el valor del SFDR, major serà la puresa de l'espectre desplaçat. També tindrà gran

importància l'atenuació que introdueixi el dispositiu sobre el senyal desplaçat, definit com la diferència de potència entre el senyal òptic d'entrada i el senyal desplaçat a la sortida.

2.4.1. Wavelength shifter d'una branca

Aquests tipus de WS es basen en la modulació de fase de la llum que passa pel dispositiu mitjançant un senyal elèctric en forma de dent de serra. El desplaçament freqüencial òptic obtingut és proporcional a la freqüència del senyal elèctric. Aquest tipus de modulació se l'anomena *serrodyne frequency translation*.

Aquest tipus de WS està basat en la modulació de la fase òptica mitjançant un senyal amb una forma d'ona lineal $f(t) = v \cdot t$, alimentant un modulador de fase amb una resposta $d(t) = e^{jf(t)}$. Això dona com a resultat que la freqüència del senyal òptic modulat es desplaça en una quantitat proporcional al pendent del senyal modulador:

$$E(t, z) = E_0 e^{j(\omega t - kz)} \cdot d(t) = E_0 e^{j(\omega t - kz + vt)} = E_0 e^{j((\omega + v)t - kz)} \quad (2.3)$$

On E és el camp elèctric d'un senyal òptic, E_0 l'amplitud d'aquest, ω la freqüència angular, k el vector d'ona i z la direcció de propagació de la llum.

Degut a la impossibilitat de generar un senyal lineal creixent amb dispositius físics s'ha d'utilitzar alguna alternativa per a poder realitzar el desplaçament freqüencial. La principal alternativa és la utilització d'un senyal periòdic en forma de dent de serra.

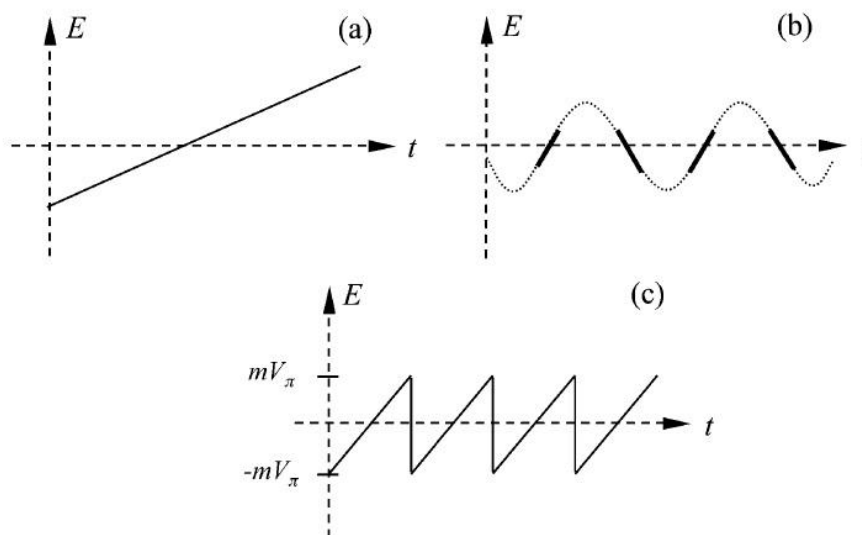


Figura 2.9. Possibles perfils temporals elèctrics utilitzats en el WS. (a) Senyal lineal, (b) parts lineals d'un senyal sinusoidal i (c) dent de serra periòdic

Per produir un desplaçament amb un senyal elèctric en dent de serra periòdic s'ha d'assegurar la continuïtat en fase de la modulació, d'aquesta manera l'amplitud pic a pic del senyal modulador ha de ser un múltiple de $2V_\pi$, on V_π és el valor que es necessita introduir al modulador de fase per provocar un desfasament de 180° . Així,

com es pot veure a l'exemple (c) de la fig. 2.9 s'obté un senyal d'un pendent determinat i amb fase continua, produint el mateix efecte que el senyal lineal.

Utilitzant un senyal modulador en dent de serra de freqüència f_s i d'amplitud pic a pic de $2mV_\pi$, on m és un nombre enter positiu, s'introdueix un desplaçament freqüencial de mf_s . Produir un canvi descendent o ascendent dependrà del signe del pendent del senyal en dent de serra.

Un altre mètode utilitzat és realitzar la modulació de fase amb la regió lineal d'un senyal sinusoidal [Farías05], tal i com es pot veure a la fig. 2.9(b) i a la fig. 2.10. Aquest mètode però, limita el desplaçament freqüencial a petits polsos òptics. A mesura que la freqüència del senyal sinusoidal creix, la seva porció lineal té una duració menor però un pendent major, per tant aquest mètode afegeix un compromís entre la magnitud del desplaçament i la duració dels polsos òptics que es volen desplaçar en freqüència.

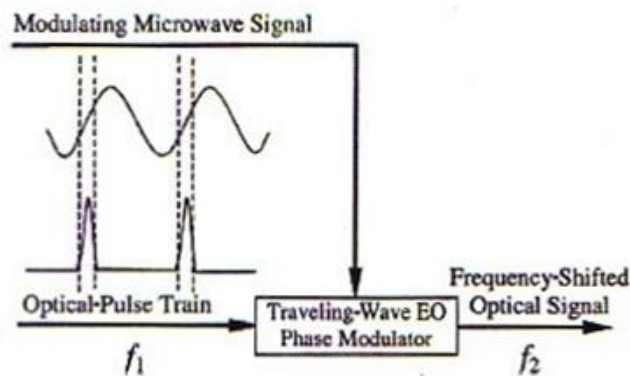


Figura 2.10. Desplaçament freqüencial obtingut mitjançant les zones lineals d'una sinusoide

En quant al SFDR del dispositiu, idealment el seu valor és infinit, és a dir, no es generen espuris. Però, degut a que generar un senyal en dent de serra amb una alta freqüència és molt complicat degut al seu alt contingut harmònic, el SFDR es veurà degradat. El valor concret dependrà de la puresa de l'espectre del senyal en dent de serra.

En [Poberezhskiy05] són capaços d'obtenir una translació de freqüència de fins 1.28GHz, mitjançant un senyal de RF obtingut a partir d'un generador PAWG (*RF-photonics arbitrary waveform generator*). En [Johnson10] obtenen una translació freqüencial de fins 1.6GHz mitjançant la transformació d'una ona sinusoidal en un senyal en forma de dent de serra utilitzant una línia de transmissió no lineal (NLTL).

Finalment, el principal inconvenient d'aquest tipus de dispositiu és la necessitat d'emprar generadors RF d'un cost molt elevat per a generar els senyals elèctrics que es necessiten, a més, generalment aquests dispositius no són capaços de generar les amplituds necessàries per a arribar als múltiples de $2V_\pi$. Això obliga a utilitzar amplificadors amb sortides òptiques grans i amb una amplada espectral elevada degut als molts harmònics que té un senyal en forma de dent de serra.

2.4.2. Wavelength shifter de dues branques

Aquest WS ha estat estudiat en [Omella09] i parteix d'una estructura moduladora de dos braços Mach-Zehnder (MZ) amb la qual es vol produir un desplaçament freqüencial evitant l'aparició d'espuris, això es pretén realitzar mitjançant una modulació de banda lateral única i la supressió del senyal òptic portador.

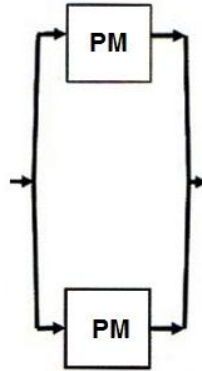


Figura 2.11. Estructura Mach-Zehnder inicial

Partint del camp òptic d'entrada, es pot escriure com:

$$E_{in}(t) = E_0 e^{j\omega_0 t} \quad (2.4)$$

On E_0 és l'amplitud del camp i ω_0 la freqüència angular del senyal òptic. El camp òptic a la sortida de l'estructura MZM a estudiar alimentada per una funció elèctrica $d(t)$ queda com:

$$E_{out}(t) = \frac{E_{in}(t)}{2} [e^{jd(\omega t)} + e^{jd(\omega t + \theta)} e^{j\varphi}] \quad (2.5)$$

On θ i φ són la diferència de fase elèctrica i òptica entre ambdós braços del MZM respectivament.

A partir d'aquest punt es poden analitzar tres casos concrets. El primer cas és per $\theta = \varphi = 0$, amb el qual s'obté el mateix funcionament que en el WS d'un braç, per tant, el senyal $d(t)$ es correspon a un senyal periòdic en forma de dent de serra. El segon cas és per $\theta = \varphi = \pi$, amb aquesta opció el desplaçament freqüencial s'obté a partir del correcte disseny del senyal elèctric.

A partir d'aquestes fases s'ha de resoldre la següent expressió:

$$e^{jd(\omega t)} + e^{jd(\omega t + \pi)} e^{j\pi} = e^{j\omega t} \quad (2.6)$$

Amb la qual cosa es pretén que la pròpia estructura MZ generi el desplaçament freqüencial. Si es considera que $d(\omega t) = -d(\omega t + \pi)$, s'obté:

$$e^{j\omega t} = e^{jd(\omega t)} - e^{-jd(\omega t)} = 2j \sin(d(\omega t)) \quad (2.7)$$

Finalment, la funció elèctrica resultant és:

$$d(\omega t) = \arcsin(-0.5je^{j\omega t}) \quad (2.8)$$

Com es pot observar la funció requerida és complexa, això implica que únicament amb una modulació de fase no es podrà obtenir el desplaçament freqüencial, per això es descompondrà el senyal en la seva part real i la seva part imaginària. Per a realitzar la separació en part real i part imaginària s'utilitza l'expansió en sèries de Taylor del senyal $\arcsin(-0.5je^{j\omega t})$:

$$\arcsin(-0.5je^{j\omega t}) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(2n)!}{4^n(n!)^2(2n+1)} (-0.5je^{j\omega t})^{2n+1} \quad (2.9)$$

$$\arcsin(-0.5je^{j\omega t}) = -0.5je^{j\omega t} + \frac{(-0.5je^{j\omega t})^3}{6} + \frac{3(-0.5je^{j\omega t})^5}{40} + \dots \quad (2.10)$$

$$\arcsin(-0.5je^{j\omega t}) = -0.5je^{j\omega t} + \frac{0.5je^{j3\omega t}}{24} - \frac{3j}{640} 0.5e^{j5\omega t} + \dots \quad (2.11)$$

Operant per separat la part imaginària i la part real, i prenent únicament els dos primers termes de la sèrie de Taylor de la funció, s'obté:

$$Re[d(\omega t)] \approx 0.5 \sin(\omega t) - \frac{0.5}{24} \sin(3\omega t) \quad (2.12)$$

$$e^{Im[d(\omega t)]} \approx \sqrt{0.5 + 0.5(c_1 - c_2 \cos(\omega t))^2} \quad (2.13)$$

Tal i com es pot veure la part real es pot implementar amb un modulador de fase alimentat per dos senyals sinusoidals mentre que la part imaginària pot ser implementada amb un modulador d'intensitat. La resposta d'un modulador d'intensitat ideal queda com:

$$E_{out} = E_{in} \sqrt{(1-m) + md(t)} \quad (2.14)$$

On m és l'índex de modulació (amb valors d'entre 0 i 1). Utilitzant els valors $c_1 = 1$ i $c_2 = 0.86$ per al senyal elèctric del modulador d'intensitat (amb índex de modulació de 0.5), i els dos tons de l'eq. (2.12) per a la modulació de fase (amb una constant de desviació de fase de $45^\circ/V$), es pot obtenir un desplaçament freqüencial igual a $f_s = \omega/2\pi$ amb un SFDR de més de 48dB.

Les alimentacions es poden simplificar a $c_1 = 2$ i $c_2 = 1$ per al modulador d'intensitat, i per al modulador de fase s'agafa únicament el primer terme de l'eq. (2.12), d'aquesta manera s'obté un SFDR de més de 37dB utilitzant un únic senyal sinusoidal. A més, el senyal de sortida desplaçat té unes pèrdues d'aproximadament 1dB.

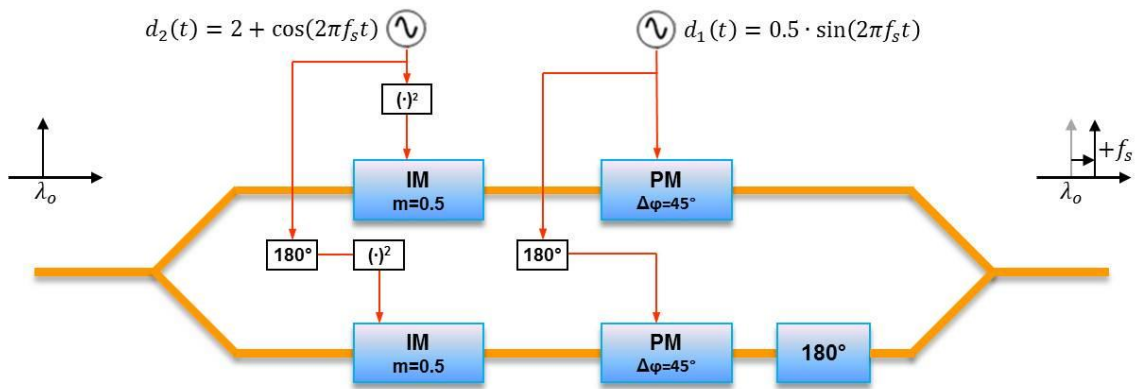


Figura 2.12. WS de dues branques amb desfasament òptic i elèctric de 180°

El circuit de la fig. 2.12 serà el que es prendrà com a base per a la realització del WS de dues branques, per tant, amb aquest WS s'obtindrà un SFDR de 37dB amb únicament 1dB de pèrdues.

Finalment, el tercer cas és per $\theta = \varphi = \pi/2$, l'estudi d'aquest mètode es pot trobar en [Omella09] o [Omella10]. Principalment s'obté la mateixa estructura de modulació d'intensitat i de modulació de fase amb diferents alimentacions. Per a la modulació d'intensitat es fa servir un senyal sinusoidal al quadrat i per a la modulació de fase s'utilitza un senyal rectangular. Aquest WS idealment permet un desplaçament amb un SFDR major a l'anterior, però degut a que el senyal rectangular conté molts harmònics, obligarà a usar un amplificador amb un ample de banda molt elevat per aconseguir un senyal rectangular precís, amb la qual cosa, el rendiment del dispositiu es veurà degradat.

2.4.3. Wavelength shifter de tres branques

Aquest dispositiu és desenvolupat a [Lotspeich86]. Es basa en una estructura de tres branques com el de la fig. 2.13 i l'objectiu és emprar dues de les branques per a generar una modulació SSB òptica i utilitzar la tercera branca per a produir l'eliminació del senyal portador.

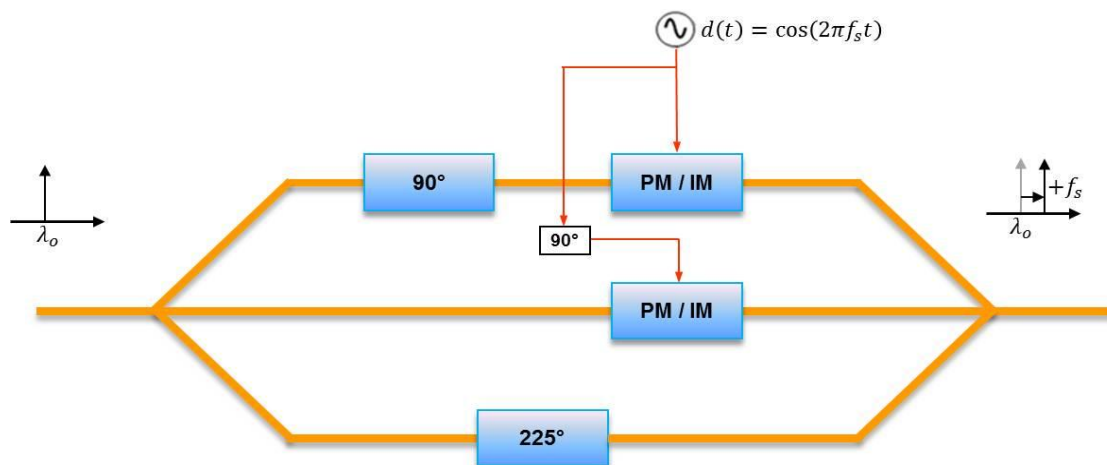


Figura 2.13. WS de tres branques

La modulació generada amb dues de les branques es pot realitzar amb moduladors d'intensitat o amb moduladors de fase, en ambdós casos s'han d'alimentar amb un senyal sinusoidal introduint un desfasament elèctric de 90° entre els dos moduladors, i també s'ha d'introduir un desfasament de 90° entre aquestes dues branques. La tercera branca consisteix només en un desfasament de 225° que permetrà eliminar el senyal portador.

- **WS de tres branques amb moduladors d'intensitat**

Partint del cas que es tenen moduladors d'intensitat, s'ha de tenir en compte que la intensitat relativa dels dos braços moduladors ha de ser de $1/(2 + \sqrt{2})$ i la del tercer braç de $\sqrt{2}/(2 + \sqrt{2})$. Partint inicialment d'un índex de modulació m per als IM, el camp òptic a la sortida és:

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) \left\{ \frac{1}{2 + \sqrt{2}} e^{j\frac{\pi}{2}} \sqrt{(1 - m) + m \cos(\omega t)} + \frac{1}{2 + \sqrt{2}} \sqrt{(1 - m) + m \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right)} + \frac{\sqrt{2}}{2 + \sqrt{2}} e^{j\frac{5\pi}{4}} \right\} \quad (2.15)$$

Suposant que l'índex de modulació és petit, la resposta dels IM es pot aproximar per:

$$\sqrt{(1 - m) + m \cos(\omega t)} \approx 1 + \frac{1}{2} m \cos(\omega t) - \frac{1}{8} m^2 \cos(2\omega t) \quad (2.16)$$

Substituint l'expressió anterior en l'eq. (2.15), la resposta final del WS obtinguda és:

$$\begin{aligned} E_{out}(t) &= E_{in}(t) \left\{ \frac{1}{2 + \sqrt{2}} e^{j\frac{\pi}{2}} \left(1 + \frac{1}{2} m \cos(\omega t) - \frac{1}{8} m^2 \cos(2\omega t) \right) + \right. \\ &+ \frac{1}{2 + \sqrt{2}} \left(1 + \frac{1}{2} m \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) - \frac{1}{8} m^2 \cos(2\omega t + \pi) \right) + \left. \frac{\sqrt{2}}{2 + \sqrt{2}} e^{j\frac{5\pi}{4}} \right\} = \\ &= E_{in}(t) \left\{ \frac{1}{2 + \sqrt{2}} (1 + j) + \frac{1}{2 + \sqrt{2}} \left(j \frac{1}{4} m e^{j\omega t} + j \frac{1}{4} m e^{-j\omega t} + j \frac{1}{4} m e^{j\omega t} + \right. \right. \\ &- j \frac{1}{4} m e^{-j\omega t} - j \frac{1}{16} m^2 e^{j2\omega t} - j \frac{1}{16} m^2 e^{-j2\omega t} + \frac{1}{16} m^2 e^{j2\omega t} + \frac{1}{16} m^2 e^{-j2\omega t} \left. \right) + \\ &\quad \left. - \frac{\sqrt{2}}{2 + \sqrt{2}} e^{j\frac{\pi}{4}} \right\} = \\ &= E_{in}(t) \left\{ \frac{m}{2(2 + \sqrt{2})} j e^{j\omega t} + \frac{\sqrt{2} m^2}{16(2 + \sqrt{2})} e^{-j\frac{\pi}{4}} e^{j2\omega t} + \frac{\sqrt{2} m^2}{16(2 + \sqrt{2})} e^{-j\frac{\pi}{4}} e^{-j2\omega t} \right\} \quad (2.17) \end{aligned}$$

Tal i com es pot observar, s'obté el desplaçament freqüencial desitjat amb l'eliminació del senyal portador i amb la generació d'espuris en els harmònics d'ordre superior a 1. Així el SFDR del dispositiu queda com $20 \log(8/\sqrt{2}m)$, però el senyal òptic desplaçat

queda atenuat en un factor $m/2(2 + \sqrt{2})$. En la figura següent es mostra el SFDR i l'atenuació resultant per a diferents índex de modulació:

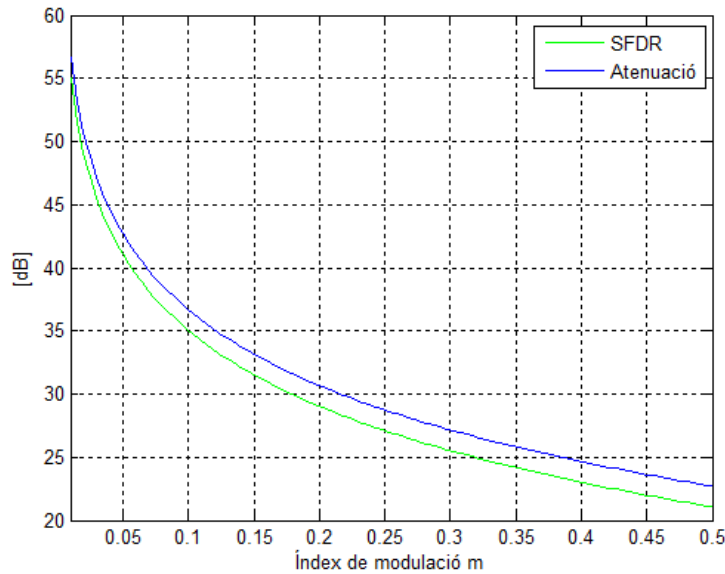


Figura 2.14. Atenuació i SFDR per diferents índex de modulació d'un WS de tres branques amb IM

L'inconvenient d'aquest dispositiu és l'alta atenuació que genera per a un determinat SFDR. Per exemple, si es vol assolir un SFDR de 20dB, es tindrà una atenuació del senyal desplaçat major a 20dB.

En [Doerr07] s'aplica aquesta estructura per a generar un modulador DQPSK capaç de funcionar fins a 80Gb/s.

- **WS de tres branques amb moduladors de fase**

En el cas d'emprar moduladors de fase en comptes dels moduladors d'intensitat, la intensitat relativa dels braços ha de ser de $\frac{1}{4}$, $\frac{1}{4}$ i $\frac{1}{2}$, per als dos braços moduladors i el tercer braç respectivament. D'aquesta manera la sortida pot ser modelada de la següent manera:

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) \left\{ \frac{1}{2} e^{j\beta \cos(\omega t)} e^{\theta_1} + \frac{1}{2} e^{j\beta \cos(\omega t + \frac{\pi}{2})} e^{\theta_2} + \frac{1}{\sqrt{2}} e^{\varphi} \right\} \quad (2.18)$$

On θ_1 és el desfasament introduït en un dels braços moduladors, θ_2 el desfasament en l'altre braç modulador, φ el desfasament introduït en el tercer braç i β l'amplitud de la modulació de fase. Per a continuar amb l'anàlisi es substituirà la modulació de fase $e^{j\beta \cos(\omega t)}$ pel seu equivalent en sèries de Fourier:

$$e^{j\beta \cos(\omega t + \theta)} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} (j)^n J_n(\beta) e^{jn\omega t + jn\theta} \quad (2.19)$$

On $J_n(\beta)$ és la funció de Bessel d'ordre n en el punt β . D'aquesta manera, i suposant que es realitza una modulació petita (β petita), es poden menysprear els termes de les funcions de Bessel d'ordre major a 3, s'aconsegueix:

$$\begin{aligned}
E_{out}(t) = E_{in}(t) & \left\{ \frac{1}{2} [(j)^{-3} J_{-3}(\beta) e^{-j3\omega t} + (j)^{-2} J_{-2}(\beta) e^{-j2\omega t} + (j)^{-1} J_{-1}(\beta) e^{-j\omega t} + \right. \\
& \left. + J_0(\beta) + (j)^1 J_1(\beta) e^{j\omega t} + (j)^2 J_2(\beta) e^{j2\omega t} + (j)^3 J_3(\beta) e^{j3\omega t}] e^{\theta_1} + \right. \\
& \left. + \frac{1}{2} [(j)^{-3} J_{-3}(\beta) e^{-j3\omega t - j\frac{3\pi}{2}} + (j)^{-2} J_{-2}(\beta) e^{-j2\omega t - j\pi} + (j)^{-1} J_{-1}(\beta) e^{-j\omega t - j\frac{\pi}{2}} + J_0(\beta) \right. \\
& \left. + (j)^1 J_1(\beta) e^{j\omega t + j\frac{\pi}{2}} + (j)^2 J_2(\beta) e^{j2\omega t + j\pi} + (j)^3 J_3(\beta) e^{j3\omega t + j\frac{3\pi}{2}}] e^{\theta_2} + \frac{1}{\sqrt{2}} e^{\varphi} \right\} \quad (2.20)
\end{aligned}$$

Agrupant termes i tenint en compte que $J_{-n}(\beta) = (-1)^n J_n(\beta)$, s'obté:

$$\begin{aligned}
E_{out}(t) = E_{in}(t) & \left\{ \frac{1}{2} J_1(\beta) j e^{j\omega t} [e^{\theta_1} + j e^{\theta_2}] + \frac{1}{2} J_0(\beta) [e^{\theta_1} + e^{\theta_2}] + \right. \\
& \left. + \frac{1}{2} J_1(\beta) j e^{-j\omega t} [e^{\theta_1} - j e^{\theta_2}] + \frac{1}{2} J_2(\beta) e^{j2\omega t} [e^{\theta_1} - e^{\theta_2}] - \frac{1}{2} J_2(\beta) e^{-j2\omega t} [e^{\theta_1} - e^{\theta_2}] + \right. \\
& \left. - \frac{1}{2} J_3(\beta) j e^{j3\omega t} [e^{\theta_1} - j e^{\theta_2}] + \frac{1}{2} J_3(\beta) j e^{-j3\omega t} [e^{\theta_1} + j e^{\theta_2}] + \frac{1}{\sqrt{2}} e^{\varphi} \right\} \quad (2.21)
\end{aligned}$$

Si es compleix que $\theta_1 = \theta_2 + \frac{\pi}{2}$ (el desfasament òptic de 90° esmentat anteriorment), s'obté:

$$\begin{aligned}
E_{out}(t) = E_{in}(t) & \left\{ -J_1(\beta) e^{j\omega t} + \frac{1}{2} J_2(\beta) e^{j2\omega t} [j - 1] - \frac{1}{2} J_2(\beta) e^{-j2\omega t} [j - 1] + \right. \\
& \left. - J_3(\beta) e^{-j3\omega t} + \left[\frac{1}{2} J_0(\beta) [j + 1] + \frac{1}{\sqrt{2}} e^{\varphi} \right] \right\} \quad (2.22)
\end{aligned}$$

S'observa que s'aconsegueix el desplaçament freqüencial, però generant espuris al segon i tercer harmònic, d'aquesta manera, el SFDR del dispositiu ve donat per $20 \log(\sqrt{2} J_1(\beta) / J_2(\beta))$. També cal fixar-se que la freqüència desplaçada queda atenuada en un factor $J_1(\beta)$. En cas que es compleixi que $\theta_1 = \theta_2 - \frac{\pi}{2}$ el dispositiu introdueix el desplaçament freqüencial contrari. En la fig. 2.15 es mostra el SFDR i l'atenuació del dispositiu per a diferents valors de l'amplitud de la modulació de fase.

A partir de la fig. 2.15, es pot veure que l'atenuació que s'obté per a un determinat SFDR és molt menor que el d'un WS de tres branques amb moduladors d'intensitat. Per tant, les prestacions obtingudes amb aquesta estructura utilitzant moduladors de fase són molt superiors.

Finalment, per a assolir la supressió de la portadora s'ha d'establir la fase del tercer braç φ a 225° ($5\pi/4$) (que provoca una diferència de fase de 180° entre la tercera branca i la sortida de les dues branques restants) i l'amplitud del camp òptic del tercer braç s'ha de modificar fins a adequar-lo a $J_0(\beta) / \sqrt{2}$.

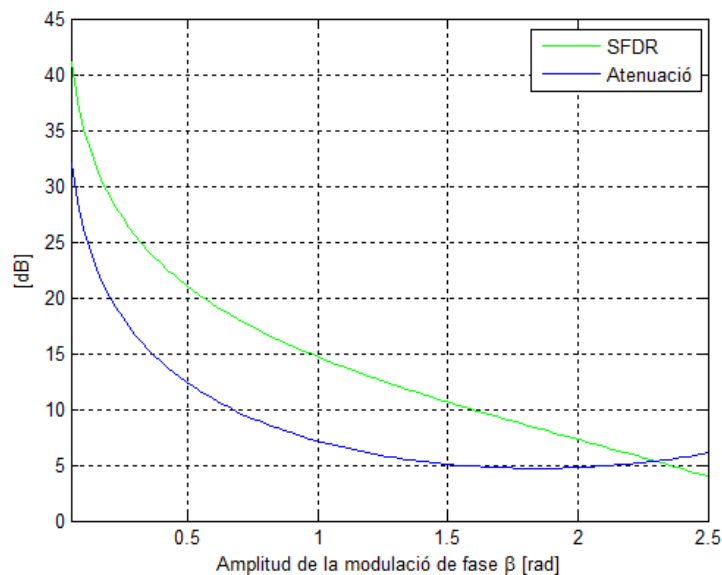


Figura 2.15. Atenuació i SFDR per diferents amplituds de la modulació de fase d'un WS de tres branques amb PM

2.4.4. Wavelength shifter de quatre branques

Aquest dispositiu va ser presentat en [Izutsu81] demostrant la possibilitat de realitzar un desplaçament freqüencial òptic. El circuit es basa en una estructura de dos braços principals que contenen dues estructures MZM (donant lloc a un dispositiu de quatre branques) tal i com es pot veure en la fig. 2.16.

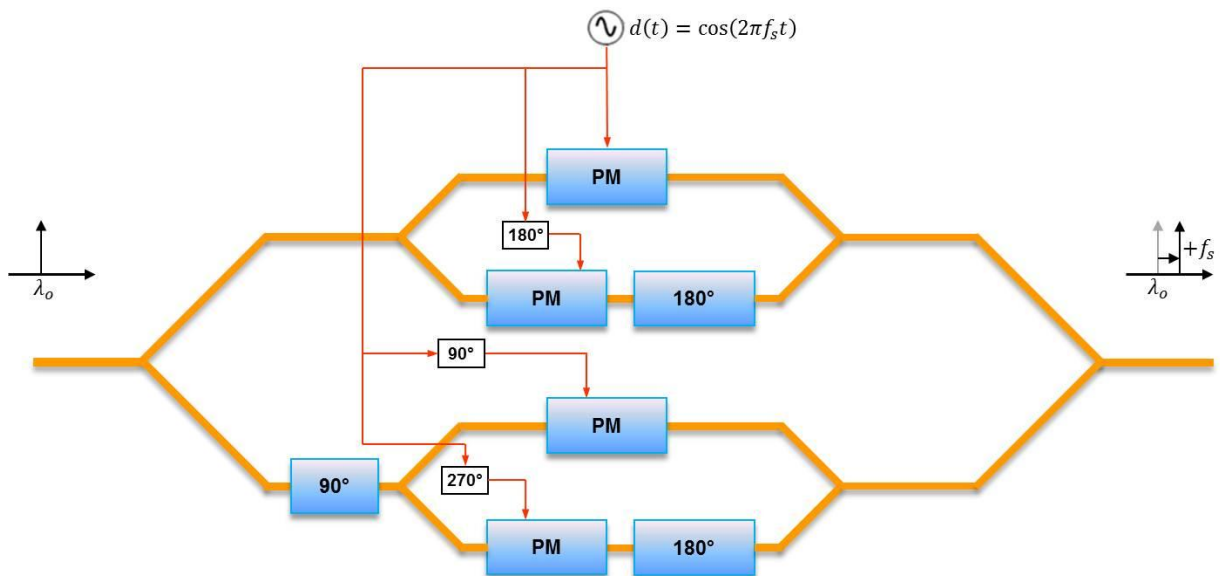


Figura 2.16. WS de quatre branques

El funcionament és similar al WS de tres branques, amb les dues estructures MZM es pretén realitzar la modulació SSB òptica, i mitjançant desfasaments òptics i elèctrics concrets, produir la supressió del senyal portador. D'aquesta manera, les expressions del camp òptic a les sortides de les estructures MZM queden com:

$$E_{outA}(t) = \frac{E_{in}(t)}{2\sqrt{2}} \left[e^{j\beta \cos(\omega t)} + e^{j\beta \cos(\omega t + \pi)} e^{j\pi} \right] \quad (2.23)$$

$$E_{outB}(t) = \frac{E_{in}(t)}{2\sqrt{2}} \left[e^{j\beta \cos(\omega t + \frac{\pi}{2})} e^{j\frac{\pi}{2}} + e^{j\beta \cos(\omega t + \frac{3\pi}{2})} e^{j\frac{3\pi}{2}} \right] \quad (2.24)$$

Aplicant l'eq. (2.19) i suposant un valor baix de β , els components espectrals d'ordre major a 3 són negligibles:

$$E_{outA}(t) = \frac{E_{in}(t)}{2\sqrt{2}} \sum_{n=-3}^3 (j)^n J_n(\beta) \left[e^{jn\omega t} + e^{jn\omega t + jn\pi} e^{j\pi} \right] \quad (2.25)$$

$$E_{outB}(t) = \frac{E_{in}(t)}{2\sqrt{2}} \sum_{n=-3}^3 (j)^n J_n(\beta) \left[e^{jn\omega t + jn\frac{\pi}{2}} e^{j\frac{\pi}{2}} + e^{jn\omega t + jn\frac{3\pi}{2}} e^{j\frac{3\pi}{2}} \right] \quad (2.26)$$

Expandint els termes entre -3 i 3 les expressions anteriors queden com:

$$\begin{aligned} E_{outA}(t) = & \frac{E_{in}(t)}{2\sqrt{2}} \left\{ (j)^{-3} J_{-3}(\beta) e^{-j3\omega t} [1 - e^{-j3\pi}] + (j)^{-2} J_{-2}(\beta) e^{-j2\omega t} [1 - e^{-j2\pi}] + \right. \\ & + (j)^{-1} J_{-1}(\beta) e^{-j\omega t} [1 - e^{-j\pi}] + J_0(\beta) [1 - 1] + (j)^1 J_1(\beta) e^{j\omega t} [1 - e^{j\pi}] + \\ & \left. + (j)^2 J_2(\beta) e^{j2\omega t} [1 - e^{j2\pi}] + (j)^3 J_3(\beta) e^{j3\omega t} [1 - e^{j3\pi}] \right\} \quad (2.27) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} E_{outB}(t) = & \frac{E_{in}(t)}{2\sqrt{2}} \left\{ (j)^{-3} J_{-3}(\beta) j e^{-j3\omega t} \left[e^{-j\frac{3\pi}{2}} - e^{-j\frac{3\pi}{2}} \right] + \right. \\ & + (j)^{-2} J_{-2}(\beta) j e^{-j2\omega t} \left[e^{-j\frac{\pi}{2}} - e^{-j\frac{3\pi}{2}} \right] + (j)^{-1} J_{-1}(\beta) j e^{-j\omega t} \left[e^{-j\frac{\pi}{2}} - e^{-j\frac{3\pi}{2}} \right] + \\ & + J_0(\beta) j [1 - 1] + (j)^1 J_1(\beta) j e^{j\omega t} \left[e^{j\frac{\pi}{2}} - e^{j\frac{3\pi}{2}} \right] + \\ & \left. + (j)^2 J_2(\beta) j e^{j2\omega t} \left[e^{j\frac{\pi}{2}} - e^{j\frac{3\pi}{2}} \right] + (j)^3 J_3(\beta) j e^{j3\omega t} \left[e^{j\frac{\pi}{2}} - e^{j\frac{3\pi}{2}} \right] \right\} \quad (2.28) \end{aligned}$$

Simplificant les expressions anteriors, s'obté:

$$\begin{aligned} E_{outA}(t) = & \frac{E_{in}(t)}{2\sqrt{2}} \left\{ 2J_{-3}(\beta) j e^{-j3\omega t} - 2J_{-1}(\beta) j e^{-j\omega t} + 2J_1(\beta) j e^{j\omega t} + \right. \\ & \left. - 2J_3(\beta) j e^{j3\omega t} \right\} \quad (2.29) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} E_{outB}(t) = & \frac{E_{in}(t)}{2\sqrt{2}} \left\{ -2J_{-3}(\beta) j e^{-j3\omega t} - 2J_{-1}(\beta) j e^{-j\omega t} - 2J_1(\beta) j e^{j\omega t} + \right. \\ & \left. - 2J_3(\beta) j e^{j3\omega t} \right\} \quad (2.30) \end{aligned}$$

Sabent que $J_{-n}(\beta) = (-1)^n J_n(\beta)$ i que $E_{outT} = \frac{1}{\sqrt{2}} E_{outA} + \frac{1}{\sqrt{2}} E_{outB}$, s'acaba obtenint:

$$E_{outT}(t) = E_{in}(t) \left\{ J_1(\beta) j e^{-j\omega t} - J_3(\beta) j e^{j3\omega t} \right\} \quad (2.31)$$

D'aquesta forma es pot veure com es produeix un desplaçament freqüencial negatiu, amb l'aparició d'un espuri al tercer harmònic. Així, el SFDR ve donat per $20 \log(J_1(\beta)/J_3(\beta))$. A més, en aquest WS el senyal útil també queda modificat per un factor $J_1(\beta)$. A continuació es mostra el SFDR i l'atenuació del dispositiu per a diferents valors de l'amplitud de la modulació de fase:

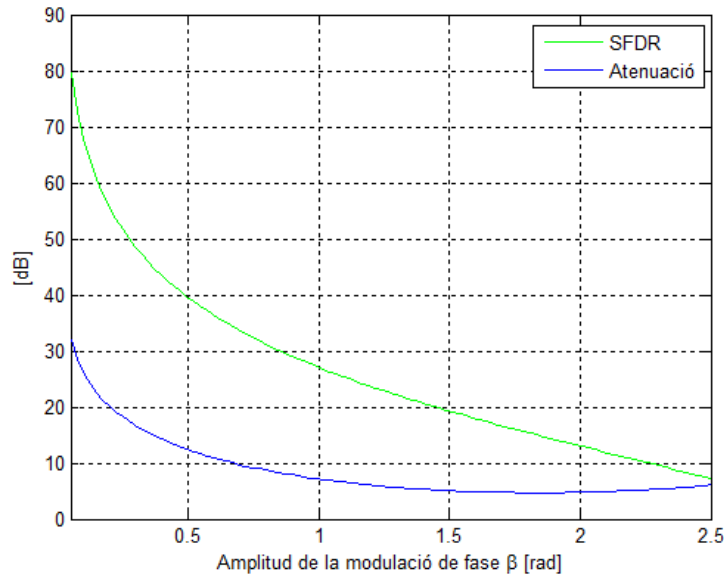


Figura 2.17. Atenuació i SFDR per diferents amplituds de la modulació de fase d'un WS de quatre branques

Tal i com es pot veure en la figura anterior, aquesta estructura és capaç d'assolir un alt SFDR amb una atenuació moderada.

En [Shimotsu01] van utilitzar i ajustar aquesta estructura per obtenir un desplaçament freqüencial de fins a 10GHz mitjançant moduladors de LiNbO_3 . Amb aquest dispositiu eren capaços d'assolir un SFDR de més de 20dB. En [Wang10] van realitzar un WS de quatre braços mitjançant MZM amb una configuració de *push-pull*, això permet provocar un camp elèctric en direccions oposades per a cada braç del MZM, generant desfasaments iguals i de signe oposat en cada braç amb una única alimentació. Aquest circuit només necessita una alimentació continua per al desfasament òptic de 90° i un senyal de RF per als dos MZM, tal i com es pot veure en la fig. 2.18. L'aplicació d'aquests MZM concrets permeten elaborar un WS de quatre branques més compacte.

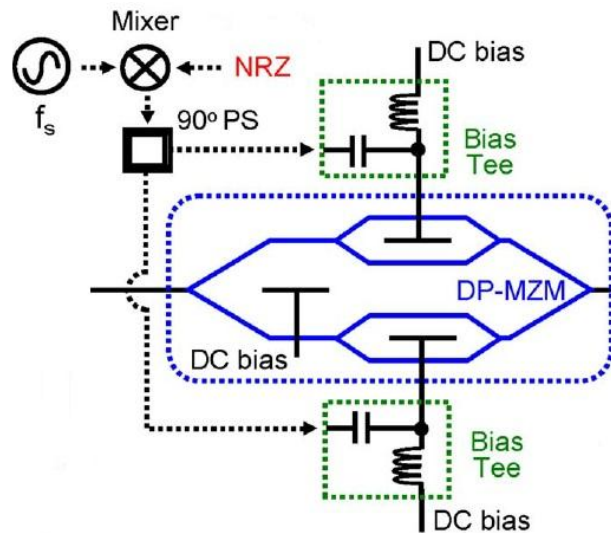


Figura 2.18. WS de quatre branques amb moduladors MZ amb configuració en *push-pull* de [Wang10]

2.5. Conclusions

En aquest capítol s'ha analitzat la problemàtica del *backscattering* de *Rayleigh* que té una particular rellevància quan dos senyals òptics viatgen en direccions oposades amb la mateixa longitud d'ona i que provoca una reducció de la sensibilitat en el receptor, especialment més significatiu per el senyal òptic més feble.

S'han mostrat algunes tècniques que permeten mitigar el RB, però que en alguns casos provoquen algun empitjorament de la transmissió en forma de dispersió cromàtica, etc. En aquest punt, s'ha presentat un altre mètode en forma de desplaçament freqüencial que esdevé una solució transparent per a la transmissió de dades.




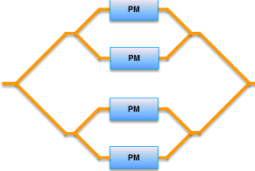
S'han considerat varies estructures que varien en la seva complexitat òptica i elèctrica, i en les seves prestacions en quant al SFDR. Les diferents possibilitats analitzades són els dispositius de 1 fins a 4 branques.

A partir de la taula 2.1 comparativa, es pot veure com el WS d'una branca, tot i ser el dispositiu amb una estructura òptica més simple, requereix d'un senyal elèctric en forma de dent de serra per a funcionar correctament. Aquest senyal té un ample de banda infinit, fet que dificulta la generació d'aquest senyal i repercuteix en unes prestacions finals baixes.

El WS de dues branques té unes prestacions molt atractives amb un circuit òptic moderadament complex. És l'únic WS que permet assolir un SFDR elevat amb únicament 1dB d'atenuació.

El WS de quatre branques és l'estructura que té un circuit òptic més complex, però també el que pot donar un SFDR més alt. Comparant-lo amb el de dues branques, és capaç de proporcionar un SFDR major però sempre amb una atenuació més gran, per

tant, l'elecció d'un dispositiu o l'altre dependrà de l'espai que es disposi per a dissenyar-lo i de si es vol un major SFDR o una menor atenuació.

Estructures WS	Ample de banda elèctric	Complexitat del circuit òptic	Prestacions (SFDR/Atenuació)
	Infinit	Baixa	Baixes
	$2 \cdot f_s$	Moderada	Altes
	f_s	Moderada	Moderades
	f_s	Alta	Altes

Taula 2.1. Comparativa de les diferents estructures dels WS on f_s és el desplaçament en freqüència introduït

El WS de tres branques amb PM, tot i no tenir unes prestacions tant bones com les dues estructures anteriors, té un circuit òptic més simple consistent en un modulador MZ i una tercera branca en paral·lel. El SFDR del WS de tres branques amb IM són molt inferiors al realitzat amb PM.

Tenint en compte els pros i contres de totes les estructures mostrades en la taula 2.1, s'escullen el WS de dues branques i de tres branques amb PM per a la realització dels dissenys dins d'aquest projecte, ja que, per una part ofereixen prestacions atractives tenint una estructura òptica relativament simple, amb els que s'han de poder realitzar uns dissenys amb unes dimensions suficientment reduïdes com per a permetre situar els seus *layouts* dins del mateix xip. Per un altre banda, no s'ha desenvolupat cap dispositiu amb aquestes estructures, mentre que per les dues restants, una branca i quatre branques, sí que s'han realitzat. D'aquesta manera, les solucions seleccionades, són les més atractives des del punt de vista del compromís complexitat / bones prestacions, i són a més, les més innovadores.

Simulació dels *wavelength shifters* amb VPI

3.1. Introducció

En aquest apartat s'analitzaran els WS de dues branques i de tres branques mitjançant una sèrie de simulacions realitzades amb el software VPI per a poder comprovar que les seves prestacions s'adeqüen a les trobades en el capítol 2 i que aquestes estructures són capaces d'assolir les especificacions establertes en el capítol 1. Per al cas del WS de dues branques també s'estudiarà la problemàtica que apareix al realitzar aquest dispositiu en la plataforma tecnològica del projecte europeu PARADIGM, en la qual no es disposen de moduladors d'intensitat.

Finalment, també es realitzaran varies simulacions dels WS provocant diferents desequilibris en aquests per a poder veure com varien les prestacions front aquests desajustos i, poder comprovar la robustesa dels dispositius.

3.2. Simulació del *wavelength shifter* de dues branques

Inicialment, es construeix mitjançant el programa VPI el dispositiu WS de dues branques ideal alimentat per un senyal sinusoidal analitzat en la secció 2.4.2, el dispositiu modelat amb VPI es mostra en la fig. 3.1.

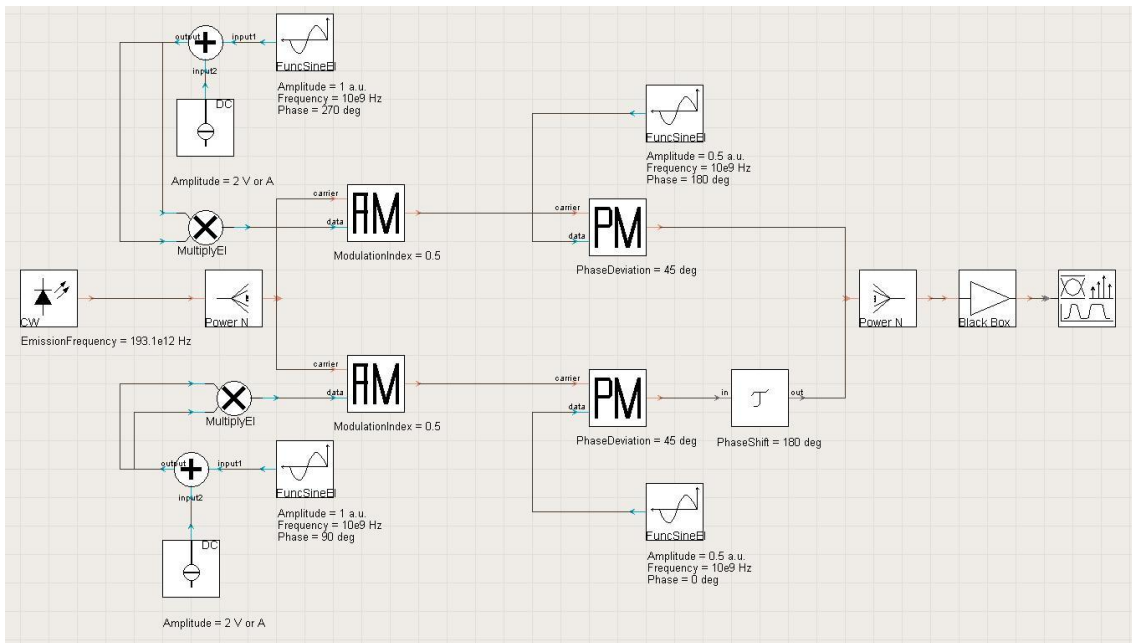


Figura 3.1. Dispositiu WS de dues branques modelat amb el VPI

El dispositiu consta de dos braços amb una primera etapa de modulació d'intensitat (en el VPI el modulador d'intensitat (IM) queda referit com a modulador d'amplitud (AM)) amb índex de modulació de 0.5. Els IM s'alimenten amb la suma d'un senyal cosinusoidal d'amplitud 1V i amb un senyal continu de 2V elevat al quadrat, això es realitza amb un multiplicador que té a les seves dues entrades el mateix senyal. La segona etapa es correspon a una modulació de fase alimentada per un senyal sinusoidal d'amplitud 0.5V. Els PM han de tenir una desviació de fase de $45^\circ/\text{V}$ ($\pi/4$ rad/V). La desviació de fase es correspon al pendent de la resposta del PM amb unitats de [graus/Volt] o [radians/Volt].

A més, s'introdueix un desfament òptic de 180° en la branca inferior i un desfament elèctric de 180° entre els senyals elèctrics de les dues branques, quedant d'aquesta manera les fases dels senyals sinusoidals elèctrics amb 270° per al IM i 180° per al PM d'un dels braços i, 90° per al IM i 0° per al PM del braç restant.

A la sortida del WS s'ha hagut d'introduir un amplificador de 3dB degut a que l'últim combinador de potència no realitzava correctament la suma dels senyals òptics. El resultat donat pel combinador de potència era correcte en la fase, però la potència era 3dB inferior a l'esperada.

Per a la simulació s'utilitzarà un feix òptic d'entrada de 0dBm de potència i una freqüència per als senyals elèctrics d'alimentació de 10GHz. El resultat de la simulació queda com:

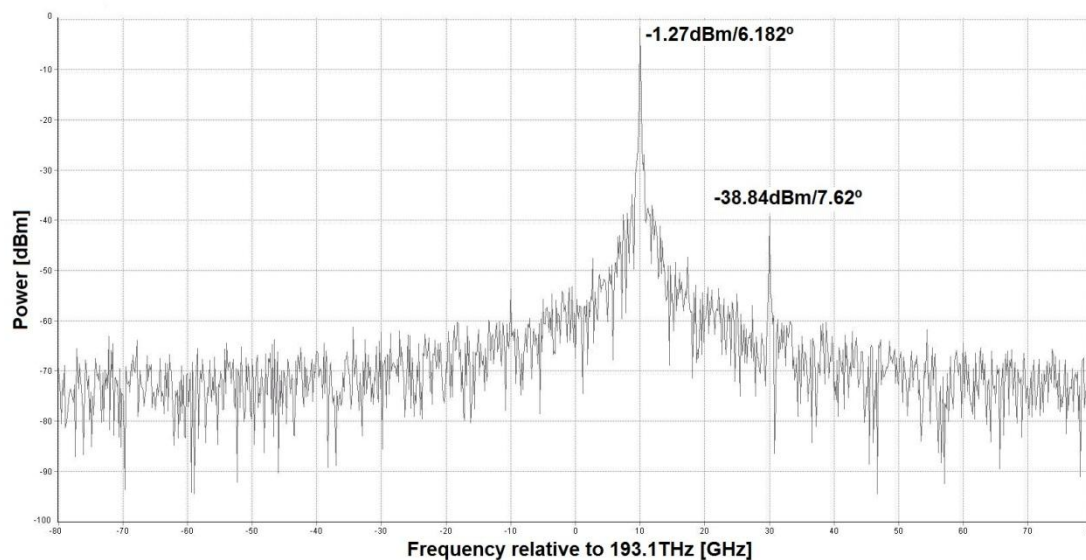


Figura 3.2. Espectre de sortida d'un WS de dues branques amb desplaçament freqüencial positiu

A partir del resultat de la simulació es pot observar com s'obté el desplaçament freqüencial òptic esperat de 10GHz amb una atenuació de 1.27dB. El dispositiu genera un espuri al tercer harmònic de -38.84dBm amb la qual cosa s'obté un SFDR de 37.57dB. Les prestacions del dispositiu s'adeqüen a les esmentades al capítol 2.

Finalment, es comprova la capacitat del dispositiu de realitzar un desplaçament freqüencial negatiu. Això es realitza afegint 180° a la fase dels dos senyals sinusoidals que alimenten els moduladors de fase o de intensitat, només s'ha de realitzar en una de les dues etapes moduladores, en cas d'afegir la fase als quatre moduladors no es modificaria el funcionament del WS.

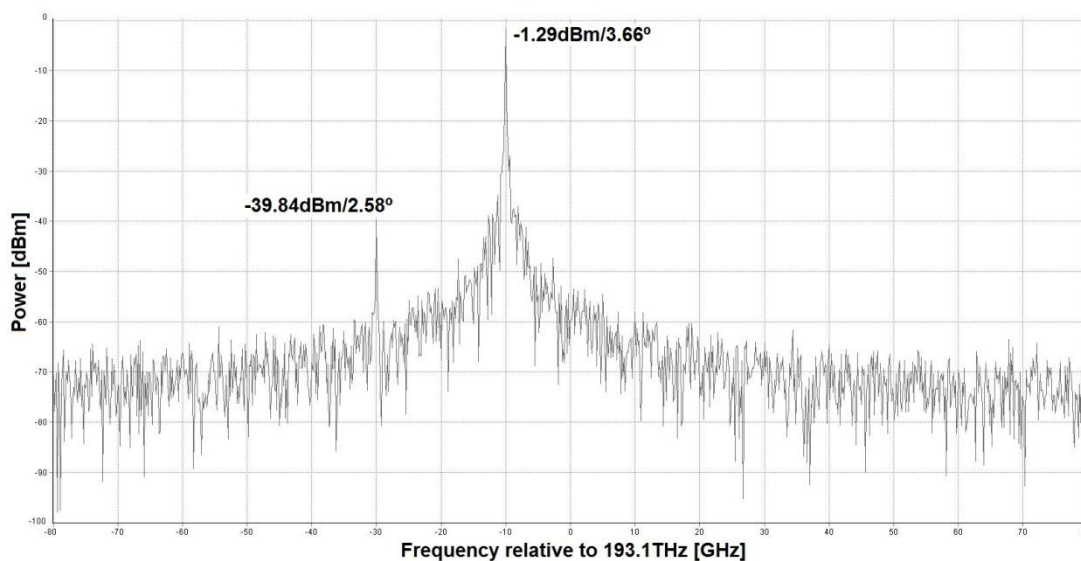


Figura 3.3. Espectre de sortida d'un WS de dues branques amb desplaçament freqüencial negatiu

S'observa que aquest dispositiu també és capaç de generar un desplaçament freqüencial negatiu amb idèntiques prestacions.

3.2.1. Anàlisi de la substitució dels IM per MZM

Degut a que en la plataforma tecnològica de InP que posa a disposició el projecte PARADIGM per a la fabricació del dispositiu no disposa de cap mena de component amb un comportament similar al d'un modulador d'intensitat, com per exemple un modulador d'electro-absorció (EAM), que permeten una modulació ràpida de la intensitat del senyal, s'ha de trobar una alternativa per a implementar el IM. Inicialment es plantegen dues opcions amb aquesta tecnologia d'òptica integrada, utilitzar un amplificador òptic semiconductor (SOA) o emprar moduladors de fase per a construir un modulador Mach-Zehnder.

L'opció del SOA queda descartada, degut a que el SOA que s'utilitzaria no pot funcionar amb un senyal d'alimentació de freqüència tan elevada com 10GHz, el procés de recombinació dels portadors no és suficientment ràpid en aquest dispositiu. Això deixa el MZM com a única alternativa.

Per a estudiar la viabilitat del MZM es compararan les respostes dels dos moduladors. La resposta del IM amb índex de modulació de 0.5 queda com:

$$E_{OUT-IM}(t) = E_{IN-IM}(t)\sqrt{0.5 + 0.5 \cdot x(t)} \quad (3.1)$$

Analitzant l'estructura d'un MZM compost per dos moduladors de fase, es pot trobar la seva resposta:

$$\begin{aligned} E_{OUT-MZM}(t) &= E_{IN-MZM}(t) \frac{1}{2} [e^{j\Delta\varphi \cdot x_1(t)} + e^{j\Delta\varphi \cdot x_2(t)}] = \\ &= E_{IN-MZM}(t) \frac{1}{2} e^{j\frac{\Delta\varphi}{2} \cdot x_1(t)} e^{-j\frac{\Delta\varphi}{2} \cdot x_1(t)} e^{j\frac{\Delta\varphi}{2} \cdot x_2(t)} e^{-j\frac{\Delta\varphi}{2} \cdot x_2(t)} [e^{j\Delta\varphi \cdot x_1(t)} + e^{j\Delta\varphi \cdot x_2(t)}] = \\ &= E_{IN-MZM}(t) \frac{1}{2} \left[e^{j\frac{\Delta\varphi}{2} \cdot [x_1(t) - x_2(t)]} + e^{-j\frac{\Delta\varphi}{2} \cdot [x_1(t) - x_2(t)]} \right] e^{j\frac{\Delta\varphi}{2} \cdot [x_1(t) + x_2(t)]} = \\ &= E_{IN-MZM}(t) \cos\left(\frac{\Delta\varphi}{2} \cdot [x_1(t) - x_2(t)]\right) e^{j\frac{\Delta\varphi}{2} \cdot [x_1(t) + x_2(t)]} \quad (3.2) \end{aligned}$$

On $\Delta\varphi$ és la desviació de fase dels moduladors de fase del MZM. S'observa que la resposta del MZM genera una modulació d'amplitud i una modulació de fase, mentre que el IM no modifica la fase. Així es tenen dues diferències notables, per una part es realitza una modulació de fase no desitjada i la modulació d'intensitat del senyal òptic és clarament diferent. Això provocarà, a priori, un empitjorament del funcionament del WS si s'utilitzen MZM.

El següent pas consistirà en dissenyar el senyal elèctric que permeti reduir les diferències de funcionament entre ambdós moduladors. A partir d'aquí es suposarà

que només s'alimentarà un dels dos braços del MZM i que el senyal d'alimentació del IM és $x(t) = (2 - \cos(\omega t))^2$. D'aquesta manera les respostes dels moduladors queden com:

$$E_{OUT-IM}(t) = E_{IN-IM}(t)\sqrt{0.5 + 0.5 \cdot (2 - \cos(\omega t))^2} \quad (3.3)$$

$$E_{OUT-MZM}(t) = E_{IN-MZM}(t)\cos\left(\frac{\Delta\varphi}{2} \cdot x_1(t)\right) e^{j\frac{\Delta\varphi}{2} \cdot x_1(t)} \quad (3.4)$$

El senyal modulador que s'utilitzarà per a l'estructura Mach-Zehnder serà un senyal cosinusoïdal amb un nivell de continua, $x_1(t) = A + B\cos(\omega t)$. La resposta del MZM quedarà com:

$$E_{OUT-MZM}(t) = E_{IN-MZM}(t)\cos\left(\frac{\Delta\varphi}{2} \cdot (A + B\cos(\omega t))\right) e^{j\frac{\Delta\varphi}{2} \cdot A} e^{j\frac{\Delta\varphi}{2} \cdot B\cos(\omega t)} \quad (3.5)$$

S'utilitza aquest senyal degut a que el posterior anàlisi serà més simple i a més, només conté un component espectral fet que evita la problemàtica que apareix amb senyals de RF d'alt contingut harmònic.

D'aquesta manera, amb aquest senyal es pretén assolir dos objectius, reduir la modulació de fase i intentar que la modulació d'intensitat sigui el més semblant possible a la modulació d'un IM. Per a reduir l'efecte de la modulació de fase s'ha d'aconseguir que $\frac{\Delta\varphi}{2} B$ en l'eq. (3.5) sigui molt més petit que 1, d'aquesta manera els harmònics que generarà la modulació es podran menysprear. Tenint en compte que $e^{j\frac{\Delta\varphi}{2} \cdot B\cos(\omega t)}$ es pot escriure com:

$$e^{j\frac{\Delta\varphi}{2} \cdot B\cos(\omega t)} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} (j)^n J_n\left(\frac{\Delta\varphi}{2} \cdot B\right) e^{jn\omega t} \quad (3.6)$$

Si per exemple es tingués una amplitud de la modulació de fase $\frac{\Delta\varphi}{2} B$ igual a 0.05 rad, la potència dels harmònics generats en l'eq. (3.6) serien:

- Potència de l'harmònic fonamental: $20 \log(J_0(0.05)) \approx 0dBc$
- Potència dels harmònics de primer ordre: $20 \log(J_1(0.05)) = -67.2dBc$
- Potència dels harmònics de segon ordre: $20 \log(J_2(0.05)) = -140.4dBc$

Per tant, l'eq. (3.5) es pot aproximar per una funció constant de valor unitat, menyspreant d'aquesta manera la modulació de fase introduïda. Així, es conclou que l'amplitud del senyal cosinusoïdal haurà de tenir una amplitud baixa ($B \ll 1$).

Un cop mitigada la problemàtica de la modulació de fase cal aconseguir que la modulació d'intensitat del MZM sigui el més semblant possible a la del IM. Primer, comparant l'eq. (3.3) i l'eq. (3.4) es pot observar com en el màxim de l'excursió de la resposta del IM, el senyal d'entrada queda amplificat (en un factor $\sqrt{5}$), mentre que la

resposta del MZM no amplifica el senyal òptic, per tant, per a emprar el MZM caldrà afegir-li un amplificador òptic.

Per a comparar la modulació d'intensitat dels dos moduladors s'utilitzaran les respostes en potència d'aquests, ja que, així s'evita l'aparició d'arrels. D'aquesta manera, les respostes queden com:

$$\begin{aligned} d_{IM}(t) &= 0.5 + 0.5 \cdot (2 - \cos(\omega t))^2 = \\ &= 2.5 - 2 \cos(\omega t) + 0.5 \cos^2(\omega t) \end{aligned} \quad (3.7)$$

$$d_{MZM}(t) = G \cdot \cos^2\left(\frac{\Delta\varphi}{2} \cdot (A + B \cos(\omega t))\right) \quad (3.8)$$

On G és el guany en potència de l'amplificador òptic necessari per al MZM. D'aquesta manera es pretén que $d_{MZM}(t) \approx d_{IM}(t)$, per això es buscarà l'equivalent en sèries de Taylor de $\cos^2(x)$ al voltant del valor $\frac{\Delta\varphi}{2} A$:

$$\cos^2(x) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(\cos^2(a))^{(n)}}{n!} (x - a)^n \quad (3.9)$$

On:

- $(\cos^2(x))^{(1)} = -2 \cos(x) \sin(x)$
- $(\cos^2(x))^{(2)} = 2 - 4\cos^2(x) = 2 \sin^2(x) - 2 \cos^2(x)$
- $(\cos^2(x))^{(3)} = 8 \cos(x) \sin(x)$
- $(\cos^2(x))^{(4)} = -8 + 16\cos^2(x) = -8 \sin^2(x) + 8 \cos^2(x)$

Així, si s'aproxima la sèrie de Taylor a únicament els tres primers termes i al voltant del punt $\frac{\Delta\varphi}{2} A$, s'obté:

$$\begin{aligned} \cos^2(x) &\approx \cos^2\left(\frac{\Delta\varphi}{2} A\right) - 2 \cdot \cos\left(\frac{\Delta\varphi}{2} A\right) \sin\left(\frac{\Delta\varphi}{2} A\right) \left(x - \frac{\Delta\varphi}{2} A\right) + \\ &+ \left(\sin^2\left(\frac{\Delta\varphi}{2} A\right) - \cos^2\left(\frac{\Delta\varphi}{2} A\right)\right) \left(x - \frac{\Delta\varphi}{2} A\right)^2 \end{aligned} \quad (3.10)$$

Aquesta aproximació serà més bona quant més petit sigui el valor de x, això implicarà que l'amplitud B del senyal cosinusoidal haurà de ser petita. Si es substitueix l'expressió anterior a l'eq. (3.8), s'obté:

$$\begin{aligned} d_{MZM}(t) &= G \cos^2\left(\frac{\Delta\varphi}{2} A\right) - 2G \cos\left(\frac{\Delta\varphi}{2} A\right) \sin\left(\frac{\Delta\varphi}{2} A\right) \frac{\Delta\varphi}{2} B \cos(\omega t) + \\ &+ G \left(\sin^2\left(\frac{\Delta\varphi}{2} A\right) - \cos^2\left(\frac{\Delta\varphi}{2} A\right)\right) \left(\frac{\Delta\varphi}{2} B\right)^2 \cos^2(\omega t) \end{aligned} \quad (3.11)$$

Comparant l'eq. (3.7) amb l'eq. (3.11) s'obté el següent sistema d'equacions:

$$G \cos^2 \left(\frac{\Delta\varphi}{2} A \right) = 2.5 \tag{3.12}$$

$$-2G \cos \left(\frac{\Delta\varphi}{2} A \right) \sin \left(\frac{\Delta\varphi}{2} A \right) \frac{\Delta\varphi}{2} B = -2 \tag{3.13}$$

$$G \left(\sin^2 \left(\frac{\Delta\varphi}{2} A \right) - \cos^2 \left(\frac{\Delta\varphi}{2} A \right) \right) \left(\frac{\Delta\varphi}{2} B \right)^2 = 0.5 \tag{3.14}$$

A partir d'aquest sistema d'equacions, es pot observar que si es divideix la primera equació amb la tercera el sistema queda reduït a un sistema de dos equacions amb tres incògnites, per tant, per a resoldre'l s'haurà d'escollir inicialment el valor d'una de les incògnites.

D'aquesta manera, s'obren dos camins diferents:

1. **Mètode 1:** adaptar les dues respostes mitjançant els dos primers termes de l'eq. (3.7) que suposarà adequar el valor mig i els harmònics primers de la resposta del IM i per tant utilitzar les dues primeres equacions (3.12) i (3.13).
2. **Mètode 2:** adaptar el segon i tercer terme de l'eq. (3.7) que suposarà utilitzar l'eq. (3.13) i (3.14). Aquest mètode suposa adaptar els primers i segons harmònics de la resposta del IM.

Per a avaluar quina de les dues opcions proporciona millors resultats, es simularà el WS amb les alimentacions proporcionades per cadascun dels mètodes i es compararan els resultats. Això es realitzarà amb el circuit de la fig. 3.4.

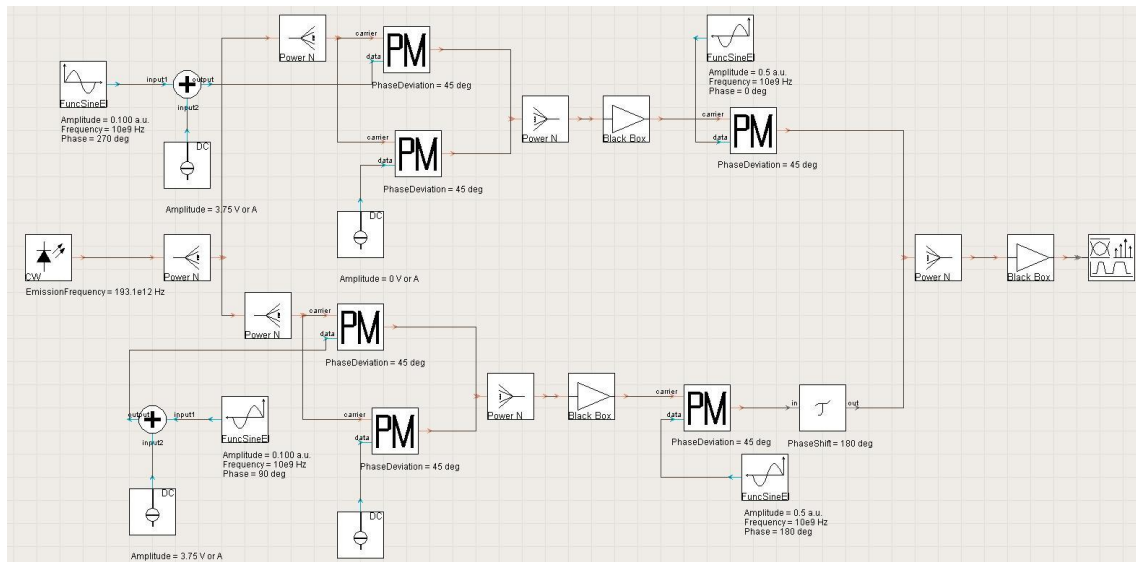


Figura 3.4. Dispositiu WS de dues branques amb moduladors Mach-Zehnder

El dispositiu consta dels mateixos blocs que els utilitzats en la fig. 3.1, a excepció del bloc IM i la seva alimentació que es substitueixen per una estructura MZM formada per dos moduladors de fase amb una desviació de fase de 45°/V i per un amplificador. Un dels PM s'alimenta a zero volts i l'altre amb un senyal continu sumat a un senyal

sinusoïdal. L'amplificador es pot col·locar abans o després del MZM o també es pot situar a l'entrada o sortida del dispositiu.

Utilitzant les dues primeres equacions del sistema (primer mètode) i escollint el valor de continua A com a 3.75V, s'obté que l'amplificació G necessària ha de ser de 24.15dB i l'amplitud B del senyal sinusoïdal ha de ser de 0.1V. Utilitzant la segona i tercera equació del sistema (segon mètode) i agafant l'amplitud B del senyal sinusoïdal com a 0.1V, s'obté que l'amplificació necessària és de 25.16dB i el valor en continua A ha de ser de 3.8016V.

A continuació es simula el circuit amb els dos grups d'alimentacions calculats i els resultats que s'obtenen són:

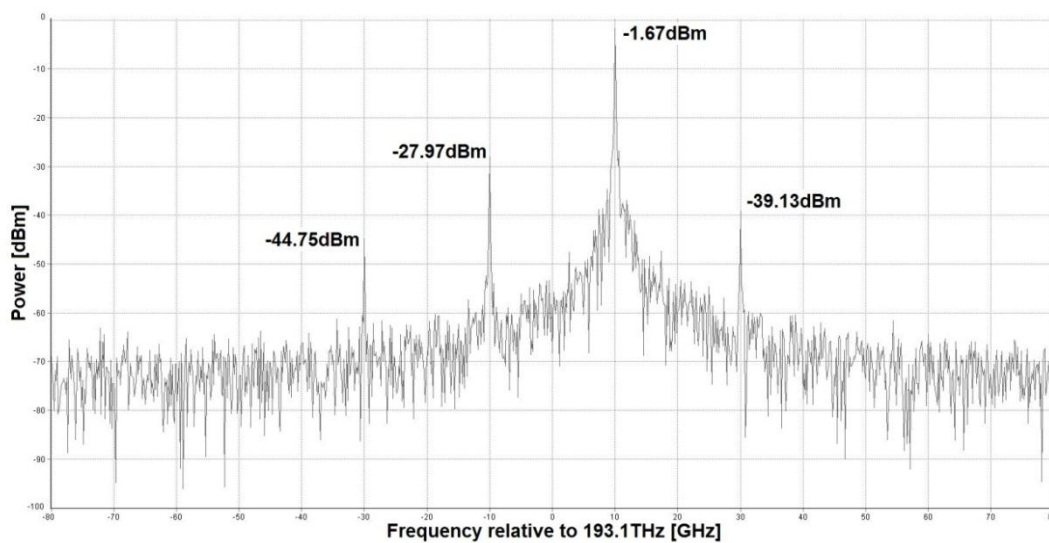


Figura 3.5. Espectre de sortida d'un WS de dues branques amb moduladors MZ alimentat amb un senyal sinusoïdal de 0.1V, un nivell de continua de 3.75V i una amplificació de 24.15dB

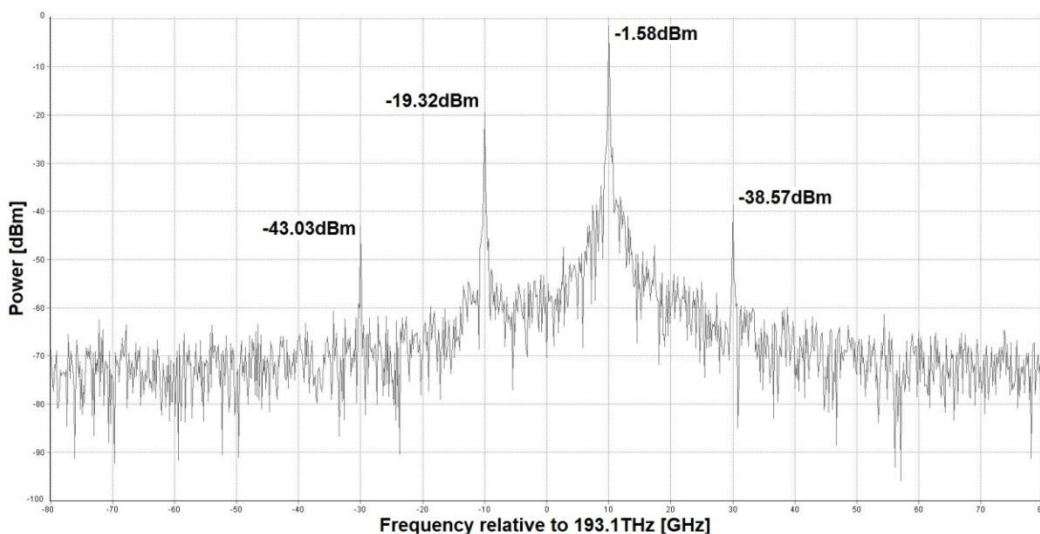


Figura 3.6. Espectre de sortida d'un WS de dues branques amb moduladors MZ alimentat amb un senyal sinusoïdal de 0.1V, un nivell de continua de 3.8016V i una amplificació de 25.16dB

A partir de les gràfiques anteriors, s'extreu que el primer mètode proporciona un SFDR de 26.3dB mentre que el segon mètode dona un SFDR de 17.74dB. Per tant, s'observa que per aproximadament un valor d'amplificació similar, el senyal d'alimentació extret del primer mètode proporciona uns resultats més òptims.

La raó per la qual el primer mètode és millor, també es pot extreure a partir del que resulta d'aplicar un o altre. En el primer mètode s'està aproximant bàsicament l'harmònic fonamental i els primers harmònics de la resposta del IM, mentre que amb el segon s'estan aproximant els primers i segons harmònics deixant un error més gran en l'harmònic fonamental. Tenint en compte que els harmònics segons de la resposta del IM tenen una amplitud molt baixa, la seva influència en el desplaçament freqüencial és menor, per tant si l'error a l'aproximar la resposta del IM es troba en aquets harmònics, no es perjudicarà tant la resposta final del WS.

A partir de la resposta es pot veure com l'espuri de major amplitud que genera el WS de dues branques amb MZM es troba justament a la freqüència contrària a la del desplaçament freqüencial introduït (si es provoca un desplaçament positiu de 10GHz el principal espuri apareixeria a -10GHz).

Finalment es simularà el circuit amb diferents alimentacions per a veure les prestacions que pot proporcionar el WS:

	Amplitud Senyal Continu (V)	Amplitud Senyal Sinusoïdal (V)	Amplificació (dB)	SFDR (dB)
Cas 1	2	1.02	6.99	7.43
Cas 2	2.5	0.68	9.08	10.30
Cas 3	3	0.42	12.32	14.10
Cas 4	3.5	0.20	18.17	20.28
Cas 5	3.75	0.10	24.15	26.30
Cas 6	3.85	0.06	28.58	30.46
Cas 7	3.9	0.04	32.10	33.70
Cas 8	3.95	0.02	38.12	37.41

Taula 3.1. Prestacions del WS de dues branques amb MZM per diferents alimentacions

Tal i com es pot observar, a mesura que el senyal sinusoïdal que s'utilitza té una amplitud menor, les prestacions del dispositiu en quant al SFDR milloren, per tant es compleix la condició que obligava a l'amplitud del senyal sinusoïdal a tenir un valor reduït per a poder menysprear la modulació de fase que genera el MZM i per a poder aproximar la resposta del MZM a la del IM. Per contra, per tal d'obtenir un valor reduït de l'amplitud del senyal sinusoïdal, s'ha d'utilitzar una amplitud en el senyal continu que fa tendir la resposta del MZM cap al seu mínim i per tant, s'introdueix una forta atenuació que queda exemplificada amb l'amplificació que s'ha d'afegir al dispositiu per a mantenir el mateix nivell de potència sobre el senyal òptic desplaçat que en el cas d'utilitzar el WS de dues branques amb moduladors d'intensitat ideals.

A partir de la taula 3.1, es pot veure com la relació entre el SFDR i l'atenuació ha quedat fortament degradada, degut a que per a obtenir un determinat SFDR, es tindrà aproximadament el mateix nivell d'atenuació. Comparant-lo amb el WS de dues branques amb IM, les prestacions globals empitjoren.

També cal esmentar que la substitució del IM per un MZM provoca que les fases elèctriques que provoquen un desfasament freqüencial positiu per al WS amb IM (veure inici secció 3.2) introdueixi un desfasament freqüencial negatiu per al WS amb MZM. Així, les fases elèctriques per a introduir un desfasament positiu o negatiu s'inverteixen al emprar moduladors MZ respecte al utilitzar moduladors d'intensitat.

D'aquesta manera s'ha demostrat la viabilitat de la utilització dels MZM en substitució dels IM per a produir un desplaçament freqüencial en un WS de dues branques, tot i que es té una atenuació major i a més el dispositiu passa a tenir quatre branques, degut als dos braços dels MZM, fet que provoca que el dispositiu final tindrà unes dimensions majors. Tot i això, el WS de dues branques amb MZM si es pot implementar en la tecnologia d'òptica integrada en la que s'haurà de dissenyar, per tant el disseny final es realitzarà amb moduladors MZ.

Per a les simulacions i per a realitzar el disseny posterior es partirà del cas 5 de la taula 3.1, és a dir, amb els MZM alimentats amb $x(t) = 3.75 + 0.1\cos(\omega t)$. S'escull aquesta alimentació degut a que s'obté un SFDR de 26.3dB, amb un marge de 6.3dB respecte als 20dB objectiu. Aquesta alimentació provoca una atenuació de quasi 25dB.

3.2.2. Anàlisi de la robustesa front desequilibris en el WS de dues branques amb MZM

En aquest apartat es presentaran els resultats de realitzar diferents simulacions provocant les diferents problemàtiques que es poden trobar en el circuit òptic, per poder avaluar la seva afectació sobre les prestacions del dispositiu i fer un anàlisi de la robustesa del dispositiu. En les simulacions es mesurarà el SFDR resultant i es calcularà la variació respecte el SFDR de 26.3dB del circuit inicial.

Els principals desequilibris que es poden donar en el dispositiu són desadaptacions de fase i d'amplitud entre els braços del modulador MZ i entre les dues branques principals, i una variació de l'amplitud dels senyals moduladors elèctrics. A més, els moduladors de fase també poden introduir modulacions d'intensitat residuals.

Això es realitza degut a que els moduladors de fase que s'utilitzaran introdueixen una atenuació depenent del desfasament introduït, a major desfasament es té una major atenuació, i perquè si no es tenen les alimentacions elèctriques del circuit ben ajustades, apareixeran diferents desequilibris que poden afectar al funcionament del WS.

Les simulacions realitzades es poden veure amb més detall en l'annex A.

A partir dels resultats obtinguts de les simulacions de l'annex A, s'ha pogut veure com qualsevol dels desajustos que poden aparèixer poden degradar fortament les prestacions del dispositiu. Bàsicament, provoquen una reducció del SFDR i l'aparició de la portadora a la sortida del dispositiu. Dels desajustos tractats, és especialment nociva la modulació d'intensitat residual que genera el modulador de fase, degut a que no es pot eliminar, únicament es pot reduir disminuint l'amplitud dels senyals moduladors, fet que no es possible en tots els PM presents en el circuit (només es poden modificar els dels MZM). De la resta de desequilibris, es pot evitar la seva aparició amb un ajust precís de totes les alimentacions elèctriques del circuit i amb un dispositiu adequadament dissenyat. Amb tot això, s'extreu que el WS de dues branques és un dispositiu poc robust.

3.3. Simulació del *wavelength shifter* de tres branques amb moduladors de fase

Per tal de comprovar el funcionament i les prestacions dels WS de tres branques amb PM es construeix mitjançant VPI el dispositiu ideal amb moduladors de fase analitzat en la secció 2.4.3.

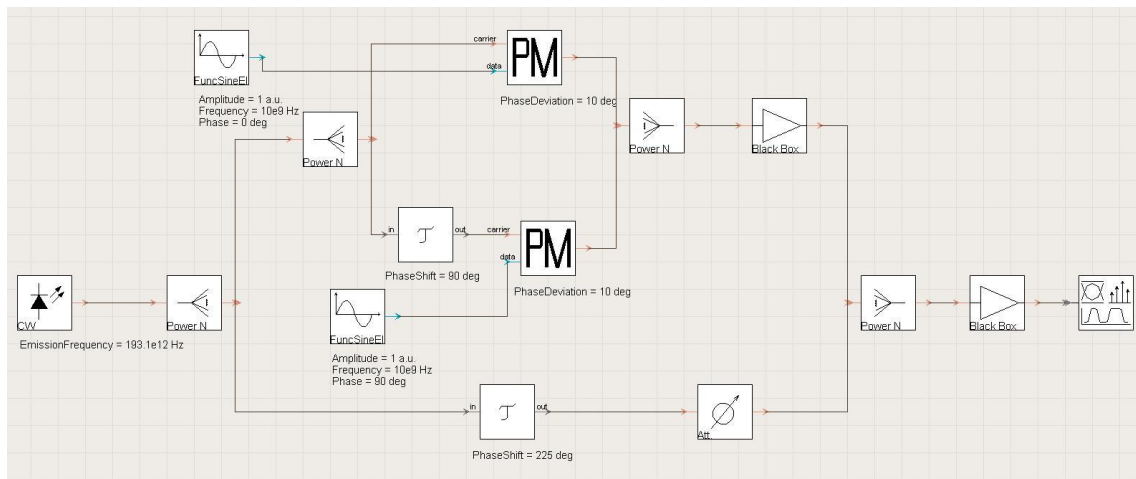


Figura 3.7. Dispositiu WS de tres branques amb moduladors de fase modelat amb el VPI

El dispositiu consta de tres braços, els quals es formen mitjançant dos divisors de potència de 3dB, tal i com es mostra a la fig. 3.7. D'aquesta manera s'obtenen directament les intensitats relatives de $\frac{1}{2}$, $\frac{1}{4}$ i $\frac{1}{4}$ a cada branca necessàries per al bon funcionament del dispositiu. Els braços amb una intensitat relativa de $\frac{1}{4}$ formen una estructura moduladora MZ construïda a partir de dos moduladors de fase alimentats amb un senyal elèctric sinusoidal, amb un desfasament elèctric de 90° entre els dos senyals moduladors. A més, s'insereix un desfasament òptic de 90° entre els dos braços del MZM. Finalment, al tercer braç del WS se l'hi introdueix un desfasament òptic de 225° (que equival a un desfasament de 180° entre la tercera branca i la sortida del MZM) i un atenuador per a adequar els nivells de potència entre el tercer braç i la sortida del MZM.

A la sortida del MZM i del dispositiu s'han hagut d'inserir uns amplificadors de 3dB degut a que els combinadors de potència utilitzats per a sumar els senyals òptics no realitzaven la suma de la potència òptica correctament.

Per a realitzar una primera simulació s'ha d'establir l'amplitud de la modulació de fase (producte de l'amplitud del senyal sinusoidal amb la constant de desviació de fase dels moduladors de fase), per a això s'establirà l'amplitud del senyal elèctric a 1V i la constant de desviació de fase a $10^\circ/\text{V}$ ($\pi/18 \text{ rad/V}$) obtenint així una amplitud de la modulació de fase petita necessària per al bon funcionament del WS. Per a la simulació s'utilitzarà un feix òptic d'entrada de 0dBm de potència i una freqüència per als senyals elèctrics d'alimentació de 10GHz.

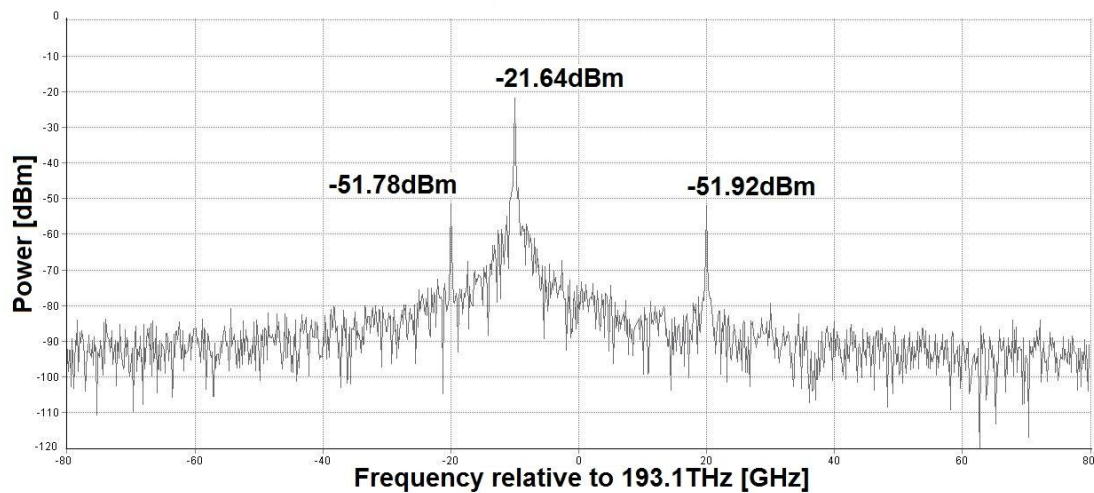


Figura 3.8. Espectre de sortida d'un WS de tres branques amb l'amplitud de la modulació de fase de $\pi/18 \text{ rad}$ amb desplaçament freqüencial negatiu

A partir de la figura anterior es veu com s'obté el desplaçament negatiu esperat amb una atenuació de 21.64dB i un SFDR de 30.14dB. Els principals espuris que apareixen són els segons harmònics. Com ja s'esperava, s'obté un dispositiu amb una forta atenuació però amb un SFDR alt.

Per obtenir un desplaçament freqüencial positiu hi ha dues alternatives: una primera modificant el desfasament elèctric entre els dos senyals sinusoidals a -90° , i una segona modificant els desfasaments òptics de les branques, canviant el desfasament òptic del MZM de 90° a -90° i canviant el desfasament òptic de la tercera branca de 225° a -225° .

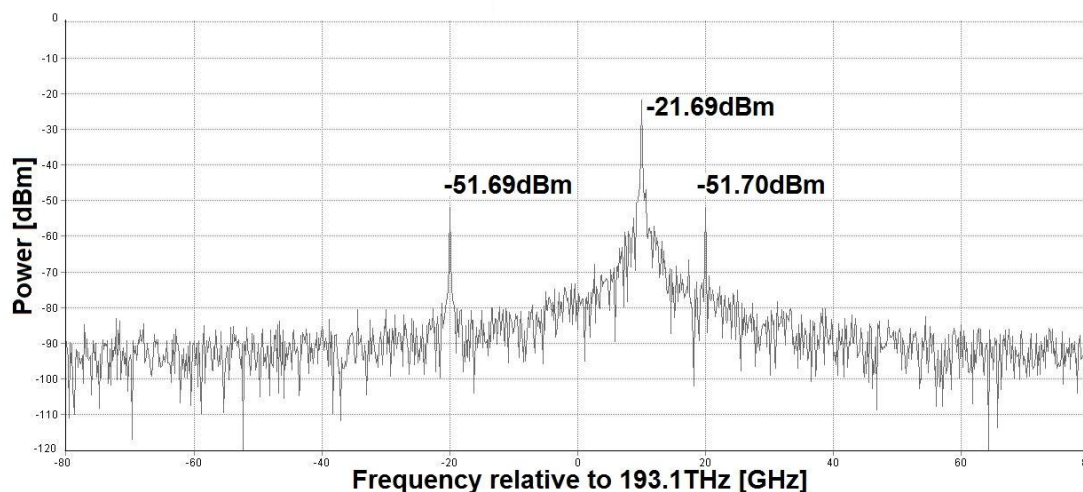


Figura 3.9. Espectre de sortida d'un WS de tres branques amb l'amplitud de la modulació de fase de $\pi/18$ rad amb desplaçament freqüencial positiu

Finalment, degut a que el funcionament del dispositiu depèn de l'amplitud de la modulació de fase que s'utilitzi, es realitzaran varies simulacions modificant aquest paràmetre per a poder analitzar com varien les prestacions del dispositiu i quin és el més apropiat per a ser implementat posteriorment. Es mesurarà el SFDR, l'atenuació introduïda sobre el senyal òptic desplaçat i l'atenuació que cal introduir en la tercera branca del dispositiu per a obtenir la supressió de la portadora.

Les diferents amplituds de modulació de fase s'obtidran modificant la constant de desviació de fase dels PM i mantenint constant l'amplitud dels senyals sinusoidals. Els resultats obtinguts són:

Amplitud de la modulació de fase (rad)	Atenuació (dB)	SFDR (dB)	Atenuació tercera branca (dB)
$\pi/72$ (2.5°)	33.67	42.07	0.034
$\pi/36$ (5°)	27.66	36.11	0.047
$\pi/18$ (10°)	21.64	30.14	0.096
$\pi/12$ (15°)	18.18	26.59	0.182
$\pi/9$ (20°)	15.74	24.07	0.299
$5\pi/36$ (25°)	13.88	22.11	0.453

Taula 3.2. Prestacions del WS de tres branques per diferents amplituds de la modulació de fase

Tal i com es pot veure a la taula 3.2, com menor és l'amplitud de la modulació de fase major són les prestacions en quant al SFDR, però major és l'atenuació que introdueix el circuit. Aproximadament, si es desitja un determinat valor de SFDR és tindrà una atenuació d'aproximadament 9dB inferior. D'aquesta manera, aquests resultats impliquen l'aparició d'un compromís entre atenuació i prestacions que es volen obtenir, però també permet una certa flexibilitat en el WS, ja que depenent de les necessitats en quant a nivell de potència òptica mínim o SFDR en el receptor, es pot

modificar el funcionament del WS per a complir les necessitats del receptor en cada instant.

Així, els resultats obtinguts amb les simulacions s'adeqüen a les prestacions analitzades en el capítol 2.

Per a la realització del disseny i de les posteriors simulacions s'utilitzarà una amplitud de modulació de fase de $\pi/18$ rad (10°), ja que ofereix un coixí de 10dB respecte el mínim SFDR de 20dB que es vol obtenir en el disseny final dels WS. Amb aquesta alimentació s'espera tenir una atenuació d'aproximadament 21dB.

3.3.1. Anàlisi de la robustesa front desequilibris en el WS de tres branques amb PM

A continuació es presentaran els resultats de realitzar diferents simulacions provocant les diferents problemàtiques que es poden trobar en el circuit òptic, de la mateixa forma que s'ha realitzat per al WS de dues branques amb MZM, per a poder avaluar en quina mesura es degraden les prestacions del dispositiu. En les simulacions es mesurarà el SFDR resultant i es calcularà la variació respecte el SFDR de 30.14dB del circuit inicial.

En aquest dispositiu, els principals desequilibris que poden aparèixer són els mateixos que per al WS de dues branques i provocats també, per desajustos en les alimentacions o per les pèrdues dependents del desfasament dels PM.

Les simulacions realitzades es poden veure amb més detall en l'annex B.

A partir dels resultats obtinguts a partir de les simulacions de l'annex B, s'ha pogut veure com el WS de tres branques també és molt poc robust, els diferents desajustos que poden aparèixer poden reduir en gran mesura les prestacions del dispositiu. De la mateixa manera que per al WS de dues branques, provoquen una reducció del SFDR i l'aparició de la portadora a la sortida del dispositiu. Aquest últim fet, però, no és problemàtic per aquest circuit, ja que la supressió de la portadora s'obté mitjançant la tercera branca del circuit i només caldria modificar la seva alimentació per a tornar a eliminar-la. En aquest cas, també són especialment perjudicials les modulacions d'intensitat residuals, però, en aquest circuit si que es poden reduir, sense restriccions, les amplituds dels senyals moduladors dels PM per a mitigar aquest efecte.

3.4. Conclusions

Aquest capítol s'ha centrat principalment en la simulació del WS de dues branques i del de tres branques amb el VPI, on s'ha pogut comprovar que les simulacions s'adeqüen al funcionament analitzat en el capítol 2.

A continuació, degut a que la plataforma tecnològica que s'emprarà no disposa de moduladors d'intensitat que s'utilitzen en el WS de dues branques, s'ha avaluat l'opció

de substituir-los per moduladors Mach-Zehnder, els quals permeten modular la intensitat però també modulen la fase. El següent pas ha estat el d'analitzar un possible senyal elèctric d'alimentació que fes funcionar el MZM d'igual manera que el IM, aquest ha consistit en un senyal sinusoidal sumat a un senyal continu alimentant únicament un dels dos braços del MZM. Després s'han trobat els valors de les amplituds d'aquests senyals que permetien obtenir el funcionament del MZM més similar al IM, i per tant, obtenir el desplaçament freqüencial.

Finalment, s'ha simulat el WS de dues branques amb MZM amb les alimentacions obtingudes per a corroborar que el dispositiu és capaç de realitzar el desplaçament freqüencial. També s'ha pogut comprovar com les prestacions d'aquesta última configuració pateixen un deteriorament marcat principalment per una forta atenuació (degut a que el MZM ha de treballar en un punt proper al mínim de la seva resposta). Concretament, si es vol obtenir un determinat SFDR es tindrà aproximadament el mateix valor d'atenuació.

Tot i la pèrdua de prestacions del WS de dues branques amb MZM respecte del que utilitza IM, el primer si es pot implementar amb la tecnologia d'òptica integrada que s'utilitzarà. Per tant, el disseny del WS de dues branques es realitzarà amb moduladors MZ.

També cal esmentar que a partir de l'anàlisi de la substitució dels IM per els MZM, s'obre un camí de treball que consisteix en trobar altres alimentacions per als moduladors MZ que permetin obtenir el desplaçament freqüencial desitjat però amb unes prestacions superiors a les trobades anteriorment.

Per últim, s'han realitzat tota una sèrie de simulacions per als dos WS introduint els diferents desajustos que poden sorgir, provocats principalment per variacions en els senyals d'alimentació elèctrica o per les pèrdues dependents del desfasament dels PM. Amb aquestes, s'ha pogut comprovar com diferents errors en el circuit degraden notablement les seves prestacions, concretament provoquen una forta reducció del SFDR resultant dels WS. Amb això es conclou que degut a que els WS són dispositius molt sensibles al punt de treball, es necessita un ajust molt exacte de tots els paràmetres dels components que formen els WS per a poder-los fer funcionar amb un bon nivell de prestacions.

Plataforma tecnològica de PARADIGM

4.1. Introducció

La plataforma tecnològica genèrica proporcionada pel projecte europeu PARADIGM es basa en el material InP. Aquest semiconductor és membre dels materials III-V, i es caracteritza per l'alta mobilitat dels seus portadors i per ser un material de *bandgap* directe, això el fa especialment atractiu per a aplicacions electròniques i fotòniques [SankenOpto-Web].

El fosfur d'indi ha estat un focus de desenvolupament des de principis dels anys 80 fins a acabar sent una plataforma per a una gran varietat de components de comunicacions òptiques. Permet la realització tant de components actius, com làsers, moduladors, amplificadors i fotodetectors, i components passius com multiplexors, operant a una longitud d'ona de 1310nm i 1550nm que es correspon a la segona i tercera finestra de les comunicacions òptiques [Infinera-WhitePaper].

El InP ha demostrat ser un bon material per a la integració de dispositius actius i passius, permetent integrar en un mateix substrat tot tipus de funcionalitats claus en les comunicacions òptiques, com generació de llum, modulació d'alta velocitat i detecció de llum. Tot això sumat al fet que la complexitat de les etapes del processament del InP és similar a les del silici [Reade-Web], el converteix en un clar candidat a la reducció dels costos dels sistemes de comunicació òptics [Infinera-WhitePaper].

A continuació s'explicarà en que consisteix el projecte europeu PARADIGM i es mostraran els softwares que s'utilitzaran per als posteriors dissenys del WS de dues branques amb MZM i del WS de tres branques amb PM.

També s'analitzarà la plataforma tecnològica que s'utilitzarà, posant especial èmfasi en els diferents components que s'inclouran en els WS. Cal esmentar que aquesta tecnologia treballa en la banda C de les comunicacions òptiques, concretament en una longitud d'ona compresa entre 1530nm i 1565nm, és a dir, aproximadament en la tercera finestra.

4.2. Projecte europeu PARADIGM

PARADIGM (*Photonic Advanced Research And Development for Integrated Generic Manufacturing*) és un projecte europeu nascut a finals de l'any 2010 i amb data de finalització l'any 2014, temps durant el qual es desenvoluparà una plataforma tecnològica genèrica per a circuits integrats òptics (PICs) basada en fosfur d'indi [PARADIGM-Web].

L'objectiu de PARADIGM és provocar un canvi en la manera en la que els PICs basats en fosfur d'indi són dissenyats i fabricats en Europa, fent especial èmfasi en la reducció dels costos i temps de disseny, desenvolupament i fabricació, i la realització de circuits més complexos. Així, es pretén desenvolupar una plataforma tecnològica genèrica per a ASPICs (*Application-Specific Photonic Integrated Circuits*) que doni suport a un nombre gran d'aplicacions.

Es pretén establir un disseny basat en llibreries que proporcionen una sèrie de mòduls genèrics, acompanyat d'eines sofisticades per al disseny. Així, s'aconseguirà reduir el temps que transcorre per a la realització dels dissenys i la fabricació d'aquests degut a que s'utilitzaran uns blocs definits prèviament que han estat àmpliament caracteritzats, amb la conseqüent reducció dels costos.

En aquest projecte col·laboren la Universitat Tècnica d'Eindhoven (*Technische Universiteit Eindhoven*) i la Universitat de Cambridge, entre d'altres. Les principals empreses fabricants que participen en el projecte són *Oclaro* i *FhG-HHI (Fraunhofer-Gesellschaft Heinrich Hertz Institute)*, cadascuna d'elles proporciona actualment una plataforma tecnològica diferent, però, en un futur han d'acabar convergint. La plataforma d'*Oclaro* està més centrada en circuits de transmissió i la de *FhG-HHI* en circuits de detecció d'alta velocitat. També participen en el projecte les empreses *Photon Design* i *Phoenix Software* que proporcionen les eines de disseny i simulació de circuits integrats.

La tecnologia que s'utilitzarà per l'elaboració dels WS és la d'*Oclaro*, degut a que la de *FhG-HHI* no ha estat disponible durant la realització d'aquest projecte.

El resultat final del projecte PARADIGM serà dut a terme mitjançant una sèrie de *runs* o iteracions en la plataforma tecnològica durant els quals, tots els grups que col·laboren en el projecte realitzen diferents PICs per a poder provar i caracteritzar la plataforma tecnològica. El disseny dels WS es realitzen a cavall entre el primer *run* i el segon *run*, amb els *layouts* realitzats amb la segona iteració. Per a cadascuna

d'aquestes iteracions es proporciona un manual diferent, [PARADIGM-Manual.v1] i [PARADIGM-Manual.v2].

A continuació, es presentaran els principals softwares que s'utilitzaran durant el disseny dels WS i la tecnologia i components d'*Oclaro*. Els programes utilitzats són PicWave de *Photon Design* que s'emprarà per a simular i MaskEngineer de *Phoenix Software* que s'utilitzarà per a realitzar els *layouts* dels circuits dissenyats.

4.2.1. Software de simulació: PicWave

El software PicWave serà utilitzat per a realitzar les simulacions dels dissenys dels WS. És un programa de simulació de circuits integrats fotònics que permet construir circuits òptics amb pràcticament qualsevol topologia utilitzant tant components actius, com SOAs i moduladors d'electro-absorció, i components passius. El principal atractiu d'aquest software és que permet tenir en compte l'estructura física dels components.

PicWave realitza les simulacions mitjançant algorismes de *time domain travelling wave* (TDTW) i l'aproximació de *slow-varying envelope* [PicWave-Manual], discretitzant longitudinalment el circuit òptic, per a posteriorment, calcular la propagació del senyal òptic en aquests punts. Així el paràmetre més important en les simulacions és *zstep* [μm], que indica la separació entre els diferents punts en que es divideix el circuit. Aquest paràmetre es relaciona directament amb la duració de la simulació i amb l'amplada espectral d'aquesta; per a un valor alt, la simulació serà més curta però tindrà una amplada espectral més estreta i per a un valor petit, la simulació és més llarga i amb un ample de banda espectral major, respectant la transformada de Fourier. Per tant, es presenta un compromís entre la duració i la precisió de la simulació. Per a les simulacions que es realitzaran, s'escollirà un valor de $10\mu\text{m}$ que és el recomanat per *Oclaro*.

Els circuits a simular amb PicWave es realitzen mitjançant la unió de diferents blocs que es corresponen a cada component òptic, com l'exemple de la fig. 4.1.

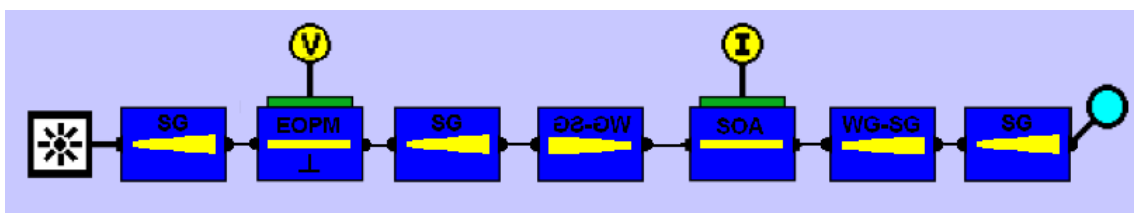


Figura 4.1. Exemple de circuit òptic realitzat amb PicWave

Aquest software disposa de diferents components amb els quals realitzar les simulacions, com per exemple moduladors d'electro-absorció, fotodetectors, SOAs i guies òptiques. Per als blocs SOA se'ls hi pot introduir un fitxer amb un perfil de guany determinat. A més també es disposa d'un component al qual se li pot afegir una matriu S per acabar obtenint un component amb un perfil espectral arbitrari. En el software, es poden definir les estructures físiques dels components, únicament es permeten

geometries rectangulars i de fibra òptica, així, es poden definir el número de capes de les guies, la mida d'aquestes i el seu material.

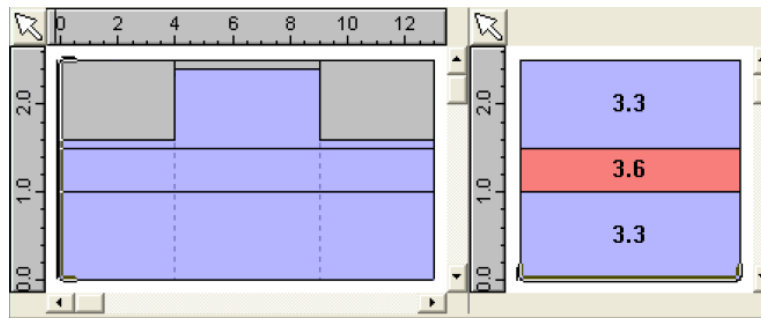


Figura 4.2. Exemple d'estructura física d'una guia amb geometria rectangular

Per al cas dels dissenys dels WS, s'utilitzaran els blocs concrets proporcionats per *Oclaro* i que permetran simular els components de la tecnologia integrada d'aquest fabricant, es proporcionen més detalls en la secció 4.3.



Figura 4.3. (D'esquerra a dreta) Font òptica, monitor, font de voltatge i font de corrent

Finalment, els components vitals en les simulacions són els mostrats en la fig. 4.3, es corresponen a les fonts d'alimentació i l'instrument que permet visualitzar els senyals òptics. De fonts d'alimentació es disposen de tipus òptic per a generar el senyal òptic d'excitació del circuit, i de tipus elèctric, concretament de corrent i voltatge per a alimentar els dispositius actius. Cal esmentar que les fonts òptiques únicament poden proporcionar un dels modes que es propaguen pel circuit en cada simulació, per tant, si es tenen més d'un, s'hauran de realitzar diferents simulacions per a cada mode. Les formes d'ona disponibles per als senyals d'alimentació són sinusoidals, rampes (amb les quals es poden generar senyals constants), impulsional i senyals aleatoris RZ i NRZ. L'instrument monitor es col·loca en els ports d'entrada o sortida dels components en els que es vulgui capturar el senyal òptic que el creua per a posteriorment mostrar el senyal en el domini temporal i freqüencial.

4.2.2. Software de generació dels *layouts*: MaskEngineer

El MaskEngineer és el software que s'utilitzarà per a construir el *layout* dels dissenys dels WS necessaris per a la fabricació dels dispositius. MaskEngineer genera els *layouts* a partir de *scripts* escrits amb un llenguatge similar al llenguatge de programació C [MaskEngineer-Manual].

Els circuits es realitzen mitjançant una seqüència de funcions que es corresponen als diferents components que el formen. Les funcions que s'utilitzaran per al desenvolupament dels *layouts* dels WS seran les proporcionades en una llibreria

d'Oclaro. Un exemple de *script* realitzat amb MaskEngineer es pot veure en la fig. 4.4, i el *layout* generat en la fig. 4.5, aquest genera tres moduladors de fase en sèrie seguits per un SOA.

```
ml::pxoclrEOPM(last : 1000,1) B3eopmbott1;
ml::oclrStraight(last : 80.,1.2) B3straight1;
ml::pxoclrEOPM(last : 1000,1) B3eopmbott2;
ml::oclrStraight(last : 80.,1.2) B3straight2;
ml::pxoclrEOPM(last : 1000,1) B3eopmbott3;
ml::oclrWG_SP2WP(last: ) B3WG_SP2WPTB;
ml::pxoclrSOA(last : 500,1,500,50)B3SOAbott;
ml::oclrWG_WP2SP(last : ) B3WG_WP2SPTB;
```

Figura 4.4. Exemple de *script* de MaskEngineer

Les funcions es componen de tres parts diferenciades, una primera part corresponent al nom de la funció (aquest nom indica el component que genera). Una segona part continguda entre parèntesis que conté els paràmetres del component, els paràmetres es divideixen en dues bandes separades per “:”, la primera banda indica on es connecten els ports d’entrada o sortida del component (en cas de col·locar la paraula *last* el software connecta el port d’entrada del component al port de sortida de l’últim component generat) i la segona banda assigna els paràmetres físics del component. La tercera part coincideix amb el nom que se li assigna al component.

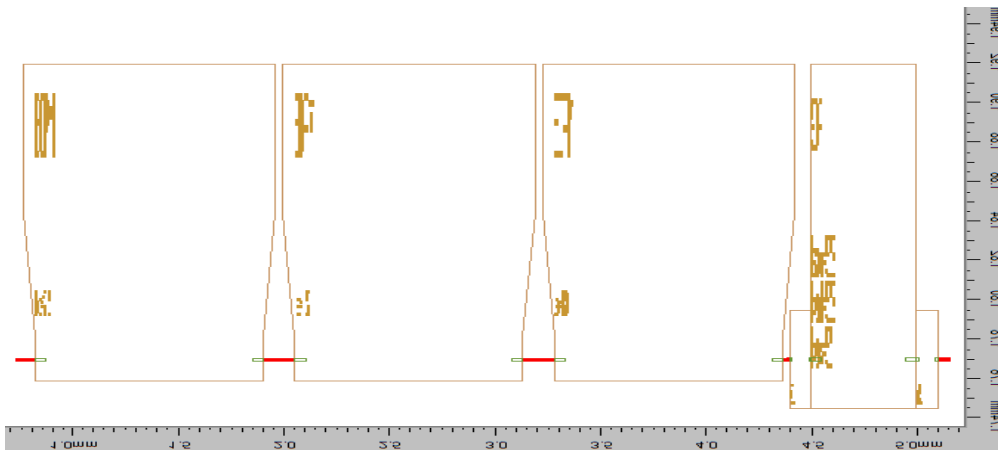


Figura 4.5. Exemple de *layout* en MaskEngineer

MaskEngineer permet simplificar la realització dels *scripts* degut a certs automatismes que té, per exemple, en cas de connectar dos components que tenen una amplada de guia d’ona diferent, el propi programa ho detecta i col·loca automàticament un tram de guia que adequa les amplades, i també, si es connecten uns components que estan separats per una distància determinada, el programa col·loca automàticament una guia sense necessitat de fer-ho manualment. El software, a més, detecta errors de sintaxi en els *scripts* i, també detecta violacions de les regles de disseny. Per als WS, les dues regles generals de disseny són la no superposició de components i que les guies d’ona han d’estar separades com a mínim 10µm.

Finalment, un cop es té realitzat el *layout* del dispositiu, MaskEngineer permet generar un fitxer GDS (*Graphic Database System*) que és el que s'enviarà a *Oclaro* per a la fabricació d'aquest.

4.3. Tecnologia i components d'*Oclaro*

La tecnologia proporcionada per *Oclaro* es basa en un substrat de InP fabricat sota l'estàndard Europeu-Japonès (EJ). Les oblees utilitzades són d'un gruix de $135\mu\text{m}$ de InP amb dopat tipus n. Les oblees tenen unes direccions marcades segons un pla principal anomenat *major flat*, tal i com es mostra en la fig. 4.6. Aquestes direccions són importants degut a que determinats components varien les seves prestacions segons estiguin orientades perpendicularment o paral·lelament al *major flat*, a més, degut a com es realitza el procés del gravat en la fabricació dels xips, determinats components només es poden orientar en la direcció perpendicular.

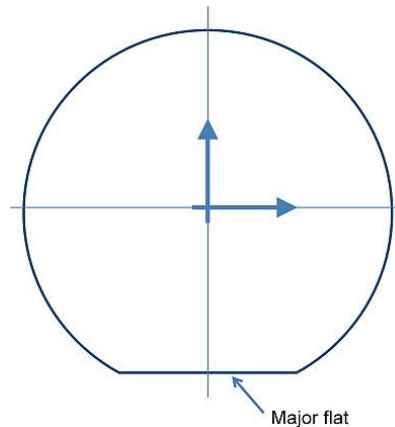


Figura 4.6. Direccions marcades pel *major flat* de l'oblea

Oclaro ofereix dos tipus de xips, un amb encapsulat i sense encapsulat. Aquest segon serà l'utilitzat per a donar cabuda als WS. La utilització d'aquest xip implica que no s'inclourà cap tipus de línia de transmissió elèctrica per a alimentar els dispositius actius, per a fer-ho s'utilitzaran *wire bondings*.

El xip que s'utilitzarà té una forma rectangular amb unes dimensions de 6 mil·límetres per 2 mil·límetres, amb el costat llarg perpendicular al *major flat*. Es disposen de vuit ports d'entrada/sortida òptics situats en grups de quatre en els dos costats de 2 mil·límetres del xip, tal i com es mostra en la fig. 4.7. Aquests queden orientats perpendicularment al *major flat* i estan separats $500\mu\text{m}$ entre ells.



Figura 4.7. Dimensions del xip

En la taula 4.1 es mostren els principals components que proporciona *Oclaro* que es basen en dos tipus diferents d'estructura de guia d'ona, una amb un confinament del senyal òptic fort (*strong waveguide*) i un altre amb un confinament més dèbil (*weak waveguide*), amb les principals característiques de cadascun.

Els principals components proporcionats són guies òptiques *strong*, amb les quals es poden introduir tapers, corbes i S-bends, guies òptiques *weak*, amplificadors òptics semiconductors, moduladors de fase, dispositius MMI (*Multimode Interferometer*) i SSC (*Spot Size Converters*). A més, aquesta tecnologia també disposa de DBR (*Distributed Bragg Reflectors*) i de fotodetectors. En un futur també estaran disponibles *splitters* de polarització.

A continuació es mostraran amb més detall els components que s'utilitzaran en els dissenys dels WS. En aquesta tecnologia, els components propaguen un mode TE i un mode TM (veure secció 4.3.1), però tota la informació que es proporcionarà serà únicament per al mode TE, ja que, és la que dóna *Oclaro*. Això vol dir que de cara als resultats experimentals quan ja es disposi del xip amb els dissenys dels WS, s'haurà d'injectar en el circuit el mode TE per a així poder comparar els resultats amb els obtinguts mitjançant simulacions.

Components de <i>Oclaro</i>	Tipus d'estructura	Direcció respecte al <i>major flat</i>	Paràmetres modificables	Mides dels blocs
Strong WG	<i>Strong</i>	Paral·lela i perpendicular	Longitud i amplada de la guia	-
Taper	<i>Strong</i>	Paral·lela i perpendicular	Longitud, amplada de guia a l'entrada i amplada de guia a la sortida del taper	-
Circular arc	<i>Strong</i>	Paral·lela i perpendicular	Radi de curvatura, angle de gir i amplada de la guia	-
Weak WG	<i>Weak</i>	Perpendicular	Longitud de la guia	-
SOA	<i>Weak</i>	Perpendicular	Longitud del SOA i amplada del pad d'alimentació	175 x longitud μm
PM	<i>Strong</i>	Paral·lela i perpendicular	Longitud del PM	161 x (longitud+80) μm
SWG/WWG transition	<i>Strong/weak</i>	Perpendicular	-	50 x 100 μm
S-bend	<i>Strong</i>	Paral·lela i perpendicular	Alçada, longitud del S-bend i amplada de la guia	Alçada x longitud μm
MMI	<i>Strong</i>	Paral·lela i perpendicular	-	MMI1x2: 50 x 85.5 μm MMI2x2: 50 x 149 μm
SSC	<i>Strong</i>	Paral·lela i perpendicular	-	500 x 335 μm

Taula 4.1. Components d'*Oclaro* utilitzats en els WS

Cal esmentar que tota la informació que es proporcionarà dels components es correspon al de la segona iteració de la tecnologia [PARADIGM-Manual.v2], però com el disseny del WS de dues branques s'ha realitzat amb [PARADIGM-Manual.v1], es comentarà les diferències que apareix en el PM de les dues iteracions i com afecten al disseny.

També cal notar que *Oclaro* no dona cap informació sobre les característiques elèctriques dels dispositius actius, per tant, en aquest projecte no s'inclourà el disseny del circuit d'alimentació elèctric dels WS.

4.3.1. Guies òptiques

Tal i com s'ha explicat anteriorment, la tecnologia d'*Oclaro* ofereix dos tipus de guies òptiques integrades amb geometria rectangular: les *strong passive waveguides* (SPW) i les *weak passive waveguides* (WPW).

La SPW és un tipus de guia integrada amb una estructura *deep-etched* com la mostrada en la fig. 4.8. Aquesta estructura permet obtenir guies amb amplades petites i que poden ser més properes entre elles degut a l'alt contrast entre l'índex de refracció de la guia i els dels laterals d'aquesta (aire). A més, també permet obtenir radis de curvatura petits amb pèrdues petites [Ferguson02].

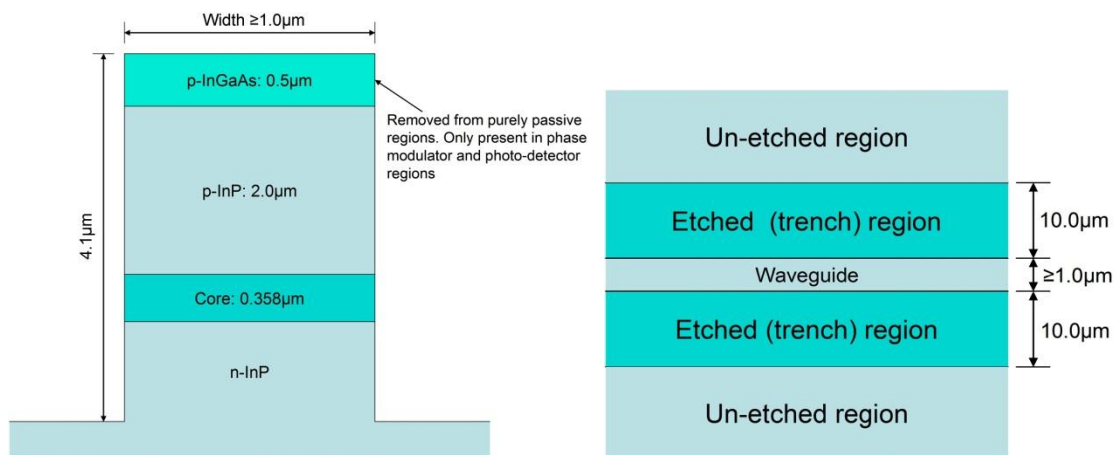


Figura 4.8. Secció transversal d'una SPW (esquerra). Vista superior d'una SPW (dreta)

L'estructura de la guia es compon de tres capes diferents (amb una quarta capa superior sobre la qual es col·loca el contacte elèctric i que només s'utilitza en els dispositius actius basats en aquest tipus de guia: moduladors de fase i foto-detectors) amb una determinada amplada i uns índexs de refracció proporcionats en la fig. 4.9. El nucli de la guia que propagarà la llum és un *multi-quantum well* (MQW) (per més informació veure [Ecse-Web]) que permet modificar la fase òptica mitjançant un efecte electro-òptic conegut com *Quantum Confined Stark Effect* (QCSE) (per més informació veure [Chen07]), això és rellevant per al modulador de fase, a efectes de propagació de la llum aquesta regió es considera com una capa més amb un determinat índex de refracció mostrat en la fig. 4.9.

La guia es forma gravant els espais laterals tal i com es mostra a la fig. 4.8. L'amplada per defecte dels espais laterals és de $10\mu\text{m}$. S'estableix aquesta distància per a poder assegurar la profunditat del gravat necessària per a la guia. A més, els espais laterals obliguen a que la mínima separació entre una guia i un altre component integrat sigui de $10\mu\text{m}$ per a evitar acoblaments.

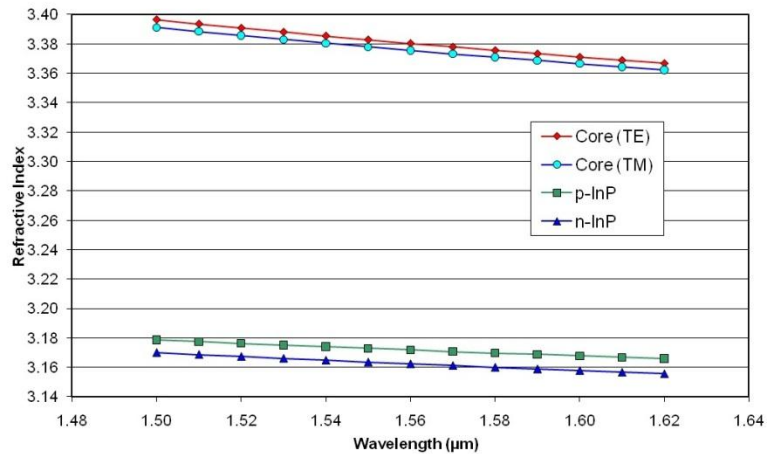


Figura 4.9. Índex de refracció de les diferents capes de la SPW

Un aspecte important de les SPW serà el número de modes que propagarà en la banda-C de funcionament, els diferents modes indiquen com es distribueix la llum dins la guia òptica. Les guies òptiques rectangulars tenen un funcionament similar a les *slab waveguides* [Okamoto06], en les quals es propaguen modes TE (transversal elèctric) i TM (transversal magnètic). Els modes TE tenen la particularitat que el camp elèctric en la direcció de propagació és nul, i els modes TM tenen el camp magnètic en la direcció de propagació nul. Les diferents distribucions que pot tenir la llum dins de la guia es mostren en la fig. 4.10, on la primera distribució es correspon al primer mode que apareix en la guia i que s'anomena d'ordre zero o mode fonamental, sent les restants distribucions modes d'ordre superior. Degut a la forma rectangular de les SPW, les distribucions que es tindran seran la superposició de les distribucions de la fig. 4.10 en la direcció horitzontal i vertical de la guia.

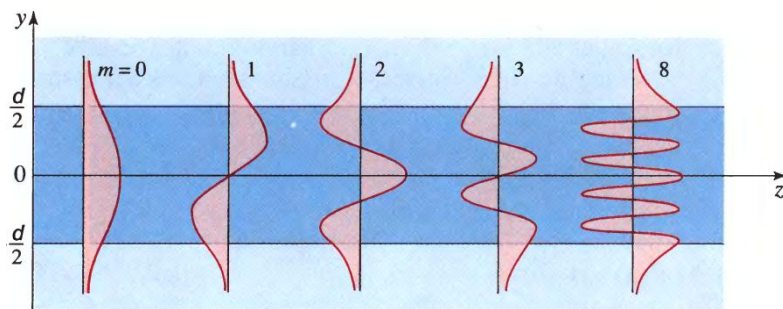


Figura 4.10. Diferents distribucions (modes) de la llum per una guia òptica rectangular en un dels plans vertical o horitzontal, on $m = 0$ es correspon al mode d'ordre zero

L'aparició del mode d'ordre zero o també de modes d'ordre superior ve donat per l'alçada i l'amplada del nucli de la SPW, i de la longitud d'ona de la llum. Per a l'alçada establerta del nucli de la guia ($0.358\mu\text{m}$) únicament es propaguen els modes TE i TM d'ordre zero per a la direcció vertical. Per a la direcció horitzontal, només es propagarà el TE i TM d'ordre zero si l'amplada de la guia està compresa entre $1\mu\text{m}$ (el mínim possible indicat per *Oclaro*) i $3\mu\text{m}$, a partir d'aquesta última amplada apareixeran modes d'ordre superior. Degut a que tots els components d'aquesta tecnologia fan

servir amplades de $1.2\mu\text{m}$, $1.5\mu\text{m}$ o $2\mu\text{m}$, els dissenys dels WS que es realitzaran únicament empraran aquestes tres amplades i per tant, només es propagarà un únic mode TE i un únic mode TM que es corresponen als modes fonamentals.

Les pèrdues de les SPW depenen tan de la longitud d'ona com de la seva amplada. Les pèrdues simulades mitjançant PicWave són de 2.52dB/cm per a una amplada de $2\mu\text{m}$ i de 3.1dB/cm per a una amplada de $1.2\mu\text{m}$. Les pèrdues són menors quan major és l'amplada de la guia, per tant, en els dissenys dels WS s'utilitzaran sempre que es puguin amplades de $2\mu\text{m}$ per a les SPW. Les pèrdues pràcticament no varien si la longitud d'ona està compresa entre $1.53\mu\text{m}$ i $1.57\mu\text{m}$, més enllà d'aquest marge augmenten.

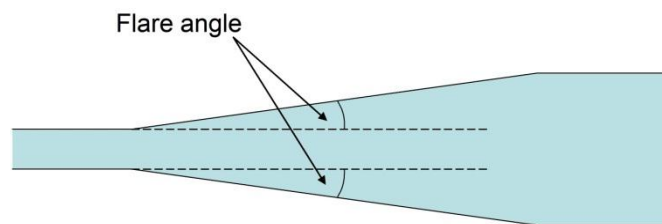


Figura 4.11. Exemple d'un taper amb variació lineal de la seva amplada

Degut a que diferents components de la tecnologia d'Oclaro utilitzen diferents amplades de guia serà necessària la utilització de *tapers*, que consisteixen en un tram de guia on la seva amplada varia linealment amb un determinat angle (*flare angle*) tal i com es mostra a la fig. 4.11. Això permet l'adaptació dels modes de les guies amb diferents amplades i per tant, es mitiguen les pèrdues per acoblament entre guies.

En els dissenys es necessitaran tres *tapers* concrets que realitzin la transició entre amplades de guia de $1.2\mu\text{m}$ fins a $1.5\mu\text{m}$, de $1.2\mu\text{m}$ fins a $2\mu\text{m}$ i un últim de $1.5\mu\text{m}$ fins a $2\mu\text{m}$. Tenint en compte que l'angle de la transició màxim recomanat per Oclaro és de 0.5° , la longitud dels *tapers* serà de $20\mu\text{m}$, de $50\mu\text{m}$ i de $30\mu\text{m}$ respectivament. Aquests *tapers* no introdueixen pèrdues addicionals.

Amb les SPW també es poden introduir corbes. El radi mínim que es pot utilitzar per aquests arcs és de $150\mu\text{m}$, degut a que per a radis menors apareix un acoblament entre els modes TE i TM de la guia. També cal tenir en compte que quan s'utilitzen arcs, el mode que propaga la guia tendeix a comprimir-se en la part externa d'aquesta, per tant, cal introduir un desplaçament lateral (*offset lateral*) entre la corba i la guia a la que s'uneix per a evitar pèrdues addicionals (veure fig. 4.12).

Degut a que en [PARADIGM-Manual.v2] no es proporciona cap informació dels *offsets* necessaris per a cada radi de curvatura, si s'inclouen en el disseny el valor concret de l'*offset* haurà de ser proporcionat pel projecte PARADIGM.

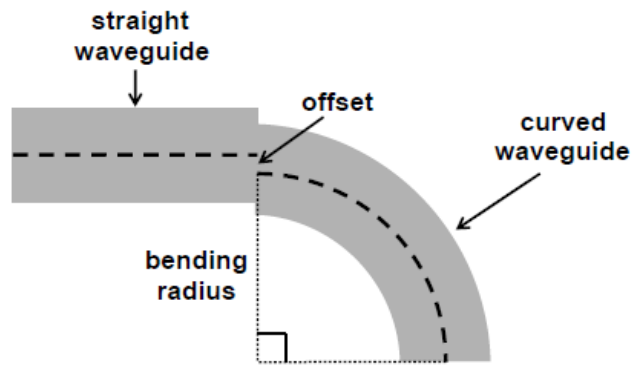


Figura 4.12. Exemple d'*offset* lateral en una guia òptica corba

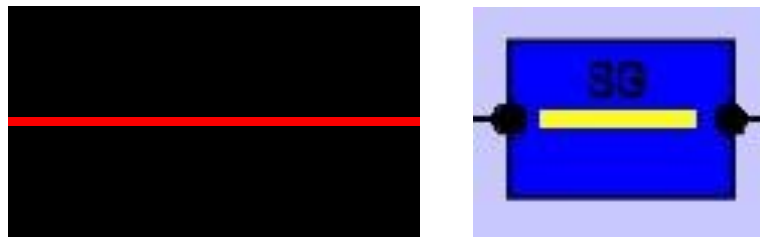


Figura 4.13. Bloc SPW en MaskEngine (esquerra) i PicWave (dreta)

Les guies òptiques de tipus *strong* tenen dos paràmetres que poden ser modificats en els softwares, la longitud de la guia i la seva amplada.



Figura 4.14. Bloc *taper* en PicWave

Els paràmetres que es poden modificar dels *tapers* són la longitud d'aquest i les amplades de guia a l'entrada i a la sortida del component.

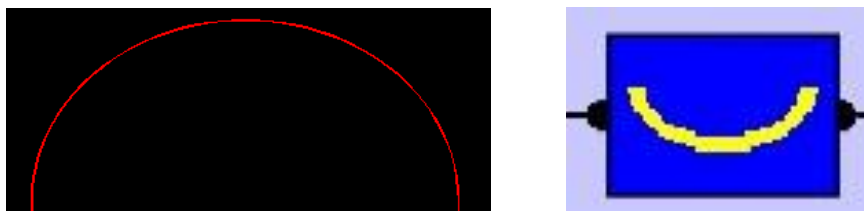


Figura 4.15. Bloc arc en MaskEngine (esquerra) i PicWave (dreta)

Els paràmetres a escollir en el software per als arcs són el radi de curvatura, l'angle que forma l'arc i l'amplada de guia.

Les WPW són un tipus de guia integrada amb una estructura *shallow-etched*, en les que el gravat que es realitza als laterals de la guia queda per sobre del nucli d'aquesta.

En aquestes guies, el nucli és una capa de GaInAsP (*Gallium Indium Arsenide Phosphide*). Degut al procés de gravat que s'utilitza per a formar les WPW, només es poden definir en la direcció perpendicular al *major flat*. L'amplada de les guies *weak* està fixada a $1.9\mu\text{m}$, i l'amplada dels espais laterals són de $25\mu\text{m}$. Aquestes guies únicament propaguen un mode TE i un mode TM.

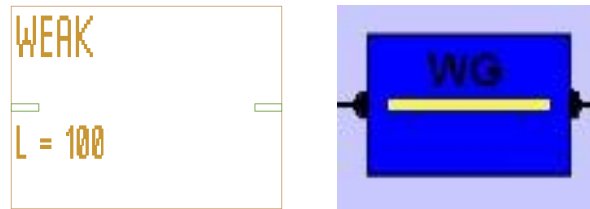


Figura 4.16. Bloc WPW en MaskEngineer (esquerra) i PicWave (dreta)

L'únic paràmetre de les WPW que es pot modificar en els softwares és la longitud de la guia.

A conseqüència de que només es poden definir les WPW en la direcció perpendicular, a que no es pot utilitzar cap tipus de curvatura amb aquestes i a que únicament els SOA es basen en guies de tipus *weak*, no s'empraran per a guiar la llum a través del circuit òptic, per a realitzar aquesta funció s'utilitzaran les SPW.

4.3.2. Semiconductor Optical Amplifier

El SOA és un tipus d'amplificador que es basa en una cavitat Fabry-Pérot sense retroalimentació (en cas contrari s'obtindria un làser) i que aprofita el guany del medi actiu, un semiconductor, per a amplificar la llum. El SOA d'aquesta tecnologia es basa en una estructura de guia d'ona *weak*, això provoca que només es pugui definir aquest component en la direcció perpendicular al *major flat*. Aquest component no permet treballar amb senyals d'alimentació amb una freqüència tan elevada com 10GHz, degut a que la recombinació dels portadors del material no és prou ràpida, per tant, només es poden utilitzar per a proporcionar un guany òptic constant i no per a introduir una modulació d'intensitat.

El guany òptic proporcionat per un SOA ve donat per l'equació següent:

$$P_{out} = P_{in}e^{(g-\alpha)L} \quad (4.1)$$

On g és el guany del material que depèn de la longitud d'ona, α són les pèrdues del material i L és la longitud del component. A continuació es mostra una gràfica amb el perfil de guany del material per al mode TE (les dades del SOA per al mode TM no es proporcionen per *Oclaro*).

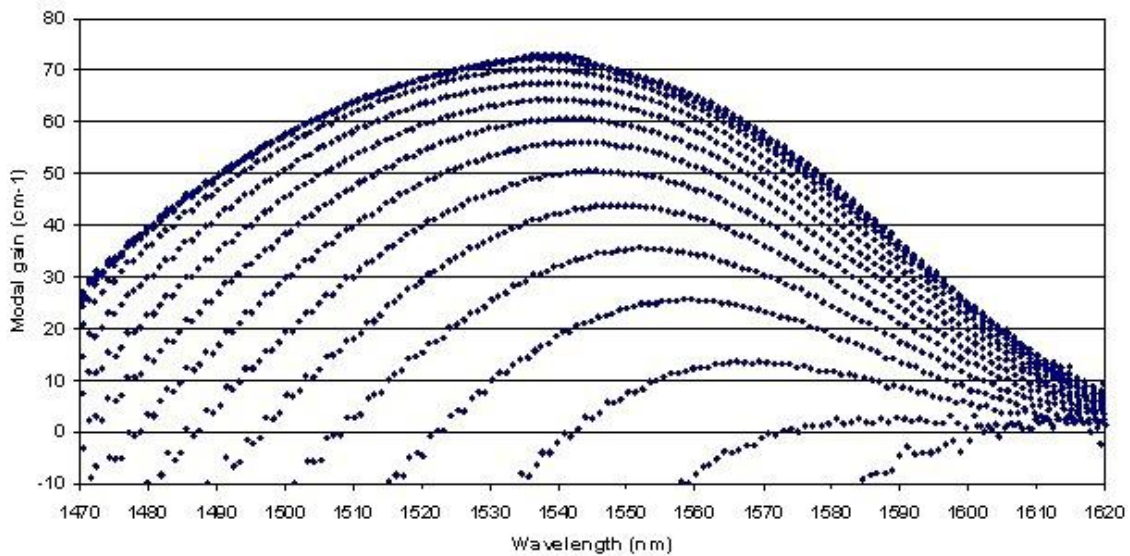


Figura 4.17. Guany del material respecte a la longitud d'ona mesurat en un SOA de 325µm alimentat amb un corrent de 2mA fins a 40mA en passos de 2mA

Les pèrdues del material són de 10cm^{-1} , per tant, per a obtenir el guany net del SOA, s'ha de restar les pèrdues al guany de la fig. 4.17. Un cop mostrades les característiques del material, per avaluar el funcionament d'un SOA queda establir la longitud d'aquest, per això es simularà un amplificador de $500\mu\text{m}$ de longitud que serà el que s'utilitzarà en els dissenys dels WS degut a que proporciona guanys suficients.

Inicialment es mostra el guany òptic en dB, tenint en comptes les pèrdues del material, proporcionat pel SOA simulat amb PicWave a una longitud d'ona de $1.55\mu\text{m}$.

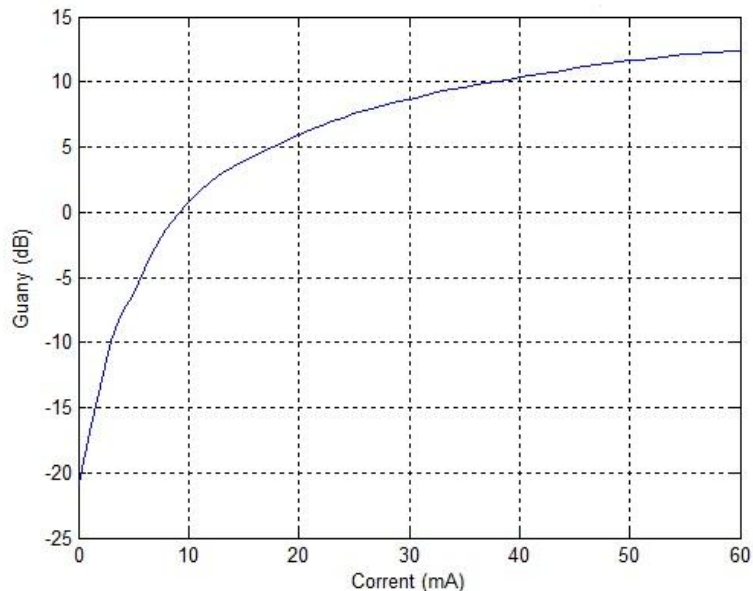


Figura 4.18. Guany òptic d'un SOA de $500\mu\text{m}$ en dB amb les pèrdues del material, respecte al corrent d'alimentació a una longitud d'ona de $1.55\mu\text{m}$

Es pot observar que el SOA comença a proporcionar guany a partir d'un corrent d'alimentació d'aproximadament 9mA, i que per valors alts de corrent el guany tendeix cap a un guany màxim de 13dB. Finalment, també cal obtenir el desfasament que introdueix el SOA a mesura que aquest proporciona un guany major.

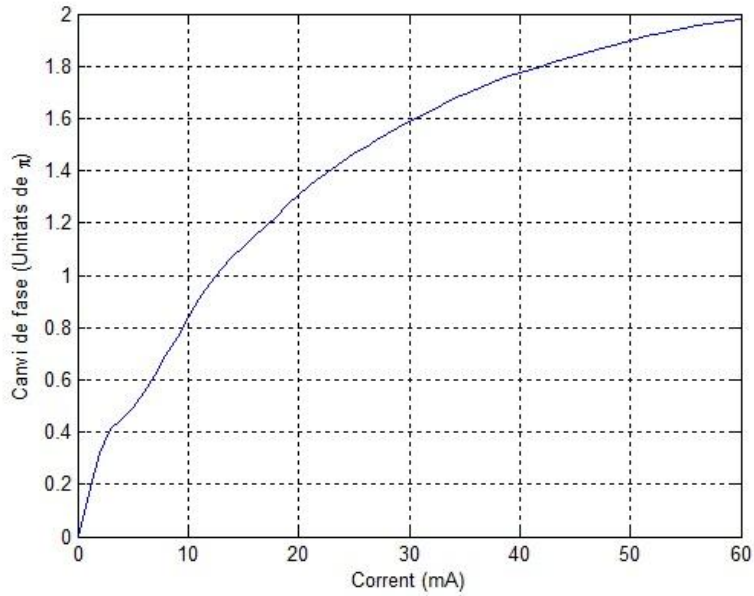


Figura 4.19. Desfasament del SOA de 500μm respecte al corrent d'alimentació a una longitud d'ona de 1.55μm

El SOA provoca un desfasament positiu quan major és el guany òptic que proporciona.

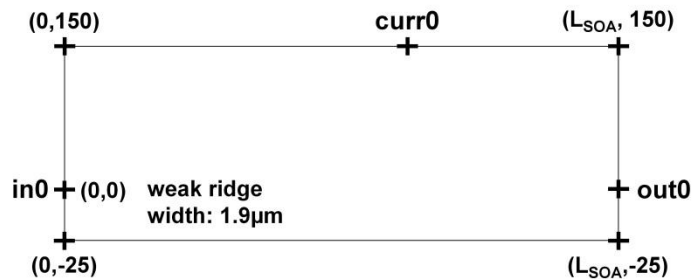


Figura 4.20. Dimensions d'un bloc SOA

El bloc SOA té unes dimensions de 175μm d'amplada i una longitud a escollir (la longitud es correspon a un dels paràmetres de disseny d'aquest component). L'amplada de la guia de tipus *weak* està fixada en 1.9μm. El port d'entrada i de sortida no es situen a la meitat del component, tal i com es mostra a la fig. 4.20, així es deu a que la part superior del bloc SOA, la situada per sobre de l'entrada/sortida, es correspon al *pad* d'alimentació.

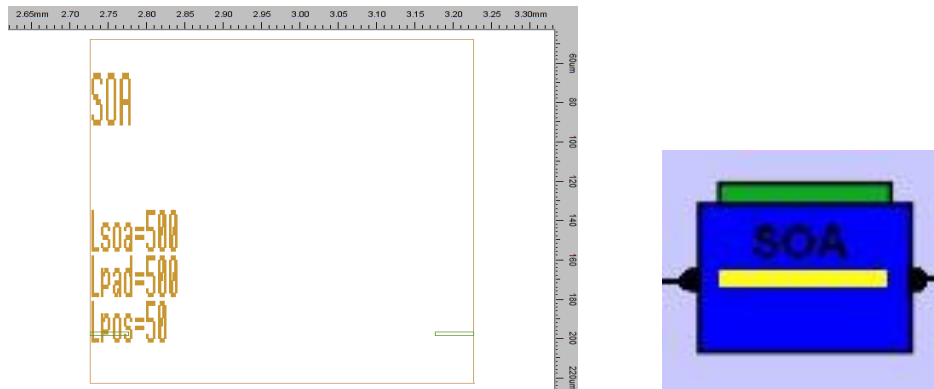


Figura 4.21. Bloc SOA en MaskEngine (esquerra) i PicWave (dreta)

Aquest component té dos paràmetres que poden ser modificats, el primer es correspon a la longitud del component i el segon a la mida del *pad* d'alimentació (no pot ser major a la longitud del component). Aquest segon paràmetre sempre s'escollirà igual a la longitud del component, d'aquesta manera es tindrà un *pad* d'alimentació més gran i serà més fàcil realitzar les connexions elèctriques.

4.3.3. Moduladors de fase

Els moduladors de fase d'aquesta tecnologia es construeixen mitjançant un tram de SPW, que com s'ha comentat anteriorment, té un nucli que és una estructura MQW que pot proporcionar una modulació electro-òptica mitjançant l'efecte QCSE. Per a aquest component s'utilitza la quarta capa mostrada en la fig. 4.8, sobre la qual es col·loca el contacte metàl·lic, així, amb l'aplicació d'un voltatge elèctric sobre la guia es produeix la modulació de fase.

El funcionament dels PM depèn de la seva orientació respecte al *major flat* (paral·lela o perpendicular) i de la longitud d'ona de la llum. La característica desfasament-voltatge per un PM d'un mil·límetre per al mode TE es mostra en la fig. 4.22. Únicament es donen les dades per al mode TE fonamental. Aquest dispositiu únicament pot ser alimentat amb voltatges negatius i per tant, proporcionar desfasaments negatius.

S'observa que el desfasament introduït és major per a la direcció paral·lela i per a longituds d'ona més curtes. El dispositiu introdueix pèrdues dependents del voltatge aplicat, això implica que quan es realitzi una modulació de fase amb aquest component també s'afegirà una modulació d'intensitat residual no desitjada.

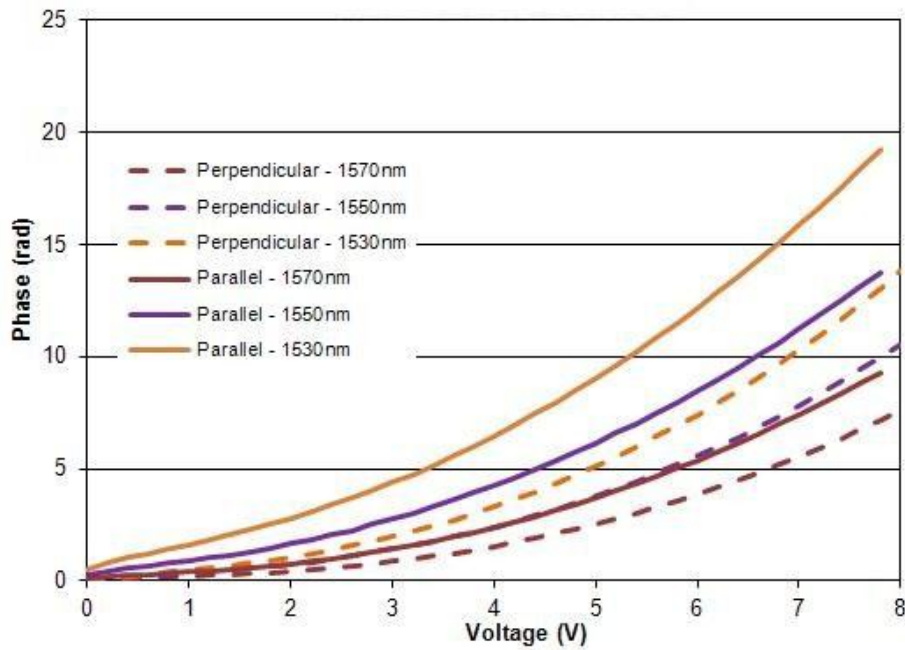


Figura 4.22. Característica desfasament-voltatge d'un modulador de fase de 1mm amb orientació perpendicular i paral·lela respecte al *major flat*

A continuació es simularà el PM amb orientació perpendicular amb diferents longituds mitjançant PicWave per a esbrinar quina és la més òptima per a ser utilitzada en els dissenys dels WS, la longitud màxima analitzada serà de 1mm que és la màxima que *Oclaro* recomana utilitzar per a aplicacions de fins a 10GHz. Es realitza només per a la orientació perpendicular degut a que serà la que s'utilitzarà durant el disseny, ja que, les dimensions del xip en la direcció paral·lela són menors i es complicaria el disseny final.

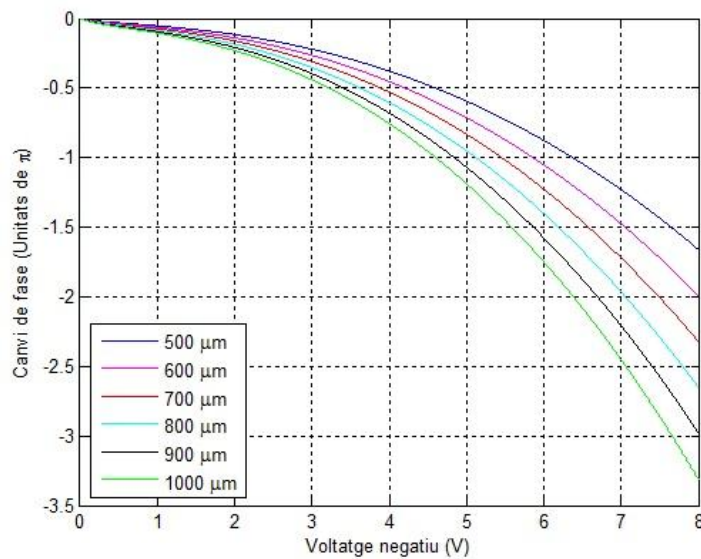


Figura 4.23. Característica desfasament-voltatge d'un PM amb orientació perpendicular amb diferents longituds a 1.55µm

S'observa que el desfasament és clarament no lineal, i que quan major sigui la longitud del PM major serà el desfasament que introdueixi per a un mateix voltatge. Per exemple, el de 0.5mm de longitud produeix la meitat de desfasament que el de 1mm. Per a poder comparar les prestacions finals d'un PM amb diferents longituds caldrà conèixer també les pèrdues que introdueix.

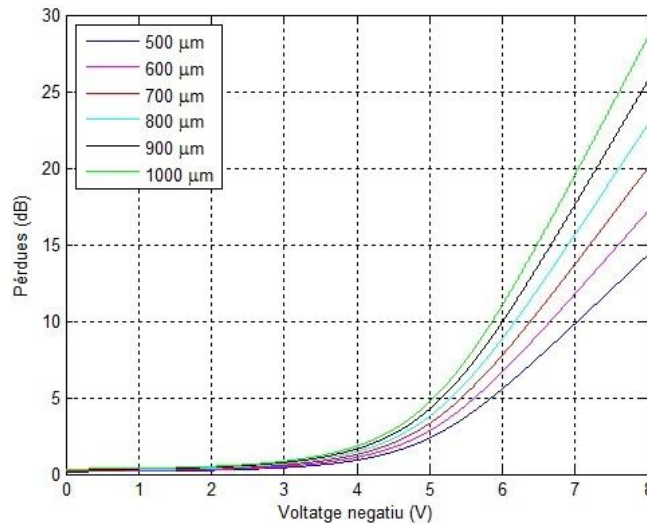


Figura 4.24. Característica pèrdues-voltatge d'un PM amb orientació perpendicular amb diferents longituds a 1.55μm

Tal i com es pot veure en la figura anterior, les pèrdues que introdueix un PM són més grans quant major és la longitud del PM, però, els de major longitud també canvien més la fase, per tant, caldrà analitzar la característica pèrdues-desfasament per tal d'obtenir la longitud òptima. A partir de la fig. 4.24, també es pot observar com a partir d'un voltatge de -5V les pèrdues es disparen, fet que limitarà els voltatges a emprar per aquest dispositiu.

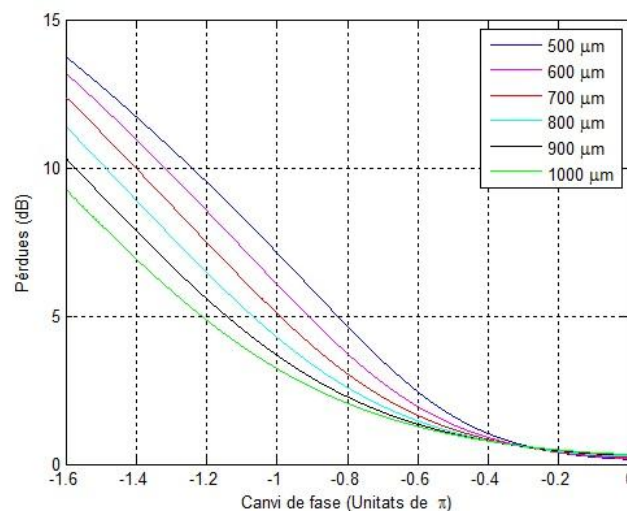


Figura 4.25. Característica pèrdues-desfasament d'un PM amb orientació perpendicular amb diferents longituds a 1.55μm

A partir la de la fig. 4.25, es pot veure com el PM més òptim és el de 1mm, ja que, per a un mateix desfasament introdueix unes pèrdues menors. Per tant, sempre que el disseny ho permeti, s'utilitzaran moduladors de fase de 1mm.

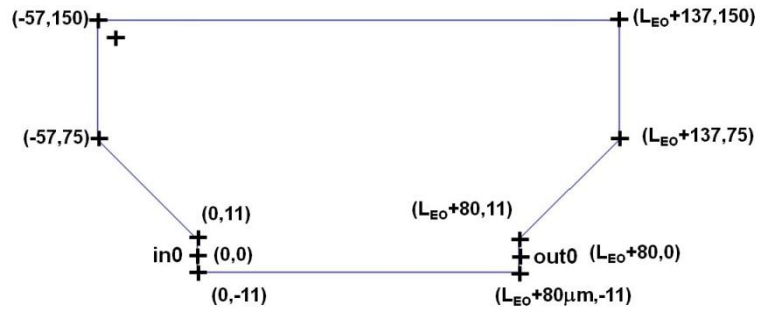


Figura 4.26. Dimensions d'un bloc modulador de fase

El bloc del PM té unes dimensions de $161\mu\text{m}$ d'amplada i una longitud que depèn del punt que es prengui com a referència degut a que el component no té una forma rectangular. Tal i com es mostra a la fig. 4.26, si és té en compte la posició del port d'entrada i de sortida, la longitud del component depèn del valor sobre el qual es vol produir la modulació més $80\mu\text{m}$ addicionals, per tant, si es vol tenir un PM de 1mm, la longitud real del component serà de 1.08mm. Si és té en compte la part superior al port d'entrada i de sortida, que es correspon al *pad* d'alimentació, la longitud del component és $114\mu\text{m}$ major que l'anterior. Això provoca que si es volen col·locar dos PM en sèrie s'hagi d'utilitzar un tram de guia de com a mínim $114\mu\text{m}$ per a separar-los i evitar que els components es superposin. L'amplada de la guia per als ports d'entrada i sortida és de $1.2\mu\text{m}$.

Les dimensions del PM del primer *run* [PARADIGM-Manual.v1] són de $161\mu\text{m}$ d'amplada i una longitud igual a la que s'esculli, així, no es tenen els $80\mu\text{m}$ addicionals. A més, té una forma rectangular, per tant, no es tenen els $114\mu\text{m}$ addicionals en el *pad* d'alimentació. Com el disseny del WS de dues branques s'ha realitzat amb [PARADIGM-Manual.v1], provocarà que quan es faci el *layout* del dispositiu amb MaskEngineer, s'hauran d'introduir petites modificacions per a adequar el disseny al segon *run* [PARADIGM-Manual.v2] (veure capítol 6).

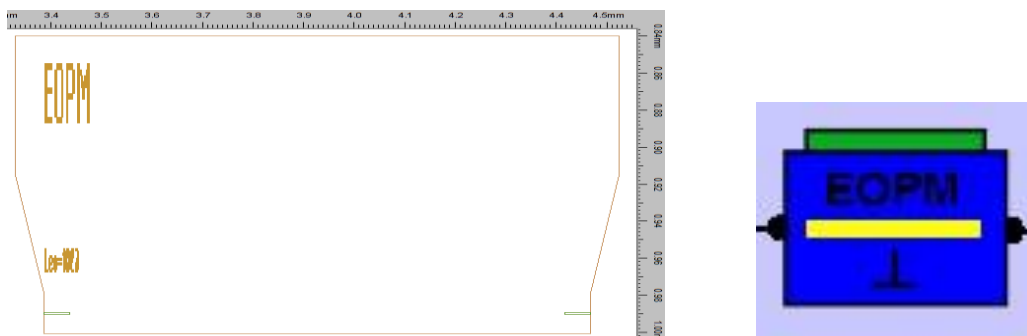


Figura 4.27. Bloc modulador de fase en MaskEngineer (esquerra) i PicWave (dreta)

Aquest component té un únic paràmetre que pot ser modificat en el software i es correspon a la longitud sobre la que té lloc la modulació de fase.

Finalment, degut a l'atenuació que introdueixen els PM, en el disseny s'empraran SOAs per a compensar aquestes pèrdues. Però, tal i com s'ha pogut veure, els SOA a mesura que introdueixen un guany major provoquen un desfasament positiu, i els PM a mesura que introdueixen un desfasament negatiu provoquen pèrdues, per tant, tal i com s'utilitzaran els components, els funcionaments són oposats. Així, serà important veure quin és el desfasament màxim que es pot introduir amb un PM sense afegir una atenuació addicional.

A continuació es mostra el canvi de fase que es pot obtenir amb una estructura d'un PM amb un SOA sota el supòsit que el SOA compensa l'atenuació introduïda pel PM, prenent com a referència l'amplitud i fase inicial de l'estructura alimentada amb 0V per al PM i 10mA per al SOA (amb aquest corrent el SOA proporciona un guany pròxim a 0dB).

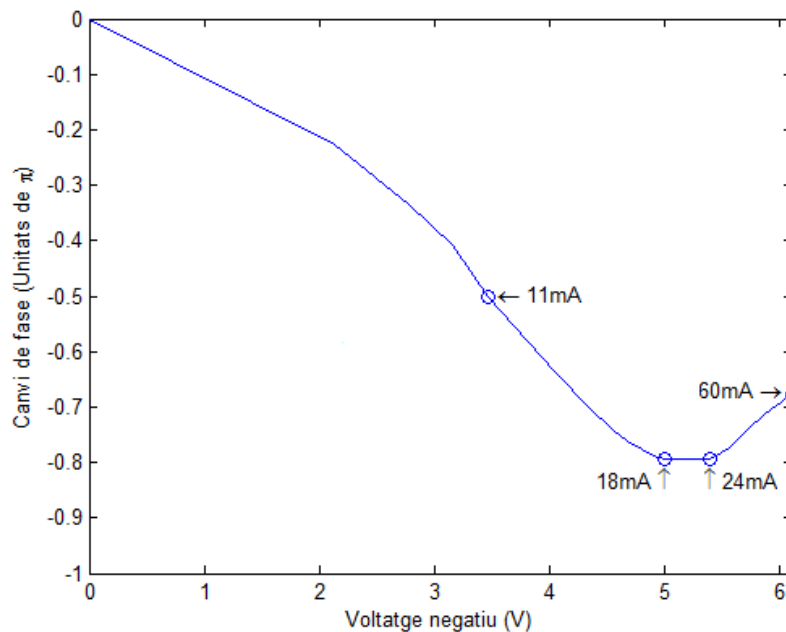


Figura 4.28. Característica desfasament-voltatge d'una estructura d'un PM amb un SOA per a compensar les pèrdues del PM. En la figura es mostren quatre punts indicant l'alimentació del SOA

A partir de la figura anterior, s'extreu que el desfasament màxim que es pot assolir amb un PM sense afegir pèrdues és d'aproximadament -143° , i s'obté per a unes alimentacions d'aproximadament $-5V$ per al PM i, d'entre $18mA$ i $24mA$ per al SOA. En cas d'emprar dos PM amb un SOA per a compensar les pèrdues, el desfasament màxim que es pot assolir és d'aproximadament -280° .

4.3.4. Altres components

En aquest punt es tractaran la resta de components que tenen una menor rellevància en els dissenys dels WS però que són essencials per a aquests.

- **Transició de tipus de guia d'ona**

Degut a que la tecnologia d'òptica integrada que ofereix *Oclaro* té dos tipus de guies d'ona diferents, es fa necessària la inclusió d'un element que permeti la transició d'una guia *weak* a una *strong* o viceversa, per a evitar unes pèrdues excessives degut a que els modes TE i TM que propaguen són diferents.

Es disposa de dos components de transició de tipus de guia, un *strong-to-weak* i un altre *weak-to-strong*, ambdós realitzen el canvi amb 1dB de pèrdues.

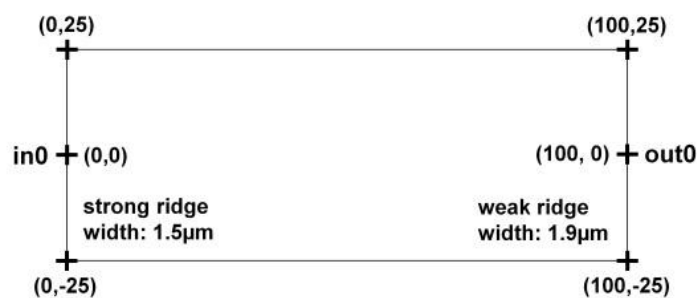


Figura 4.29. Dimensions d'un bloc de transició *strong-to-weak*

Aquest component té unes dimensions de $50\mu\text{m}$ d'amplada i de $100\mu\text{m}$ de longitud, amb el port d'entrada i de sortida situats a la meitat del component, tal i com es mostra a la fig. 4.29. L'amplada de guia de l'entrada (sortida) de tipus *strong* és de $1.5\mu\text{m}$ i l'amplada de guia de la sortida (entrada) de tipus *weak* és de $1.9\mu\text{m}$.

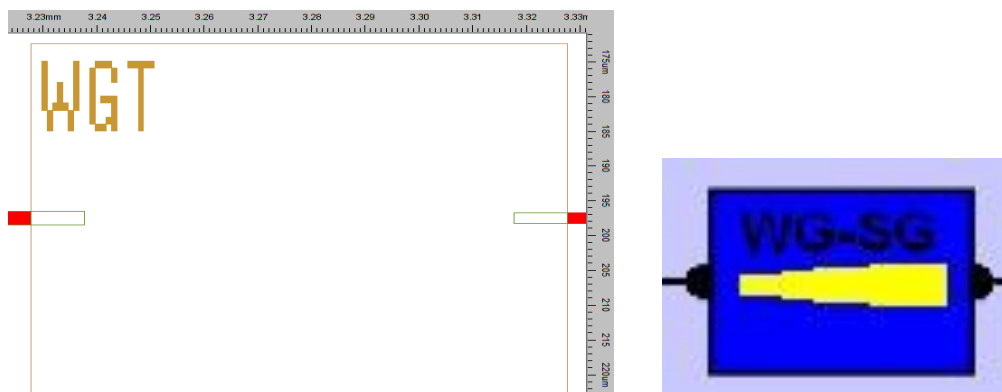


Figura 4.30. Bloc de transició de tipus de guia en MaskEngine (esquerra) i PicWave (dreta)

Aquest component no té cap paràmetre que pugui ser modificat en els softwares utilitzats.

- **S-bends**

Aquest component es forma a partir d'un tram de SPW amb una geometria en forma de corba en "S" (mostrada en la fig. 4.31) que permet elevar la posició de la guia. Els paràmetres principals d'aquest component són la longitud del component S-bend i l'alçada introduïda, a més, també s'ha d'establir l'amplada de la guia que s'utilitza.

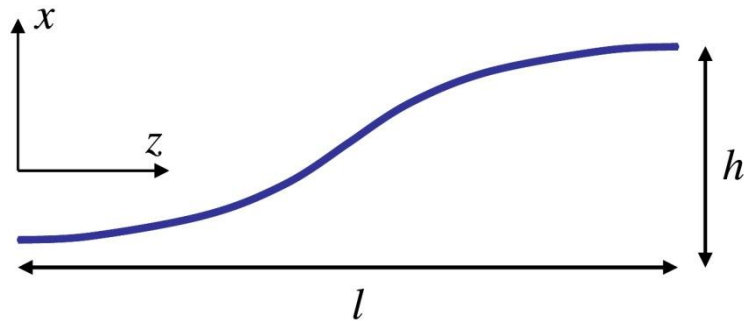


Figura 4.31. Esquemàtic d'una S-bend on es mostra l'alçada i la longitud del component

L'equació mostrada a continuació descriu la forma de la corba respecte als paràmetres principals:

$$x(z) = \frac{h}{l}z - \frac{h}{2\pi} \sin\left(\frac{2\pi}{l}z\right) \quad (4.2)$$

On h és l'alçada i l la longitud del component. Degut a que no hi ha canvis abruptes en la curvatura per a aquest tipus de geometria, no cal introduir *offsets* laterals en l'entrada i sortida del component. Degut a que el radi màxim que poden tenir les guies corbes en aquesta tecnologia és de $150\mu\text{m}$, això imposarà uns límits en les combinacions possibles d'alçada i longitud del S-bend, aquesta condició es defineix en l'eq. (4.3).

$$R_{min} \leq \frac{l^2}{2\pi h} \quad (4.3)$$

Les pèrdues introduïdes per un S-bend depenen de les pròpies d'una guia SPW i unes pèrdues en excés degut a la pròpia curvatura de la geometria del component. Segons *Oclaro*, les pèrdues en excés per a un S-bend amb radi mínim per a una longitud d'ona de $1.55\mu\text{m}$ per al mode TE són de 0.028dB. Les pèrdues de la guia SPW són les donades en la secció 4.3.1.

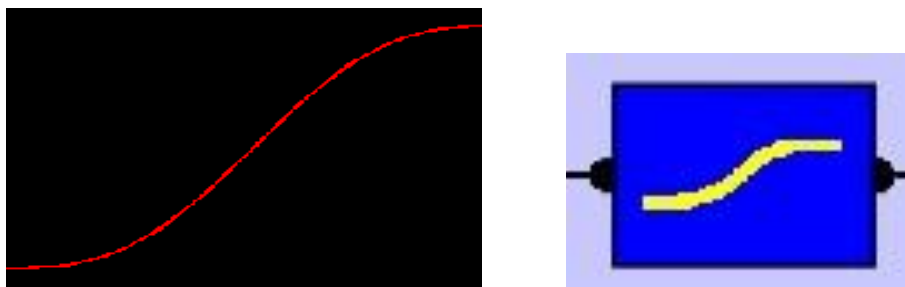


Figura 4.32. Bloc S-bend en MaskEngineer (esquerra) i PicWave (dreta)

Finalment, el bloc proporcionat per a PicWave no ha pogut ser simulat degut a que sorgia un error amb aquest component, per tant, durant les simulacions dels dissenys dels WS, els S-bends no s'inclouran.

- **Multimode interference (MMI) coupler**

Els MMI són dispositius que mitjançant tècniques de *self-imaging* permeten dividir un feix de llum en n feixos, permetent separar un senyal òptic en diferents guies o combinar-los [Soldano95]. En aquesta tecnologia es disposa d'un MMI1x2 amb una entrada i dues sortides que funciona com un divisor de potència (*splitter*) de 3dB (o un MMI2x1 amb dues entrades i una sortida que funciona com un combinador de potència), i també, d'un MMI2x2 amb dues entrades i dues sortides capaç de funcionar com un acoblador. Els dos tipus de dispositiu es basen en guies SPW.

En ambdues estructures les pèrdues que introdueixen són d'aproximadament 0.05dB a una longitud d'ona de $1.55\mu\text{m}$.



Figura 4.33. Dimensions d'un bloc MMI1x2

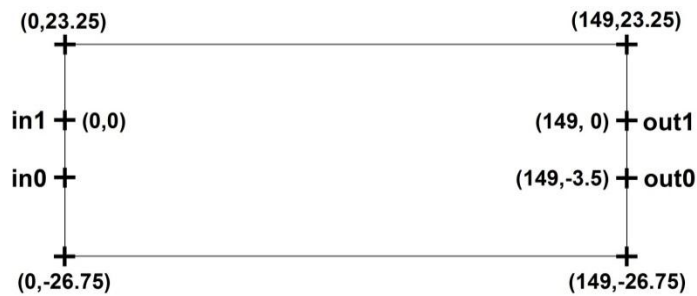


Figura 4.34. Dimensions d'un bloc MMI2x2

Un MMI1x2 té unes dimensions de $50\mu\text{m}$ d'amplada i de $85.5\mu\text{m}$ de longitud, amb els ports de sortida separats $4.5\mu\text{m}$ entre ells, tal i com es mostra a la fig. 4.33. Les mides dels MMI2x2 són de $50\mu\text{m}$ d'amplada i $100\mu\text{m}$ de longitud, amb els ports de sortida i d'entrada separats $3.5\mu\text{m}$ entre ells. L'amplada de guia per als ports dels MMI són de $2\mu\text{m}$.

Degut a que les guies han d'estar situades a una distància de com a mínim $10\mu\text{m}$, els MMI sempre hauran d'anar acompanyats de S-bends per a separar les guies dels ports d'entrada o sortida que es situen a $4.5\mu\text{m}$ per als MMI1x2 i $3.5\mu\text{m}$ per als MMI2x2.

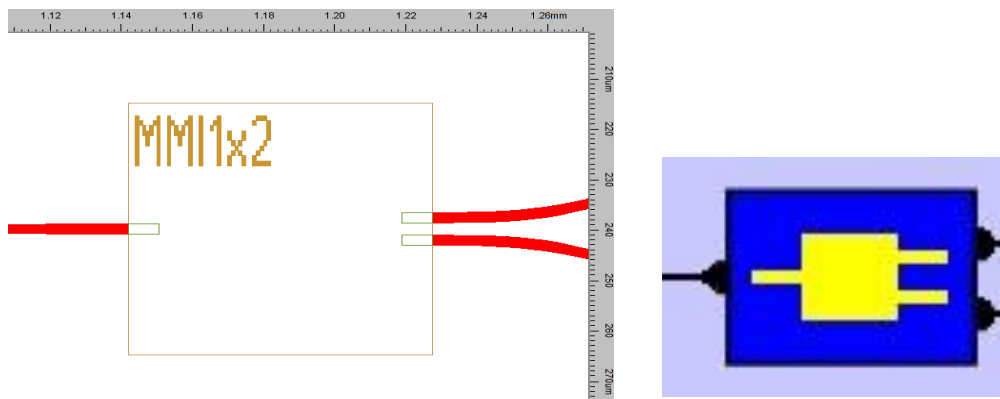


Figura 4.35. Bloc MMI1x2 en MaskEngineer (esquerra) i PicWave (dreta)

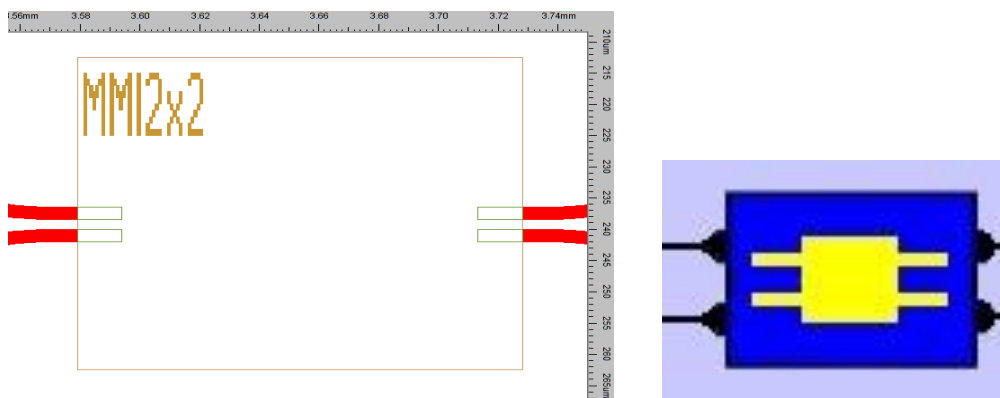


Figura 4.36. Bloc MMI2x2 en MaskEngineer (esquerra) i PicWave (dreta)

Els MMI no tenen cap paràmetre que pugui ser modificat en els softwares utilitzats.

- **Spot Size Converter (SSC)**

Els SSC són dispositius que permeten adequar els modes que es propaguen en les guies òptiques integrades amb els modes de les fibres òptiques externes, per tant, són claus per a reduir les pèrdues per l'acoblament entre les guies integrades i les fibres òptiques. Així, tenen la mateixa funció que els *tapers* esmentats anteriorment, però en aquest cas, pretenen reduir les pèrdues per l'acoblament de dues guies de diferent geometria.

Els SSC es basen en les SPW. El port d'entrada d'aquest component (el que es connectarà amb una fibra externa) es situa justament a un dels ports d'entrada/sortida dels extrems del xip amb una orientació de 7° respecte d'aquest per a obtenir una connexió amb una reflexió molt baixa. El port de sortida quedarà situat a l'interior del xip. Aquest últim port té una amplada de guia de $1.5\mu\text{m}$.

Les pèrdues que introdueix aquest component són d'aproximadament 0.5dB.

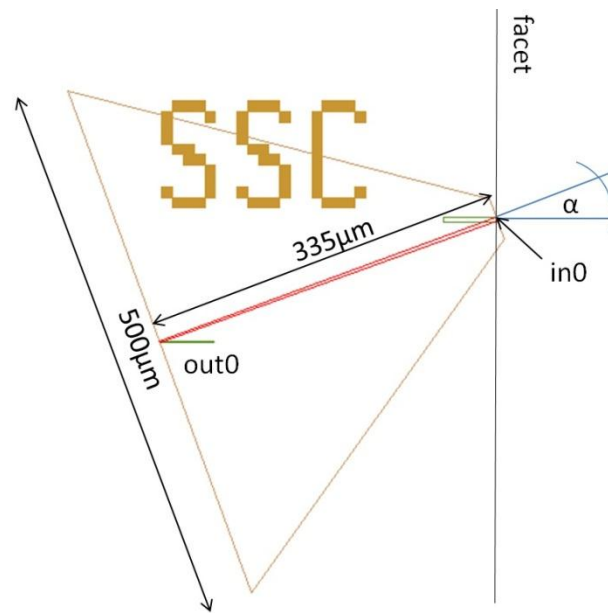


Figura 4.37. Dimensions d'un bloc SSC

Les mides d'aquest component són de $500\mu\text{m}$ d'alçada i de $335\mu\text{m}$ de longitud, tal i com es mostra en la fig. 4.37. En el xip, a la sortida dels SSC s'utilitza un petit tram de guia per a corregir l'angle de 7° del component, això provoca que la longitud que acabi ocupant el SSC sigui d'aproximadament $408\mu\text{m}$. Aquest últim aspecte no es té en compte durant els dissenys del WS en el capítol 5, per tant, en el capítol 5 es considera que els SSC tenen una longitud de $335\mu\text{m}$. En el capítol 6, on es desenvolupen els *layouts* dels dissenys, es veurà l'afectació que té el tram de guia addicional.

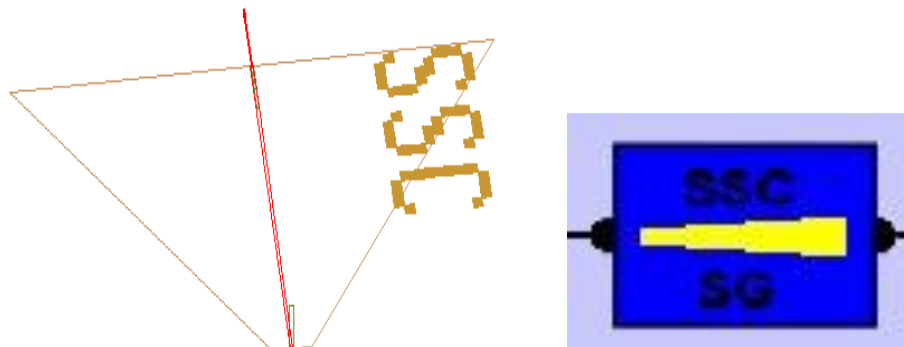


Figura 4.38. Bloc SSC en MaskEngine (esquerra) i PicWave (dreta)

Els SSC no tenen cap paràmetre que pugui ser modificat en els softwares utilitzats.

Disseny i simulació dels *wavelength shifters*

5.1. Introducció

Aquest capítol es centra en el disseny del WS de dues branques amb MZM i del WS de tres branques amb PM amb la plataforma tecnològica d'*Oclaro*, i la seva posterior simulació amb el software específic d'aquesta tecnologia proporcionat per PARADIGM.

El disseny es realitza en dues etapes. La primera consisteix en la conversió del diagrama de blocs dels WS ideals, en un diagrama de blocs utilitzant els components que proporciona la tecnologia d'òptica integrada. Amb unes posteriors simulacions del circuit mitjançant PicWave, es trobaran les diferents alimentacions dels components actius i es comprovarà el funcionament dels WS dissenyats, posant especial èmfasi en el nivell de satisfacció obtingut respecte a les especificacions establertes en el capítol 1. La segona etapa està lligada a l'elaboració del *layout* del circuit mitjançant MaskEngineer, aquest procés es mostra en el capítol 6.

Cal recordar que els dissenys tenen com a objectiu assolir un desplaçament freqüencial de 10GHz amb les especificacions establertes a l'inici del projecte, on tindrà una gran importància la limitació d'espai imposada per les dimensions del xip on s'hauran de col·locar els dos WS. També cal esmentar que el disseny del WS de dues branques es realitza amb el manual del primer *run* [PARADIGM-Manual.v1] i el WS de tres branques amb el manual del segon *run* [PARADIGM-Manual.v2], això afecta principalment a les dimensions del modulador de fase (veure secció 4.3.3).

Per a les simulacions, cal tenir en compte que tota la tecnologia està en fase de desenvolupament, i per tant, tots els components proporcionats per a ser simulats no tenen la informació completa sobre el seu comportament, únicament es podrà simular per a senyals òptics a una longitud d'ona de $1.55\mu\text{m}$ i per al mode TE fonamental que propaguen les guies òptiques d'aquesta tecnologia (veure secció 4.3.1). Això implica que el funcionament dels circuits físics podrà diferir respecte dels simulats.

5.2. Disseny del *wavelength shifter* de dues branques amb moduladors Mach-Zehnder

A continuació es mostra el desenvolupament del disseny del WS de dues branques amb moduladors Mach-Zehnder estudiat en la secció 3.2.1 i realitzat amb [PARADIGM-Manual.v1].

Inicialment s'ha de decidir l'orientació del dispositiu respecte al *major flat* de l'oblea que contindrà el xip. El dispositiu pot tenir una orientació paral·lela o perpendicular al *major flat*, tenint en compte que les dimensions del xip és de 2 mil·límetres en la direcció paral·lela i de 6 mil·límetres en la direcció perpendicular, que les entrades i sortides òptiques del xip són perpendiculars al *major flat* i que els amplificadors òptics semiconductors (SOA) han d'estar col·locats obligatòriament en la direcció perpendicular, tot això condueix a l'elecció de l'orientació perpendicular com a direcció principal.

Amb aquesta elecció s'aconsegueix simplificar el disseny final del circuit permetent situar-lo en una línia entre entrada i sortida del xip. Això a més, permetrà reduir la utilització de S-bends i d'arcs circulars que poden ocupar un espai considerable, però, els voltatges que s'hauran d'emprar en els moduladors de fase seran majors, degut a que els PM introdueixen menors desfasaments si estan situats en la direcció perpendicular respecte a la direcció paral·lela.

A continuació es mostra un diagrama intermediari entre el diagrama de blocs del WS i el *layout* final:

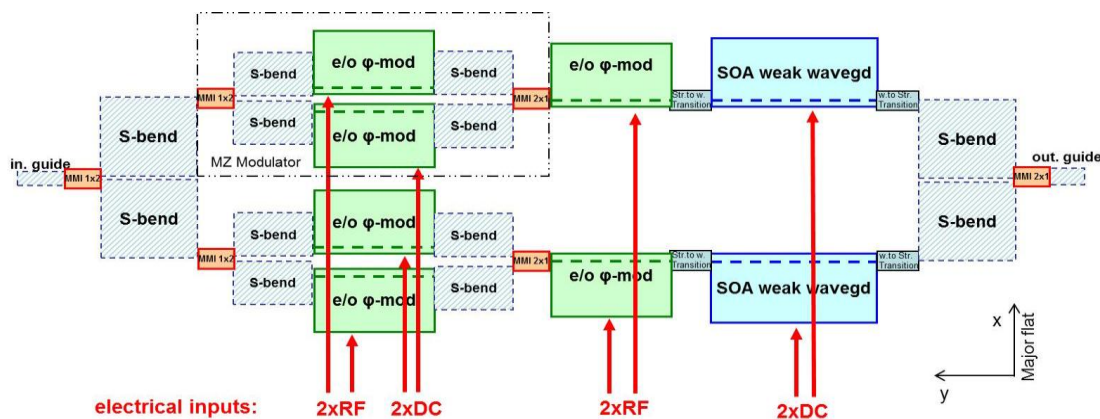


Figura 5.1. Disseny inicial del WS de dues branques amb components òptics integrats

El circuit de la fig. 5.1 es compon bàsicament de dues branques sorgides d'un MMI de dues sortides (MMI1x2) que separarà la llum incident en els dos braços. Les dues branques es separen amb dos S-bend, ja que, les guies d'ona òptiques han de tenir una separació de com a mínim $10\mu\text{m}$ (veure secció 4.3.1), i per evitar la superposició dels components òptics dels moduladors MZ del circuit. Les dues branques es tornen a juntar mitjançant dos S-bends i un MMI de dues entrades (MMI2x1).

Les dues branques del WS es poden dividir clarament en tres etapes, una primera formada per un modulador MZ (amb el qual es realitzarà una modulació d'intensitat sinusoidal) elaborat amb un MMI1x2 amb dos S-bends per tal d'obrir els dos braços del MZM, un modulador de fase en cada braç i dos S-bends amb un MMI2x1 per a tornar a agrupar els dos braços. La segona etapa està constituïda per un modulador de fase, amb el qual s'introduirà una modulació de fase sinusoidal. Un dels PM de les dues branques d'aquesta segona etapa haurà d'introduir també un desfasament de 180° addicional. La tercera etapa està formada per un SOA i dos components de transició que canvien la guia òptica de tipus *strong* a una de tipus *weak*, degut a que els amplificadors es basen en les guies *weak* (veure secció 4.3.2) d'aquesta tecnologia. Aquesta tercera etapa pretén compensar l'atenuació introduïda per la utilització d'un modulador MZ en comptes d'un modulador d'intensitat ideal. Els SOA en comptes de situar-se en ambdues branques també es poden col·locar a l'entrada o a la sortida del WS, d'aquesta manera s'estalviaria un component i la seva corresponent alimentació.

El tram de guia d'entrada i de sortida que apareix a la fig. 5.1, s'haurà de substituir pels blocs SSC que adaptin el mode de les fibres d'entrada al xip amb les guies òptiques integrades.

Un cop establert el disseny inicial, el següent pas serà seleccionar els paràmetres dels blocs, principalment longituds dels elements, etc., a més d'acabar de completar el disseny degut a que els diferents components utilitzen amplades de guia òptica diferents i s'hauran de col·locar tapers per a adequar aquestes amplades i evitar pèrdues addicionals.

5.2.1. Disseny del modulador Mach-Zehnder

Degut a que el component més crític del WS de dues branques és el modulador MZ, tal i com s'ha analitzat en la secció 3.2.1, es dissenyarà primerament aquest component sense imposar restriccions en quant a la seva mida per a intentar assegurar el seu bon funcionament. Un cop es tingui aquest component es finalitzarà la resta del circuit amb l'espai restant.

Inicialment, per al disseny del MZM es plantegen dos tipus de modulador, un simètric amb un modulador de fase en cada braç, i un asimètric, únicament amb un modulador de fase en un braç. Per a comprovar la viabilitat d'ambdós casos, s'analitzaran les

alimentacions teòriques que s'haurien d'emprar per a fer funcionar el modulador en el punt de treball desitjat.

Considerant en primer terme el cas simètric, seria desitjable disposar de moduladors de fase que permetessin introduir tan un desfasament positiu com un de negatiu, d'aquesta manera es podria obtenir el doble de diferència de fase entre els dos braços del modulador MZ introduint un desfasament concret en un braç i un desfasament contrari en l'altre, reduint així els voltatges necessaris per als PM. A més, si les pèrdues fossin simètriques per a un desfasament positiu i negatiu de mateixa magnitud, es compensarien automàticament les pèrdues entre els dos braços i no caldria incloure cap SOA addicional per evitar desequilibris d'amplitud entre els braços del MZM.

En la tecnologia en la que s'ha de desenvolupar el WS només disposa de moduladors de fase que poden ser alimentats amb voltatges negatius, i per tant capaçs de provocar únicament desfasaments negatius. D'aquesta manera, per a assolir un funcionament com l'esmentat anteriorment, s'ha d'introduir un mateix desfasament als dos moduladors de fase, així la diferència de fase entre els dos braços és nul·la, i variant els voltatges d'alimentació es podrà emular un desfasament positiu i negatiu.

Com el punt de treball amb el que es vol fer funcionar el WS de dues branques necessita que entre els dos braços del modulador MZ hi hagi una diferència de fase molt propera a $-\pi$ rad (-180°), la mínima fase central en la que haurien de treballar els dos moduladors de fase seria de $-\pi/2$ rad (-90°). També es considerarà el cas en que s'introdueixi una fase en els dos moduladors de -180° . Per a realitzar l'anàlisi d'aquests dos casos s'escullen uns PM amb una longitud de 1 mil·límetre.

- **Fase de -180°**

Per a introduir una fase de -180° en els moduladors de fase de 1mm, s'han d'alimentar amb un voltatge de -4.612V. Per a assolir la diferència de fase d'aproximadament π rad entre els dos braços, un dels moduladors haurà de desfasar -90° i l'altre -270° , per tant s'hauran d'alimentar a -3.229V i -5.593V respectivament. Amb aquestes alimentacions, es provoca una atenuació de 0.99dB en el braç del desfasament de -90° i una atenuació de 8.06dB en l'altre braç del modulador MZ. Aquest desequilibri en les amplituds originat per les atenuacions dels moduladors de fase s'ha de compensar introduint un SOA en sèrie amb cadascun dels dos moduladors de fase per a mantenir la simetria del modulador.

Tenint en compte que els SOA provoquen un desfasament positiu a mesura que s'incrementa el guany que proporcionen (veure secció 4.3.2), s'haurà de comprovar la incidència en la fase d'aquests amplificadors. El desfasament introduït per un SOA de 500 μ m al compensar l'atenuació de 0.99dB és d'aproximadament 13° , i l'introduït per compensar l'atenuació de 8.06dB és d'aproximadament 135° . D'aquesta manera, la diferència final de fase entre els dos braços del modulador MZ és de -58° , molt allunyat

dels -180° necessaris. Per tant, per una part es pot veure que no es pot treballar amb una fase central en els moduladors de -180° i per l'altre, es torna a corroborar que l'estructura d'un modulador de fase en sèrie amb un SOA no pot proporcionar desfasaments tan grans sense atenuar, tal i com es pot veure en la secció 4.3.3, el límit de desfasament sense atenuació que pot donar un modulador de fase amb un SOA és d'aproximadament -143° .

- **Fase de -90°**

En aquest cas, per a assolir la fase central de -90° s'han d'alimentar ambdós moduladors de fase amb un voltatge de $-3.229V$. Per a tenir la diferència de fase de -180° entre els dos braços del MZM, s'ha de tenir un braç amb una fase de 0° i l'altre a -180° , per tant amb alimentacions de $0V$ i $-4.612V$ respectivament. Tenint en compte els resultats obtinguts en el cas anterior, serà necessari incloure SOAs per a compensar les pèrdues dels moduladors de fase, i per tant la diferència de fase màxima que es podrà obtenir entre els dos braços utilitzant un modulador de fase per braç serà de -143° , per tant, per a poder utilitzar un modulador MZ simètric, caldrà utilitzar dos moduladors de fase i un SOA en cada braç del MZM.

Això planteja dues problemàtiques, per una part, si s'utilitza la longitud òptima per als moduladors de fase i el SOA ($1mm$ i $0.5mm$ respectivament) quedarà un modulador MZ amb una longitud de més de $3mm$ que és més de la meitat disponible per al WS, a més, l'alçada del MZM també serà gran, fet que obligarà a introduir una major separació entre les dues branques principals del WS que es tradueix en uns S-bends més llargs. Per tant, l'etapa moduladora de fase del dispositiu quedarà molt limitada.

Per l'altre banda, un dels dos braços del MZM no ha d'introduir cap desfasament i per tant no requerirà d'alimentació, això fa que es col·loquin en el disseny uns components que a la pràctica no s'utilitzaran, amb el consegüent increment en l'àrea ocupada pel modulador MZ, en la complexitat de les màscares de fabricació del dispositiu, i per tant, un cost addicional en la fabricació del WS.

Aquest últim modulador MZ es pot relacionar amb el MZM asimètric, ja que en ambdues estructures hi ha un braç que no requereix d'alimentació, però l'asimètric permet obtenir un modulador més òptim en àrea, ja que només té dispositius actius (ocupen un major espai) en un dels dos braços.

El modulador MZ asimètric presentarà la mateixa problemàtica de desequilibri d'amplituds entre els dos braços degut a l'atenuació del modulador de fase, per tant caldrà també utilitzar un SOA. Prenent com a referència els casos analitzats anteriorment, a priori, amb un únic modulador de fase el modulador MZ no es pot assegurar que funcioni adientment, però com la constant de fase del tram de guia òptica que s'utilitzaria en el braç no modulador i la del braç modulador són diferents, inicialment no es pot dir quina serà la diferència de fase existent entre els dos braços de l'estructura MZ, això s'haurà d'analitzar mitjançant simulacions.

Per tant, degut a que el modulador MZ asimètric permetrà obtenir un WS més curt, es continuarà el disseny amb aquesta estructura. En principi, s'utilitzarà un únic modulador de fase i es comprovarà amb simulacions si aquesta elecció permet assolir el funcionament desitjat, en cas negatiu es modificarà aquesta estructura per a obtenir-lo.

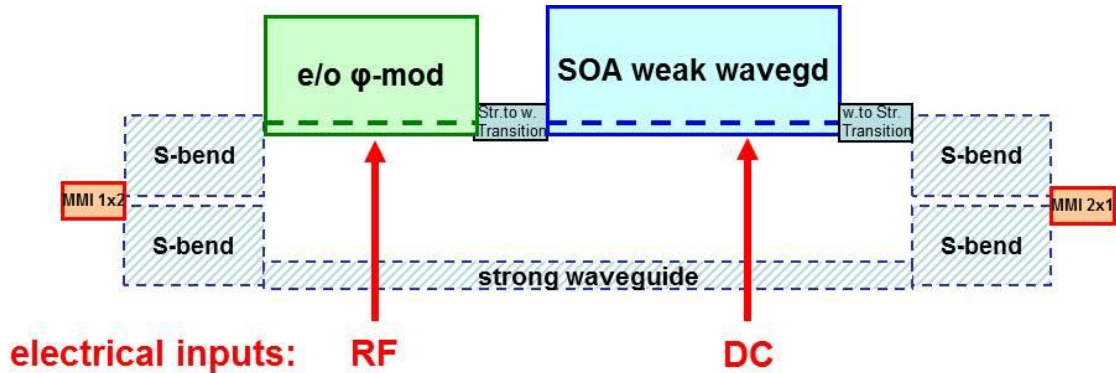


Figura 5.2. Estructura moduladora Mach-Zehnder asimètrica

El següent pas de disseny serà establir els paràmetres dels diferents components representats a la fig. 5.2. Com s'ha analitzat anteriorment i en la secció 4.3.3, la longitud utilitzada per al modulador de fase serà la màxima permesa per a la freqüència de funcionament del dispositiu de 10GHz que és de 1mm, això permet introduir desfasaments majors amb voltatges més petits respecte longituds menors. Per al SOA s'utilitzarà una longitud de 500 μm , amb la qual es pot introduir unes amplificacions de fins aproximadament 13dB, guany més que suficient per a compensar l'atenuació introduïda pel modulador de fase.

També cal incloure transicions de tipus de guia òptica a l'entrada i sortida del SOA, aquests components tenen una longitud de 100 μm .

En el circuit de la fig. 5.2 cal introduir tres tapers per adequar les amplades de les guies òptiques dels diferents components (analitzats en la secció 4.3). El primer taper s'ha de situar entre el primer S-bend amb una amplada de línia de 2 μm i el modulador de fase que utilitza una amplada de línia de 1.2 μm , la longitud del taper haurà de ser de 50 μm . El segon taper estarà entre el modulador de fase i el primer bloc de transició de guia *strong* a guia *weak* que té una amplada de línia de 1.5 μm , la longitud del taper serà de 20 μm . El tercer taper es situarà entre la segona transició de guia *weak* a guia *strong* i el S-bend, la longitud del taper necessària és de 30 μm .

D'aquesta manera, amb tots els components del braç modulador escollits, la longitud total d'aquest braç és de 1800 μm , per tant la guia d'ona òptica que s'utilitzarà per al braç no modulador de l'estructura serà de la mateixa longitud. L'amplada d'aquesta guia serà de 2 μm ja que és la mateixa amplada que les guies dels S-bends i dels MMI, i introdueixen pèrdues menors respecte a les d'amplada de guia menor (veure secció 4.3.1).

Finalment queda establir les mides dels S-bends, per a realitzar el càlcul que permeti obtenir l'alçada mínima d'aquest component, s'ha de decidir on es col·locaran els *pads* d'alimentació dels components actius del modulador MZ. Com s'ha vist en la secció 4.3.2 i 4.3.3, si es prenen com a referència les entrades i sortides dels blocs que representen el modulador de fase i el SOA, es pot veure com per sobre de l'entrada/sortida es situa bona part de l'espai que ocupa el dispositiu i que es correspon als *pads* d'alimentació (tal i com es pot veure per exemple a la fig. 5.2 on l'entrada/sortida queda representat per la línia discontinua) i per sota de l'entrada/sortida el bloc ocupa un espai molt menor. Per tant, si els *pads* dels dispositius actius es situen a la part externa de l'estructura, els S-bends podran ser més petits.

L'alçada dels S-bends es determinarà tenint en compte que els diferents components han d'estar a com a mínim $10\mu\text{m}$ de la guia que compona el braç no modulador. El component més proper a la guia òptica és el SOA. Suposant que tots els S-bends seran iguals, la distància entre les sortides dels dos S-bends que surten del MMI1x2 és:

$$D = 2 \cdot h_{Sbend} + d_{outMMI} \quad (5.1)$$

On d_{outMMI} és la distància que hi ha entre les dues sortides del MMI1x2 (equivalent a la distància entre les dues entrades dels S-bends) que és de $4.5\mu\text{m}$ i h_{Sbend} és l'alçada dels S-bends. Així, la distància que hi ha entre el bloc SOA i la guia queda com:

$$D_{MZ} = D - d_{SOA} - \frac{d_{guia}}{2} = 2 \cdot h_{Sbend} + d_{outMMI} - d_{SOA} - \frac{d_{guia}}{2} \quad (5.2)$$

On d_{SOA} és l'espai de l'interior de l'estructura del MZ que ocupa el SOA que és de $25\mu\text{m}$ i d_{guia} l'amplada de la guia que és de $2\mu\text{m}$. Llavors, si la distància mínima ha de ser de $10\mu\text{m}$, l'alçada mínima dels S-bends serà de $15.75\mu\text{m}$. Sabent que entre l'alçada i la longitud del S-bend s'ha de complir:

$$h_{Sbend} \leq \frac{l_{Sbend}^2}{2\pi \cdot 150} \quad (5.3)$$

On l_{Sbend} és la longitud dels S-bends. Es troba que la longitud mínima per a l'alçada mínima és de $121.84\mu\text{m}$. Per a no tenir els S-bends amb alçades mínimes, s'escullen uns S-bends amb una alçada de $16\mu\text{m}$ i longitud de $125\mu\text{m}$.

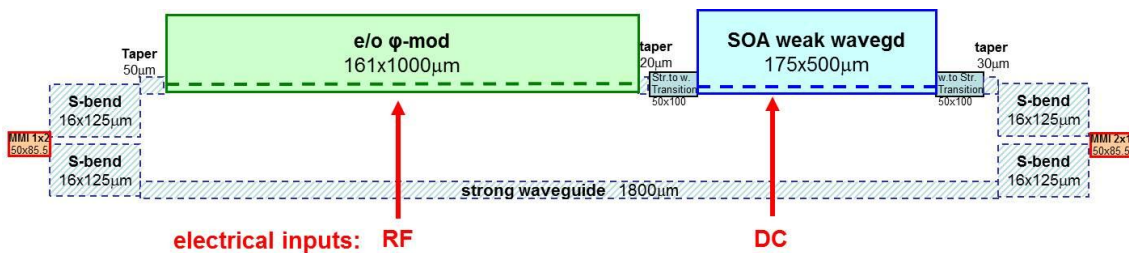


Figura 5.3 Estructura moduladora Mach-Zehnder asimètrica amb les mides dels components

Amb tots els components fixats, la longitud final del modulador MZ és de $2221\mu\text{m}$, més d'un terç de l'espai disponible per al WS.

5.2.2. Disseny de l'etapa moduladora de fase

Un cop dissenyada l'estructura MZ, el següent pas consistirà en realitzar l'etapa moduladora de fase i l'etapa de guany de la fig. 5.1. Inicialment, l'etapa de guany no s'inclourà en el disseny, així es disposarà d'un major espai per la modulació de fase, i a més, aquesta es pot realitzar fora del xip i per tant, no s'afectarà al funcionament del WS. Per al disseny de la segona etapa es partirà del circuit de la fig. 5.4.

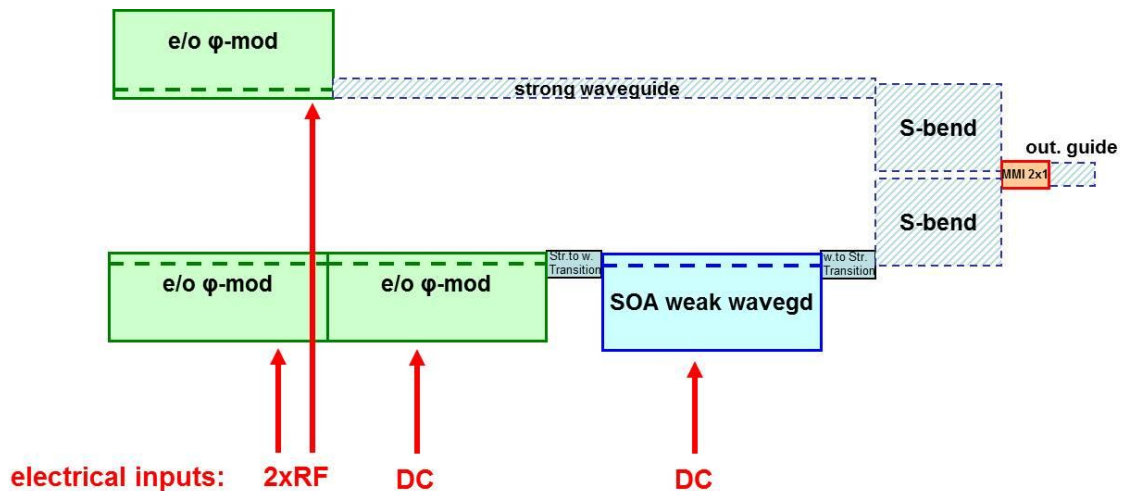


Figura 5.4. Disseny inicial de l'etapa moduladora de fase del WS

L'etapa moduladora de fase es compon de dos braços que es corresponen amb cadascuna de les dues branques del WS. El primer braç únicament està constituït per un modulador de fase i un tram de guia òptica de $2\mu\text{m}$ d'amplada amb la longitud necessària per a adequar l'allargada dels dos braços de la segona etapa. El segon braç es compon de dos moduladors de fase, a priori un d'ells realitzarà la modulació de fase i l'altre introduirà el desfasament de 180° entre els dos braços necessari per assolir la supressió de la portadora, això permetrà que els dos moduladors de fase que han de generar la modulació puguin ser alimentats amb un senyal sinusoidal de mateixa amplitud. Com ja s'ha vist en el disseny del modulador MZ, caldrà incloure un SOA amb dos transicions de tipus de guia òptica en el segon braç per a equilibrar les amplituds dels dos braços, s'utilitzarà un SOA de $500\mu\text{m}$.

Tal i com es pot veure a la fig. 5.4, els dos braços són asimètrics, per tant, no es coneix la diferència de fase inicial entre els dos braços i la viabilitat d'aquesta etapa s'haurà de comprovar mitjançant simulació.

Per a completar el número de components del disseny caldrà incloure tapers entre els components. A l'entrada del primer modulador de fase dels dos braços, que es connecten a la sortida d'un MMI2x1 amb una amplada de guia de $2\mu\text{m}$, caldrà

introduir un taper de $50\mu\text{m}$. A la sortida del modulador de fase del primer braç s'introduirà un taper de $50\mu\text{m}$. Entre el segon modulador de fase del segon braç i el bloc de transició, es posarà un taper de $20\mu\text{m}$ i entre l'últim bloc de transició i el S-bend s'introduirà un taper de $30\mu\text{m}$.

Per a poder establir les longituds dels moduladors de fase, es calcularà la mida dels S-bends que s'utilitzaran per a conèixer l'espai disponible restant. Primer, es tindrà en compte que tots els dispositius actius estaran disposats dins el circuit de tal manera que els seus *pads* d'alimentació queden situats a la part exterior de les dues branques, això també es tindrà en compte per a les dues estructures MZ, ja que d'aquesta manera l'espai que queda entre les dues branques podrà ser menor i en conseqüència els S-bends també podran ser d'una mida menor.

Analitzant el circuit, es veu que els components de les branques que estan més pròxims entre ells són els MMI de les estructures MZ, per tant aquests condicionaran la mida mínima dels S-bends. D'aquesta manera, tenint en compte que els MMI no es poden superposar, la distància que hi ha entre aquests components és de:

$$D_{WS} = D - d_{MMI} = 2 \cdot h_{Sbend} + d_{outMMI} - d_{MMI} \quad (5.4)$$

On d_{MMI} és l'alçada del component MMI que és de $50\mu\text{m}$. Sabent que la mínima distància ha de ser de $0\mu\text{m}$, l'alçada mínima per als S-bends ha de ser de $22.75\mu\text{m}$. Utilitzant l'eq. (5.3), s'obté que la longitud mínima per a l'alçada anterior ha de ser $146.43\mu\text{m}$. Per a no tenir els S-bends amb les mides límits, s'escull una alçada de $30\mu\text{m}$ i una longitud de $170\mu\text{m}$.

Finalment, es calcula la longitud total del dispositiu per a poder extreure l'espai restant disponible per als moduladors de fase, per a aquest càlcul es tindrà en compte la branca amb els dos moduladors de fase:

$$L_{WS} = 2 \cdot L_{SSC} + 2 \cdot L_{MMI} + 2 \cdot L_{Sbend} + L_{MZ} + \\ + L_{tapers} + 2 \cdot L_{trans} + L_{SOA} + 2 \cdot L_{PM} \quad (5.5)$$

On L_{SSC} és la longitud dels SSC d'entrada i sortida (amb la informació que es disposava en aquest punt la longitud era de $335\mu\text{m}$), L_{MMI} la longituds dels MMI1x2 ($85.5\mu\text{m}$), L_{Sbend} la longitud dels S-bend ($170\mu\text{m}$), L_{MZ} la longitud del modulador MZ ($2221\mu\text{m}$), L_{tapers} la suma de les longituds de tots els tapers ($100\mu\text{m}$), L_{trans} la longitud de les transicions de guia *strong* a guia *weak* ($100\mu\text{m}$), L_{SOA} la longitud de l'amplificador òptic ($500\mu\text{m}$) i L_{PM} la longitud dels moduladors de fase. La longitud ocupada pel dispositiu sense tenir en compte els moduladors de fase de la segona etapa és de $4202\mu\text{m}$, per tant es disposa de $1798\mu\text{m}$ per als dos moduladors de fase.

Com en aquesta etapa de disseny encara no es disposa de la informació completa sobre el xip, es decideix escollir uns moduladors de fase de $800\mu\text{m}$, ja que d'aquesta

manera la longitud final del circuit és de $5802\mu\text{m}$ i es té aproximadament un marge de $200\mu\text{m}$ per al posterior pas del disseny al *layout*. El tram de guia òptica del braç amb un modulador s'ha d'establir a $1500\mu\text{m}$.

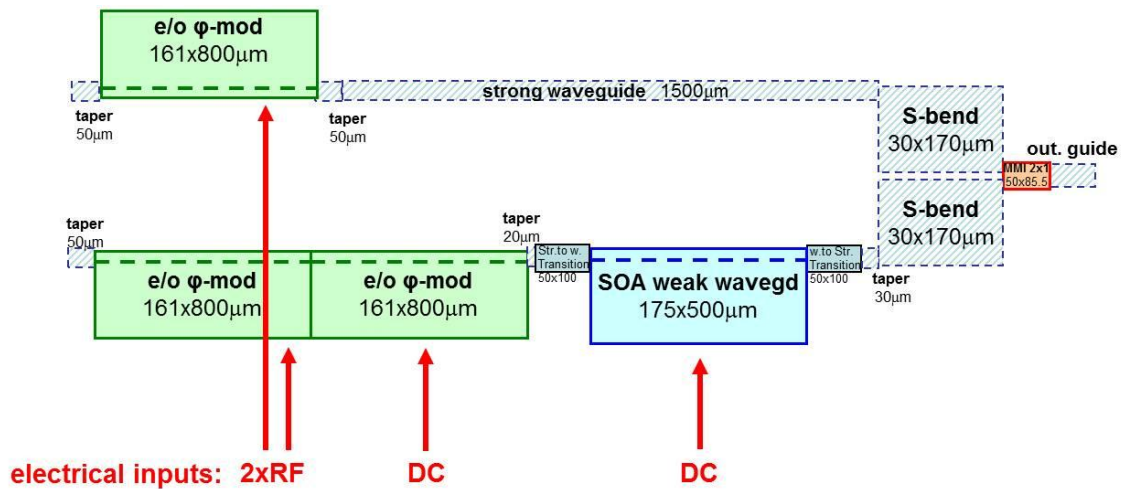


Figura 5.5. Disseny final de l'etapa moduladora de fase del WS

Un cop dissenyada la segona etapa, el diagrama de blocs final del circuit es pot veure en l'annex C.

Tal i com s'ha explicat a l'inici del disseny del WS de dues branques, aquest s'ha realitzat amb la informació del manual de la primera iteració de la tecnologia, això provocarà que durant la realització del *layout* d'aquest component s'hauran d'introduir petits trams de guia per a adequar el disseny a la segona iteració de la plataforma tecnològica.

5.2.3. Simulació del *wavelength shifter* de dues branques

Un cop establert el disseny principal, el següent pas serà simular l'estructura per a trobar les alimentacions que permetin fer funcionar el dispositiu en el punt de treball desitjat i analitzar les prestacions que és capaç de proporcionar.

Cal esmentar que tota la tecnologia està en fase de desenvolupament i que els diferents components no estan plenament caracteritzats pel seu fabricant, per tant, els resultats obtinguts mitjançant les simulacions podran diferir respecte al funcionament dels dispositius físics.

Tal i com s'ha esmentat en la secció 5.1, cal recordar que les simulacions es centraran a una longitud d'ona de $1.55\mu\text{m}$ i injectant únicament el mode TE (veure secció 4.3.1).

El punt de treball sobre el qual es vol fer funcionar el dispositiu és el cas 5 de la taula 3.1. Aquest necessita complir les següents condicions:

- Una diferència de fase òptica entre els dos braços dels moduladors MZ de 0.9375π (168.75°).
- Una modulació de fase sinusoidal en els PM dels moduladors MZ amb una amplitud de 4.5° .
- Una diferència de fase òptica de 180° entre les dues branques del WS.
- Una modulació de fase sinusoidal en els PM de la segona etapa amb una amplitud de 22.5° .

En aquest punt de treball les prestacions esperades són de 26.3dB de SFDR i una atenuació de 24.15dB.

Degut a la llarga durada de les simulacions realitzades amb PicWave, aquestes es realitzen de forma modular, es simulen els dos braços del MZM per separat i els dos braços de l'etapa moduladora de fase del WS per separat per a trobar les alimentacions necessàries, i posteriorment, es simularà tot el circuit complert. Això permet reduir el temps total de les simulacions.

Les simulacions es poden realitzar d'aquesta manera degut a que les dues branques són iguals fins a arribar a la segona etapa del WS, i per tant, si no s'inclouen els S-bends i els MMI no es provoca cap desequilibri de fase o amplitud entre els diferents braços del circuit.

1. Simulació dels braços del modulador MZ

En primera instància, es simula el braç no modulador, ja que, tant la fase com l'amplitud a la sortida de la guia no depèn de cap alimentació. Per a la simulació s'utilitza el bloc següent:

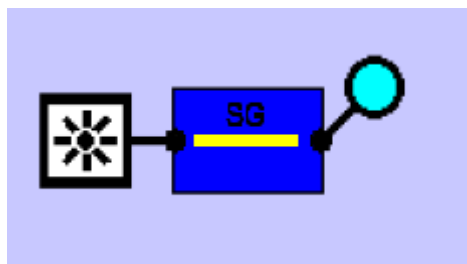


Figura 5.6. Bloc de PicWave del braç no modulador del MZM

La guia s'estableix a una longitud de $1800\mu\text{m}$ i una amplada de $2\mu\text{m}$. El braç no modulador s'excita amb un senyal òptic de potència 1mW (0dBm). La llum a la sortida del bloc queda amb una potència de -0.454dBm i una fase de 1.977rad (113.3°).

Per al braç modulador s'utilitzaran els blocs de la fig. 5.7. Els paràmetres dels blocs s'estableixen segons els calculats en el disseny. Degut a que inicialment no es coneix ni l'amplitud ni la fase de la llum a la sortida d'aquesta part del circuit, s'alimentarà el modulador de fase amb 0V (no s'introduirà cap desfasament) i el SOA a 10mA (si

s'alimenta amb corrents menors, l'amplificador atenuarà). El circuit també s'excitarà amb un senyal òptic de 1mW.

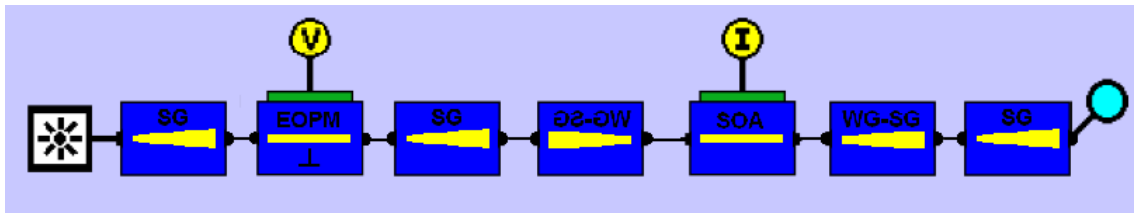


Figura 5.7. Blocs de PicWave del braç modulador del MZM

A la sortida es té un nivell de potència de -1.72dBm i una fase de -0.369rad (-21.14°). El següent pas serà calcular les alimentacions que es requereixen en el SOA i el PM per a tenir la mateixa potència en els dos braços del MZM i una diferència de fase de 168.75° respecte a la fase del braç no modulador. La fase final del braç modulador haurà de ser de -0.967rad (-55.45°) o -1.36rad (-77.95°) degut a que la resposta d'un modulador MZ té simetria parell.

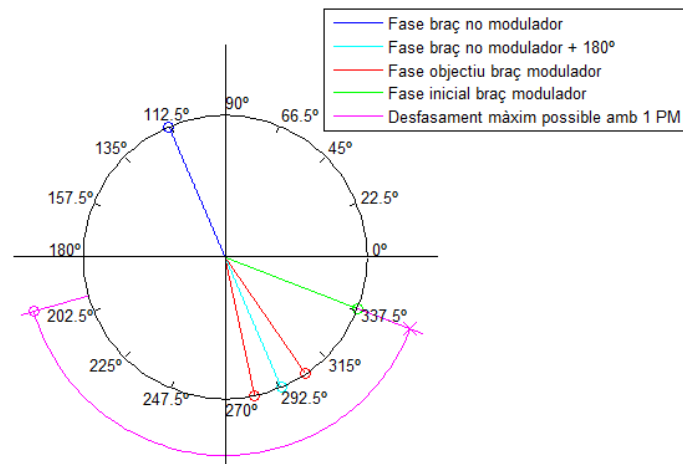


Figura 5.8. Diagrama de fases en els braços del MZM

Així, es necessitarà introduir un desfasament de -0.597rad (-34.25°) i una amplificació de 1.27dB . A partir de les gràfiques del funcionament del modulador de fase i del SOA, i realitzant iteracions amb les simulacions, s'acaba arribant a un voltatge d'alimentació de -2.52V per al PM i un corrent de 11.83mA per al SOA que proporciona una potència de sortida de -0.522dBm i una fase de -0.955rad (-54.72°). Tal i com es pot veure, hi ha un desequilibri en l'amplitud de 0.068dB i un desajust en la fase de 0.012rad (0.69°). Degut a la dificultat d'establir el punt de treball, a la lentitud de les simulacions i a la limitació de temps per a realitzar el disseny no s'han pogut precisar més les alimentacions.

Per últim queda establir l'amplitud del senyal elèctric modulador, sabent que s'ha d'introduir una variació de la fase amb forma sinusoidal d'amplitud 4.5° i que el PM està centrat en -2.52V , l'alimentació elèctrica haurà de variar entre -2.398V i -2.636V , això implica que el senyal sinusoidal haurà de tenir una amplitud compresa entre

0.122V o 0.116V. Aquesta divergència es deu a la no linealitat de la resposta del PM. Amb posteriors simulacions s’ha pogut comprovar que el funcionament del WS no es veu modificat per l’elecció d’una amplitud en concret, d’aquesta manera, s’escull el terme mig amb 0.119V. Amb aquesta alimentació sinusoidal, s’introdueix una modulació d’intensitat residual que fa variar la potència òptica de 0.037dB fins a -0.042dB.

2. Simulació dels braços de l’etapa moduladora de fase

La simulació dels braços de la segona etapa del WS es començaran pel primer braç que conté un únic modulador de fase, ja que, les alimentacions del braç amb dos moduladors de fase dependran de la potència i fase final del primer.

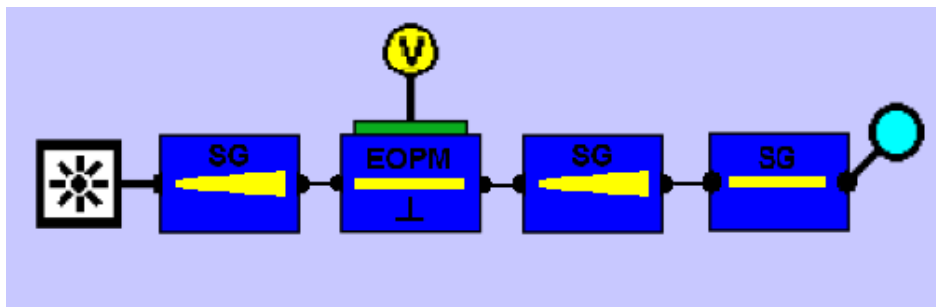


Figura 5.9. Blocs de PicWave del braç amb un PM de la segona etapa del WS

En aquest tram del circuit únicament s’ha d’introduir una modulació de fase sinusoidal d’amplitud 22.5° , com no es pot alimentar el modulador de fase amb un voltatge positiu, s’haurà d’introduir un senyal elèctric continu per a desplaçar el senyal periòdic modulador i evitar que en cap moment es tingui un voltatge positiu en el PM. Per a això, s’escull una amplitud per al senyal sinusoidal que faci variar el desfasament del PM de 0° a 45° , que es tradueix a unes alimentacions de 0V i -2.123V respectivament, per tant, el senyal elèctric continu necessari serà de -1.0615V i una amplitud del senyal sinusoidal de 1.0615V. Amb aquesta alimentació sinusoidal s’afegeix una modulació d’intensitat residual en aquest braç de valors extrems 0.052dB i -0.147dB.

A continuació es realitza una simulació d’aquest braç amb el circuit de la fig. 5.9 excitat amb un senyal òptic de 1mW i el PM alimentat únicament amb el senyal elèctric continu. Com a resultat s’obté una potència de -0.72dBm i una fase de -1.137rad (-65.19°). Un cop obtingudes aquestes dades es procedeix a simular el segon braç.

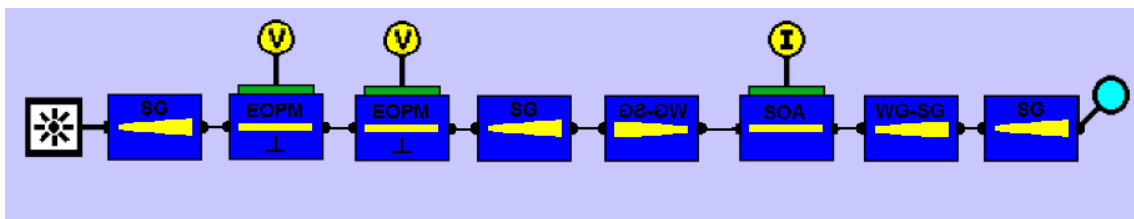


Figura 5.10. Blocs de PicWave del braç amb dos PM de la segona etapa del WS

L'objectiu per al segon braç és alimentar el primer PM amb els mateixos senyals elèctrics que els del braç simulat anteriorment, i assolir el desfasament òptic de 180° entre els dos braços amb el segon PM, que es tradueix en una fase objectiu de 2 rad (114.8°) en el segon braç. Per a conèixer quina és la fase i amplitud inicial del braç, es simula el circuit de la fig. 5.10 alimentant el primer PM amb $-1.0615V$, el segon a $0V$ i el SOA a $10mA$. El senyal òptic d'entrada serà de $1mW$. El resultat d'aquesta simulació dóna una potència de $-1.92dBm$ i una fase de $2.081rad$ (119.23°).

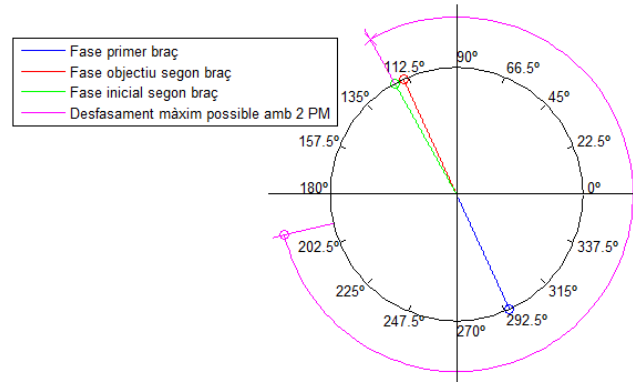


Figura 5.11. Diagrama de fases en els braços de la segona etapa

Es necessitarà una amplificació de $1.2dB$ i un desfasament de $-0.077rad$ (-4.42°). Realitzant varies simulacions s'acaba obtenint a la sortida del segon braç una potència de $-0.593dBm$ i una fase de $2.022rad$ (115.87°) amb unes alimentacions de $-1.0615V$ per al primer PM, $-0.44V$ per al segon PM i $11.4mA$ per al SOA. Amb aquestes alimentacions es té un desequilibri en l'amplitud dels dos braços de $0.127dB$ i un desajust en la fase de 1.28° .

3. Simulació del circuit complet

Finalment, un cop establertes les alimentacions de tots els dispositius actius es procedeix a realitzar la simulació de tot el circuit començant per la del punt de treball. Per a això únicament s'excitarà el WS amb els senyals elèctrics continus. Les pèrdues esperades per al circuit són de $1.374dB$ sense tenir en compte els S-bends i els SSC, per tant, les pèrdues finals seran lleugerament superiors.

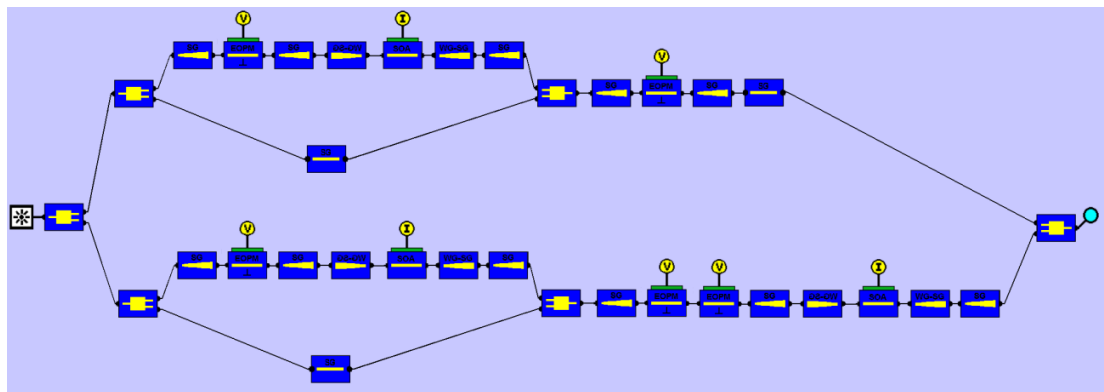


Figura 5.12. Blocs de PicWave del WS de dues branques

Per a la simulació del circuit complet no s'utilitzaran els S-bends degut a que el bloc de PicWave d'aquest component és erroni i no es pot simular. La simulació es realitzarà amb el circuit de la fig. 5.12 excitant-lo amb un senyal òptic de 1mW i alimentant els diferents components amb els senyals continus calculats anteriorment. El resultat del punt de treball dóna una potència de sortida de -35.86dBm, a priori el resultat ideal hauria de ser de 0mW, però degut als desajustos comentats en les simulacions dels diferents braços del circuit no s'assoleix. D'aquesta manera, es pot predir que a la simulació del circuit amb els senyals moduladors, la freqüència òptica central tindrà un nivell de potència similar o superior a la freqüència òptica desplaçada.

A continuació es realitza la simulació del WS amb els senyals elèctrics moduladors a una freqüència de 10GHz i amb les fases per a realitzar un desplaçament freqüencial positiu.

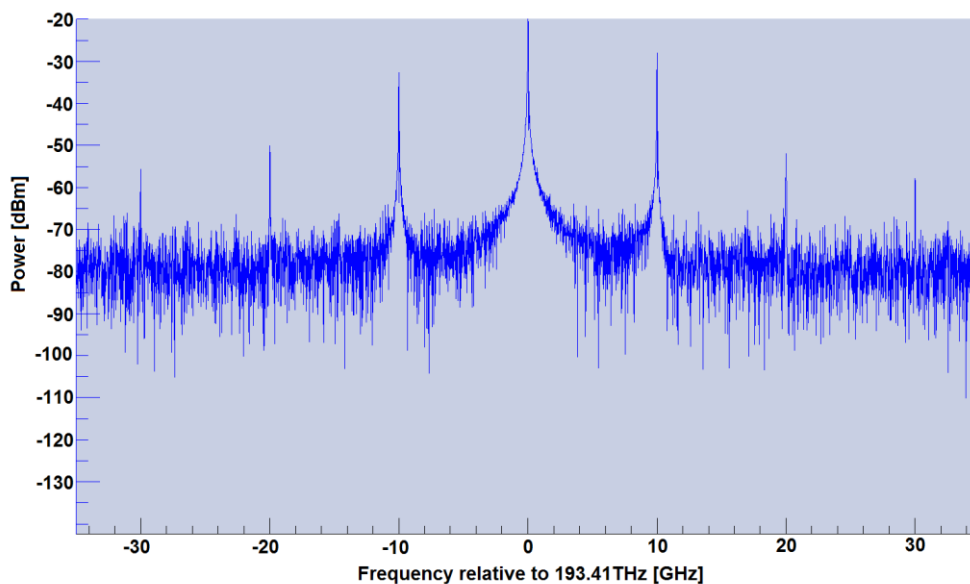


Figura 5.13. Espectre de sortida del WS de dues branques simulat amb PicWave

A partir de l'espectre anterior, s'extreu que la freqüència central té un nivell de potència de -19.92dBm, la freqüència útil desplaçada de -28.05dBm i l'espuri principal de -32.91dBm, a més, apareixen els espuris de segon ordre. Per una banda es pot veure com no s'obté la supressió de la portadora, que queda aproximadament 15dB per sobre de la simulació sense senyals moduladors, tal i com s'havia previst, i per l'altre costat, si no es té en compte el senyal portador, el SFDR que hi ha entre el senyal òptic útil desplaçat i l'espuri de major nivell és de 4.86dB, molt per sota dels 26dB del circuit ideal i dels 20dB de SFDR objectius. Les prestacions queden molt minvades degut als desajustos comentats anteriorment, a les no linealitats dels components i, sobretot, per les modulacions d'intensitat residuals introduïdes per les modulacions de fase.

A continuació, es realitza una simulació del circuit amb els desajustos anteriors i amb les modulacions d'intensitat residuals, però sense tenir en compte les pèrdues i les no

linealitats dels components, mitjançant VPI. Cal tenir en compte que el VPI i PicWave són dos softwares diferents, i per tant, poden haver-hi divergències entre els resultats obtinguts, a part de que amb les de VPI no s'utilitzaran els blocs de la plataforma tecnològica d'Oclaro, així es realitzarà únicament una comparació qualitativa dels resultats.

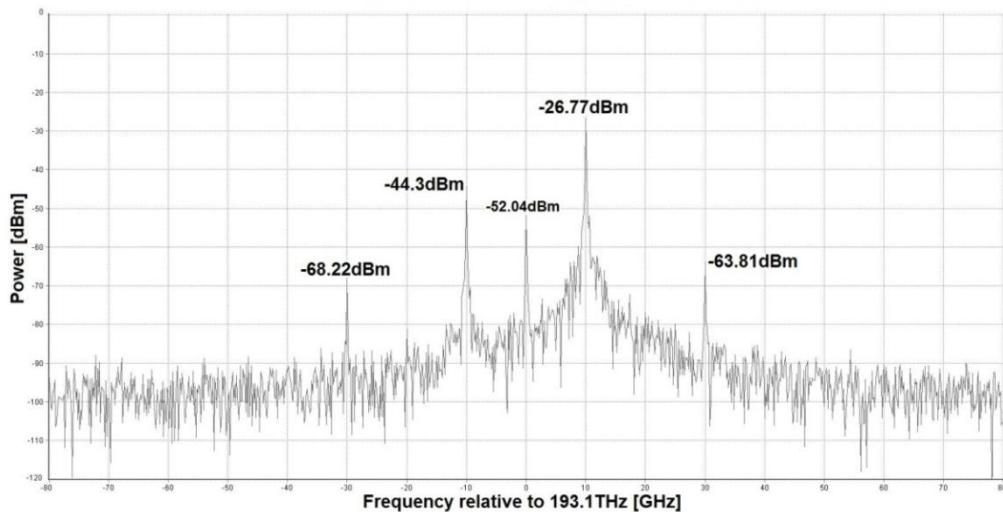


Figura 5.14. Espectre de sortida del WS de dues branques amb desajustos simulat amb VPI

S'observa que la simulació realitzada amb VPI s'obté un SFDR de 17.53dB i que la portadora té un nivell de potència menor al de l'espuri de major amplitud, per tant, el funcionament del circuit queda degradat però en menor mesura que en la simulació feta amb PicWave. De la divergència entre les simulacions es pot extreure, en part, que les no linealitats tenen una importància més o menys rellevant i que el circuit físic acaba sent menys robust front als diferents desajustos que hi ha en el WS. Per a poder avaluar com afecten aquests desequilibris, es realitzarà una simulació amb VPI amb el circuit totalment ajustat, tenint en compte únicament les modulacions d'intensitat introduïdes pels PM.

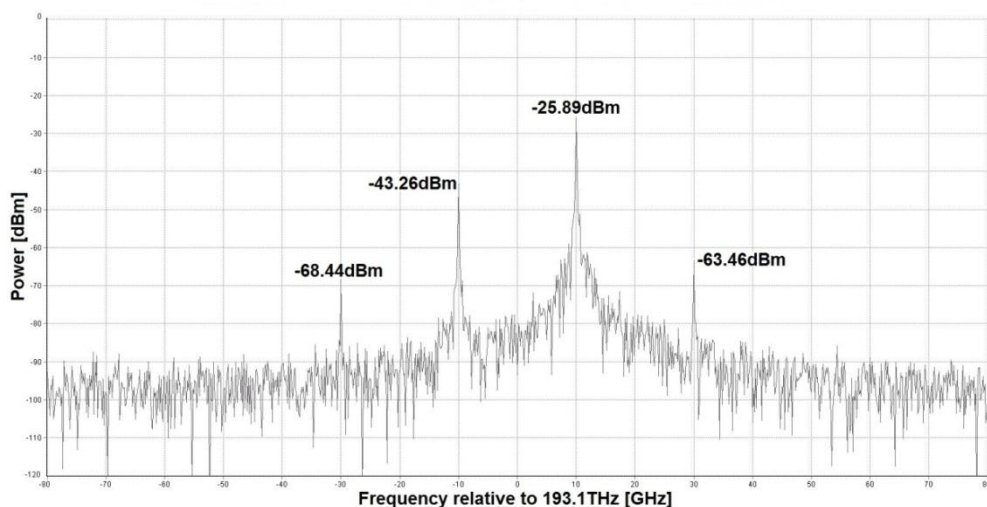


Figura 5.15. Espectre de sortida del WS de dues branques ajustat simulat amb VPI

A partir d'aquesta darrera simulació, per una banda es pot veure com s'obté la supressió de la portadora, així, els desajustos afecten notablement en aquest aspecte. Això no assegura que en el circuit físic també s'obtingui la supressió, però, si que hauria de quedar fortament atenuada. Per altra banda, el SFDR resultant pràcticament no varia, per tant, aquests desajustos no tenen una afectació real sobre el SFDR del circuit ideal. Això es deu a que els desequilibris no són excessivament grans. D'aquesta manera, els principals causants de la degradació de les prestacions del WS són les no linealitats i, sobretot, les modulacions d'intensitat residuals introduïdes pels moduladors de fase.

Per a reduir l'afectació d'aquestes modulacions d'intensitat s'ha de disminuir l'amplitud dels senyals moduladors sinusoidals que els provoquen. Per al cas de la modulació de fase de la segona etapa del WS no es podran modificar, ja que són fixes, i les dels MZM sí que es podran reduir, això implicarà variar el punt de treball del circuit.

Així, es pot concloure que el WS dissenyat ajustat adequadament hauria de poder obtenir la supressió de la portadora o que aquesta quedi fortament mitigada. Pel que fa al SFDR, no s'espera una millora, per tant, per a arribar als 20dB objectius s'haurà de modificar el punt de treball del dispositiu (modificar les alimentacions dels MZM), això provocarà una reducció de les modulacions d'intensitat residuals dels moduladors MZ fet que introduirà una millora addicional al SFDR, però, provocarà una major atenuació del senyal útil. A més, tal i com s'ha vist amb els WS de dues branques amb MZM ideal, si es vol un determinat SFDR s'introdueix una atenuació d'igual valor, aquest fet s'empitjora en el circuit físic, per tant, les prestacions finals del WS seran dolentes.

Finalment, en aquest apartat no s'ha pogut avaluar l'afectació de les modulacions d'intensitat residuals amb diferents amplituds en el WS, això es realitzarà en el de tres branques degut a la major facilitat que hi ha per a simular-los.

5.2.4. Anàlisi de la robustesa del disseny del *wavelength shifter* de dues branques

Un cop dissenyat el WS de dues branques i haver-lo simulat, cal analitzar la robustesa del disseny des del punt de vista de les fases inicials que es tenen entre les diferents branques del circuit. Per a que el circuit funcioni correctament s'han de tenir uns desfasaments concrets i la mateixa amplitud entre els braços dels MZM i entre les dues branques principals del circuit, i degut a que en aquest punt, al ser una tecnologia en desenvolupament, no es pot assegurar que el funcionament obtingut amb les simulacions serà el que s'obtindrà en el circuit físic i sumat a que les toleràncies de fabricació poden modificar les fases esperades, cal veure si sota qualsevol diferència de fases inicial en els MZM i en les dues branques principals es pot obtenir el punt de treball desitjat.

Per a realitzar aquest anàlisi es partirà dels casos més extrems en que es poden trobar les fases inicials dels braços dels MZM i de les dues branques del WS, per a veure si es pot complir amb el punt de treball desitjat.

- **Fases dels braços dels MZM**

Es parteix de l'estructura de la fig. 5.3, amb un braç amb un PM i un SOA, i el restant sense cap modulador, amb el punt de treball establert en el disseny per al qual s'ha de tenir una diferència de fase entre els dos braços de 168.75° . Si per exemple la fase del braç no modulador es troba en 45° , les fases objectius per al braç modulador són 213.75° i 236.25° , el cas més crític serà quan la fase inicial del braç modulador sigui lleugerament menor a les objectiu, degut a que els moduladors de fase únicament poden provocar un desfasament negatiu (en sentit horari respecte la fig. 5.16).

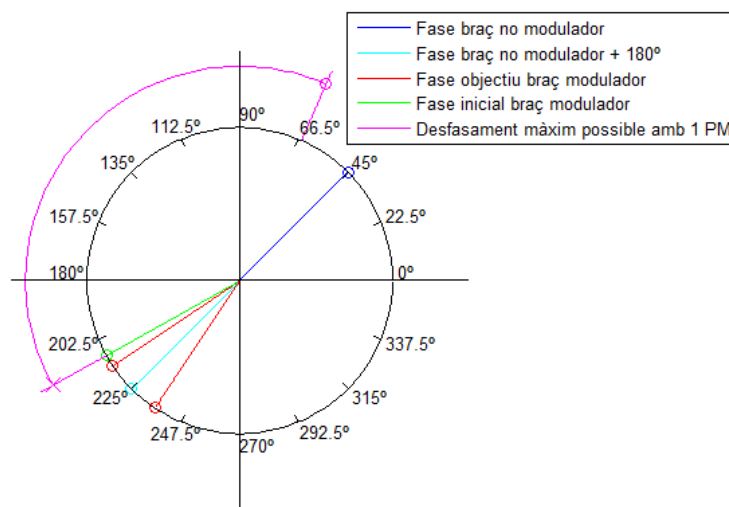


Figura 5.16. Diagrama de fases per al cas crític de funcionament del MZM

A partir de l'exemple de la figura anterior, es pot veure que per assolir el punt de treball s'ha d'introduir un desfasament de quasi -360° , valor molt allunyat dels -143° de desfasament màxim sense pèrdues que es pot introduir amb un únic PM, d'aquesta manera, és possible que no es pugui fer funcionar el component en el punt de treball escollit.

Una possible solució a aquest problema seria afegir un o dos moduladors de fase més en sèrie, així es podria introduir un desfasament de -360° . Aquesta opció, però, no és viable degut a les limitacions d'espai per al disseny. Un altre via per a minimitzar aquesta problemàtica és modificar el punt de treball, això implica que la diferència de fase en el MZM serà menor i, per tant, les dues fases objectiu quedaran més separades, reduint el marge de fases en el qual el dispositiu no assoleix el punt de treball. Aquesta última opció té l'inconvenient que redueix el SFDR del WS.

Finalment, cal esmentar que per a un punt de treball amb una diferència de fase entre els braços menors ocasiona que l'espuri que apareix just a la freqüència contrària a la del desplaçament freqüencial augmenti substancialment, fins al punt d'acabar tenint

un nivell de potència pròxim al del senyal desplaçat útil. Això pot donar lloc a l'obtenció d'un dispositiu que provoqui un desplaçament freqüencial positiu i un de negatiu. Llavors, un cop es disposi del circuit fabricat i s'hagi pogut caracteritzar, si s'obté un funcionament similar a l'esmentat, caldrà avaluar quina és la incidència que té alhora de mitigar els efectes del RB, ja que, a priori això provocaria un augment del *crossstalk* incoherent de l'eq (2.1) (tercer terme de l'equació) que és precisament el que s'ha de filtrar posteriorment per a mitigar el RB, per tant, el WS podria ser viable fins i tot funcionant en un punt de treball amb una diferència de fase molt menor entre els braços del MZM.

- **Fases de les dues branques principals del WS**

En aquest apartat s'analitzarà la segona etapa del WS que és l'encarregada d'introduir el desfasament entre les dues branques del dispositiu, per això, es parteix de l'estructura de la fig. 5.5, amb una branca amb un únic modulador PM i una segona amb dos moduladors PM i un SOA. En aquesta part del circuit, la branca amb dos moduladors és l'encarregada de provocar un desfasament de 180° respecte l'altre. Partint de l'exemple en que la fase de la branca amb un únic modulador és de 45° , la fase objectiu per a la branca amb dos moduladors serà de 225° , el cas crític de funcionament de la segona etapa del circuit serà quan la fase inicial d'aquesta última sigui lleugerament menor a l'objectiu.

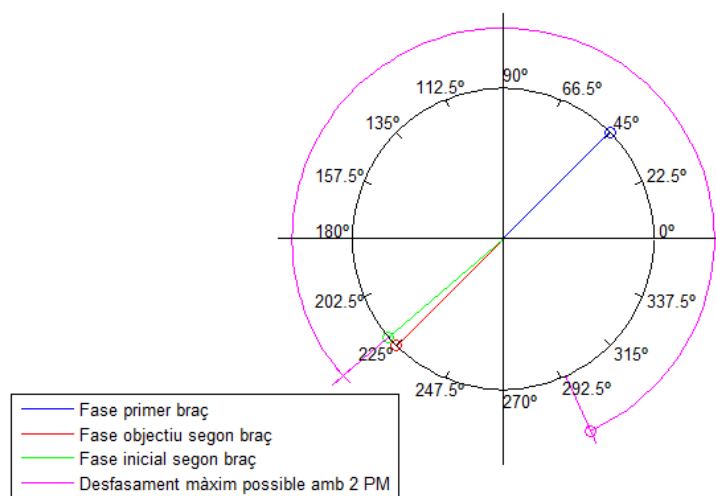


Figura 5.17. Diagrama de fases per al cas crític de funcionament de la segona etapa del WS

A partir de l'exemple establert que es mostra en la fig. 5.17, s'observa com es necessita introduir un desfasament de quasi -360° per assolir la fase objectiu, aquest valor no es pot aconseguir amb dos moduladors de fase en sèrie sense introduir unes pèrdues excessives, el desfasament màxim que es podria obtenir és d'aproximadament -280° .

Per tant, hi ha un marge de fases d'aproximadament 80° en els que el dispositiu no funcionaria correctament en el punt de treball desitjat. Però, degut a que la fase de la branca amb un modulador es pot modificar, es podrà variar la fase objectiu en sentit

negatiu, reduint el marge de fases per al que el dispositiu no funciona correctament. La màxima variació que es podria introduir és la que iguali les amplituds de les dues branques (inicialment l'amplitud de la branca amb dos moduladors és menor). Agafant els valors trobats en la simulació d'aquest tram del circuit òptic, la diferència entre la potència òptica de cada branca és de 1.2dB, aquest valor permetria introduir un desfasament en la branca amb un PM de -105° , desfasament superior al marge de 80° , així, amb els desfasaments de les dues branques es podrà assolir el punt de treball de la segona etapa. Aquesta opció, però, depèn de la diferència de potència òptica de les dues branques que es tingui en el circuit físic.

5.3. Disseny del *wavelength shifter* de tres branques amb moduladors de fase

Per al disseny del WS de tres branques es partirà del circuit analitzat en la secció 2.4.3 que es basa en la utilització de moduladors de fase. Aquest dispositiu es realitzarà amb [PARADIGM-Manual.v2].

Aquest circuit serà dissenyat respecte la direcció perpendicular al *major flat* tenint en compte les mateixes consideracions que en el WS de dues branques.

A continuació es mostra un diagrama intermediari entre el diagrama de blocs del WS i el *layout* final:

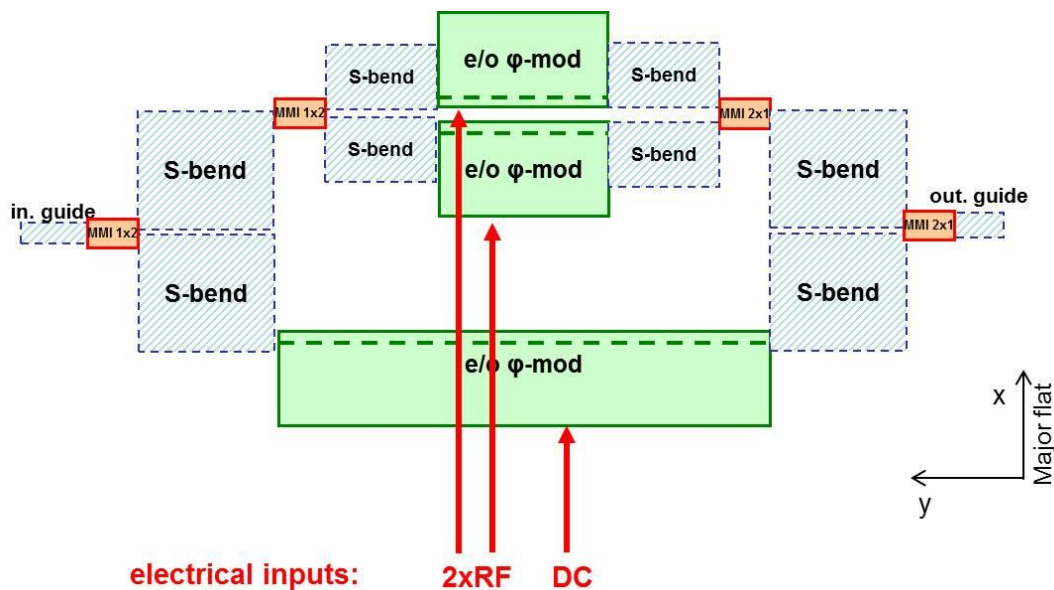


Figura 5.18. Disseny inicial del WS de tres branques amb components òptics integrats

El WS de tres branques es compon bàsicament de tres branques on dues d'elles s'agrupen per a construir un modulador MZ i una tercera branca amb un modulador de fase que ha de permetre la supressió de la portadora en el WS (ha d'introduir una diferència de fase de 180° entre la tercera branca i la sortida del MZM) tal i com es mostra a la fig. 5.18. Degut a que la relació d'intensitat de la llum entre les tres

branques ha de ser de $\frac{1}{4}$, $\frac{1}{4}$ i $\frac{1}{2}$, corresponents als dos braços del MZ i a la tercera branca respectivament, això s'assoleix mitjançant un primer grup de MMI1x2 amb dos S-bends per a obrir dues branques inicials i un altre MMI1x2 amb dos S-bends en una d'aquestes dues branques inicials per a obtenir el MZM. Finalment, s'utilitzen S-bends amb un MMI2x1 per a tancar els dos braços de l'estructura MZ i les dues branques restants.

El tram de guia d'entrada i de sortida que apareix a la fig. 5.18, també s'ha de substituir pels blocs SSC d'una longitud de $335\mu\text{m}$.

El següent pas serà completar el disseny inicial concretant tots els components que conformaran el WS juntament amb els paràmetres d'aquests components. Partint de la consideració de que el WS de tres branques es compon d'una única etapa formada per un modulador MZ i una branca addicional en paral·lel, es pot deduir que es disposarà de més espai per a realitzar un disseny més robust si es compara amb el WS de dues branques.

Per tant, tenint en compte la problemàtica en quan a la robustesa analitzada en la secció 5.2.4, en la tercera branca s'utilitzaran tres moduladors de fase en sèrie juntament amb un SOA per a compensar pèrdues. S'escull aquesta opció per assegurar l'assoliment d'un desfasament de 180° entre aquesta branca i la sortida del modulador MZ, a fi d'obtenir la supressió de la portadora en el circuit.

Per a completar la tercera branca, caldrà incloure dos blocs de transició de guia òptica *strong* a *weak* per al SOA, un taper de $50\mu\text{m}$ per tal d'adequar les amplades de les guies entre el S-bend que obre la tercera branca i el primer PM, un de $20\mu\text{m}$ entre el tercer PM i el bloc de transició de guia òptica i un últim taper de $30\mu\text{m}$ entre el segon bloc de transició de guia òptica i el S-bend que tanca la tercera branca.

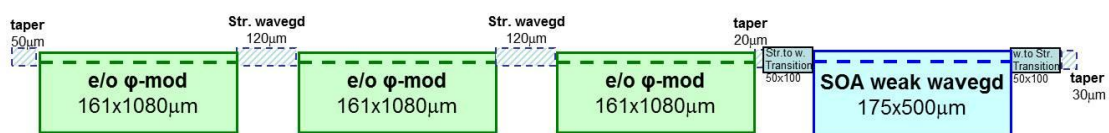


Figura 5.19. Disseny final de la tercera branca del WS

També cal incloure un tram de guia d'amplada $1.2\mu\text{m}$ entre dos moduladors de fase en sèrie per evitar que es superposin els dos components (veure secció 4.3.3). La longitud d'aquest tram de guia ha de ser, com a mínim de $114\mu\text{m}$, no obstant per a no estar en el límit de la condició s'escull una longitud de $120\mu\text{m}$. Els tres moduladors de fase es trien amb una longitud de $1000\mu\text{m}$ (la longitud final dels PM serà de $1080\mu\text{m}$) i el SOA de $500\mu\text{m}$. Amb aquests components, la tercera branca té una longitud de $4280\mu\text{m}$.

El següent pas serà dissenyar l'estructura MZ, així doncs, és necessari introduir una modulació de fase sinusoidal en ambdós braços i un desfasament òptic de $\pm 90^\circ$ entre ells. Per això, s'utilitzaran dos moduladors de fase en un dels dos braços per a introduir

el desfasament òptic i la modulació de fase i un únic modulador de fase en l'altre braç juntament amb un tram de guia òptica per igualar les longituds dels dos braços. També s'afegirà un SOA en el braç amb dos moduladors de fase per igualar les intensitats en el MZM. Els moduladors de fase i el SOA s'escullen amb una longitud de $1080\mu\text{m}$ i $500\mu\text{m}$ respectivament.

Per últim queda situar els tapers i els blocs de transició tal i com es mostra en la fig. 5.20.

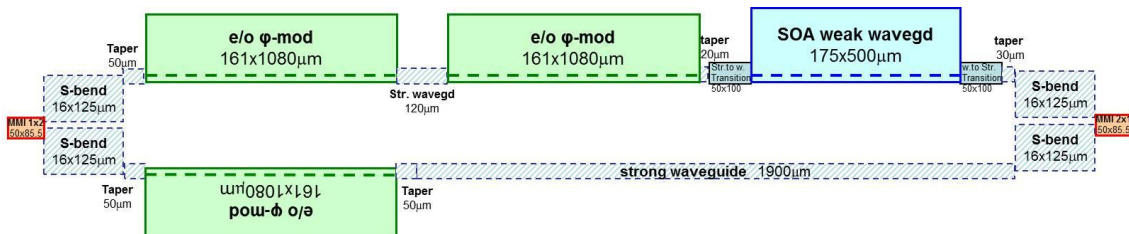


Figura 5.20. Disseny final del modulador MZ del WS

Finalment s'estableix el tram de guia a $1900\mu\text{m}$. La condició per establir l'alçada dels S-bends del MZM és la mateixa que per al modulador MZ del WS de dues branques, per tant s'utilitzaran S-bends de $16\mu\text{m}$ d'alçada i $125\mu\text{m}$ de longitud. Així la longitud del MZM és de $3501\mu\text{m}$.

Per a finalitzar el disseny, queda calcular la mida dels S-bend d'entrada i sortida del WS i igualar la longitud de la branca del MZM i la tercera branca del circuit. Per a igualar les longituds s'haurà d'afegir un tram de guia amb una amplada de $2\mu\text{m}$ a continuació del MZM amb una longitud de $789\mu\text{m}$. Per a calcular els paràmetres dels S-bends primer cal especificar com es col·locaran els diferents *pads* d'alimentació dels dispositius actius dins el disseny.

Tots els *pads* d'alimentació s'intenten situar cap a la part externa al dispositiu, d'aquesta manera no es necessitarà tan espai entre les branques del dispositiu i per tant podran ser més pròximes entre elles. Però, del MZM un dels dos braços ha de quedar obligatòriament situat dins el WS, s'escull el braç amb un únic modulador, degut a que la seva estructura és més simple que la del braç amb dos moduladors.

Així, la separació entre el MZM i la tercera branca quedarà condicionada a que el PM i els dispositius d'aquesta última no es superposin:

$$D_{WS} = 2 \cdot h_{Sbend} + d_{outMMI} - \frac{d_{outMMI}}{2} - h_{SbendMZ} - d_{padPM} - d_{PM} \quad (5.6)$$

On d_{outMMI} és la distància que hi ha entre les dues sortides del MMI1x2 ($4.5\mu\text{m}$), h_{Sbend} és l'alçada dels S-bends, $h_{SbendMZ}$ és l'alçada dels S-bends del MZM ($16\mu\text{m}$), d_{padPM} és l'alçada del pad d'alimentació dels PM ($150\mu\text{m}$) i d_{PM} és l'espai que ocupa el PM a l'interior del WS ($11\mu\text{m}$). Així, sabent que la distància ha de ser com a mínim de $0\mu\text{m}$, l'alçada mínima dels S-bends d'entrada i sortida és de $87.375\mu\text{m}$. Utilitzant

l'eq. (5.3) es troba que la longitud mínima és de $286.96\mu\text{m}$. Els S-bends finals s'escullen amb una alçada de $100\mu\text{m}$ i una longitud de $310\mu\text{m}$.

El WS final té una longitud de $5741\mu\text{m}$, tenint en compte els SSC d'entrada i sortida. El diagrama de blocs final del WS de tres branques dissenyat es pot veure en l'annex D.

5.3.1. Simulació del *wavelength shifter* de tres branques

Un cop realitzat el disseny principal, el següent pas serà el de simular el circuit òptic per a trobar les alimentacions que permetin fer funcionar el dispositiu en el punt de treball escollit i analitzar les prestacions que és capaç de proporcionar.

El punt de treball sobre el qual es vol fer funcionar el dispositiu és introduint una modulació de fase sinusoidal d'amplitud 10° en els dos braços del MZM. Aquest necessita complir les següents condicions:

- Una diferència de fase òptica entre els dos braços dels moduladors MZ de 90° o -90° .
- Una modulació de fase en els moduladors PM dels dos braços del MZM amb una amplitud de 10° .
- Una diferència de fase òptica de 180° entre la tercera branca del WS i la sortida del MZM.

Amb aquest punt de treball les prestacions esperades són de 30.14dB de SFDR i una atenuació de 21.64dB .

Per a aquest circuit també es realitzaran les simulacions de cada branca per separat i així facilitar l'obtenció del punt de treball i reduir el temps de simulació total.

Degut a que no es poden simular els S-bends, la simulació que es realitzarà no emularà el circuit final, ja que la llum no recorre la mateixa distància per les tres branques del circuit, però, sí que es podrà simular el funcionament del dispositiu encara que les alimentacions que s'obtingran no seran les que després s'hauran d'aplicar al circuit.

Per aquest WS també s'utilitzaran senyals òptics centrats en $1.55\mu\text{m}$ i s'injectarà únicament el mode TE.

1. Simulació dels braços del modulador MZ

El primer pas, és simular el braç amb un únic modulador, ja que l'altre braç ha d'introduir un desfasament òptic de $\pm 90^\circ$ respecte el primer i per tant les alimentacions dependran de la fase inicial d'aquest braç. Per a la simulació s'utilitzen els blocs següents:

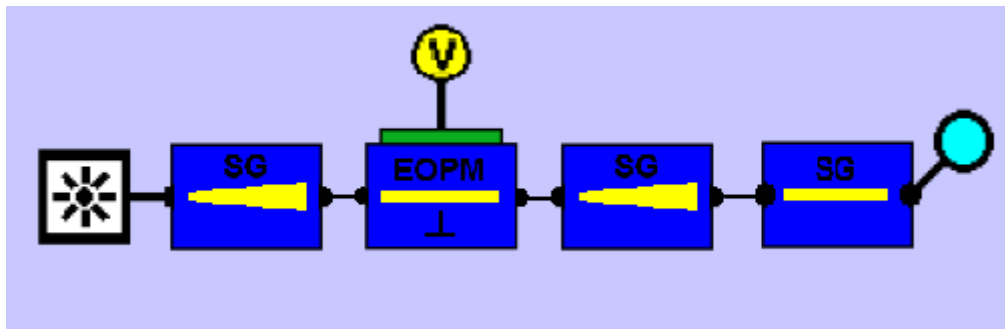


Figura 5.21. Blocs de PicWave del braç amb un PM del MZM del WS

En aquest punt del circuit únicament s'ha d'introduir una modulació de fase sinusoidal d'amplitud 10° , degut a que no es poden alimentar els moduladors de fase amb un voltatge positiu, s'haurà d'introduir un senyal elèctric continu per a desplaçar el senyal periòdic modulador i evitar que en cap moment es tingui un voltatge positiu en el PM. Per a això, s'escull una amplitud per al senyal sinusoidal que faci variar el desfasament del PM de 0° a 20° , que es tradueix a unes alimentacions de $0V$ i $-1.074V$ respectivament, per tant el senyal elèctric continu necessari serà de $-0.537V$ i una amplitud del senyal sinusoidal de $0.537V$. El senyal elèctric sinusoidal introduirà una modulació d'intensitat residual que farà variar la potència òptica de $0.019dB$ fins a $-0.034dB$.

El braç s'excita amb un senyal òptic de potència $1mW$ ($0dBm$) i s'alimenta únicament amb el voltatge continu per a obtenir la fase inicial d'aquest tram. La llum a la sortida del braç queda amb una potència de $-0.867dBm$ i una fase de $-1.2rad$ (-68.84°).

Per al braç modulador s'utilitzaran els blocs de la fig. 5.22. Degut a que inicialment no es coneix ni l'amplitud ni la fase de la llum a la sortida d'aquesta part del circuit, s'alimentaran els moduladors de fase amb $-0.537V$ i $0V$ (es pretén que el primer modulador de fase proporcioni la modulació i el segon el desfasament òptic), i el SOA a $10mA$. El circuit també s'excitarà amb un senyal òptic de $1mW$.

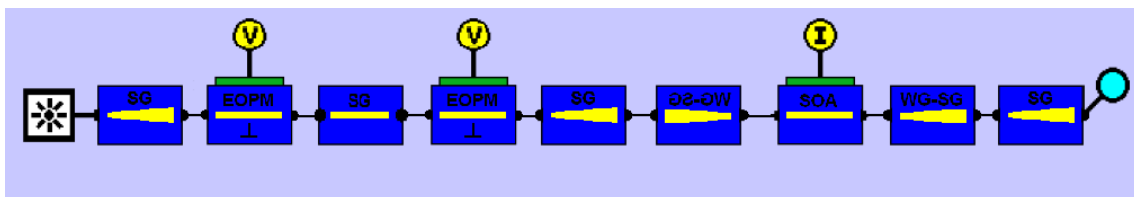


Figura 5.22. Blocs de PicWave del braç amb dos PM del MZM del WS

A la sortida es té un nivell de potència de $-2.08dBm$ i una fase de $2.75rad$ (157.7°). El següent pas serà calcular les alimentacions que es requereixen en el SOA i els PM per a tenir la mateixa potència en els dos braços del MZM i una diferència de fase de 90° o -90° respecte a l'altre braç del MZM.

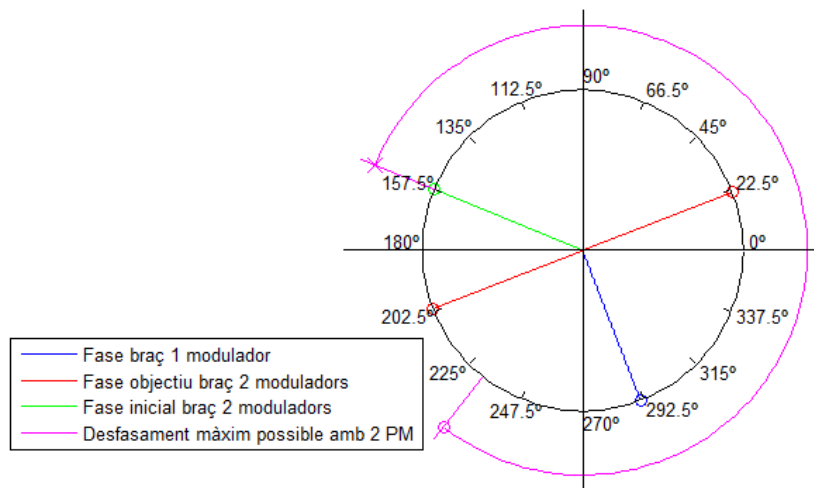


Figura 5.23. Diagrama de fases en els braços del MZM

A partir de la fig. 5.23, es pot veure que el desfasament òptic més proper és el de 90° . Així, es necessitarà introduir un desfasament de -2.38rad (-136.54°) i una amplificació de 1.21dB . A partir de les gràfiques del funcionament del modulador de fase i del SOA, i realitzant iteracions amb les simulacions, s'acaba arribant a uns voltatges d'alimentació de -3.332V per als dos PM i un corrent de 13.35mA per al SOA que proporcionen una potència de sortida de -0.775dBm i una fase de 0.38rad (21.97°). Tal i com es pot veure, hi ha un desequilibri en l'amplitud de 0.092dB i un desajust en la fase de 0.014rad (0.81°).

Per últim, degut a que el voltatge continu del PM que ha de realitzar la modulació de fase no és el mateix que per al del braç amb un únic modulador, s'haurà d'establir l'amplitud del senyal elèctric sinusoidal. Sabent que s'ha d'introduir una variació de la fase amb forma sinusoidal d'amplitud 10° i que el PM està centrat en -3.332V , l'alimentació elèctrica haurà de variar entre -3.135V i -3.514V , això implica que el senyal sinusoidal haurà de tenir una amplitud compresa entre 0.197V o 0.182V . Per a les simulacions s'escull una amplitud de 0.197V . Aquesta amplitud provoca una modulació d'intensitat residual que fa variar la potència òptica de 0.136dB fins a -0.17dB .

2. Simulació de la tercera branca

Per a la simulació de la tercera branca, primer s'ha de simular el modulador MZ juntament amb el tram de guia que iguala les longituds de les branques del WS. Per això es realitza una primera simulació amb el circuit de la fig. 5.24, amb la qual es trobarà l'amplitud i la fase a les quals la tercera branca s'hi haurà d'adequar.

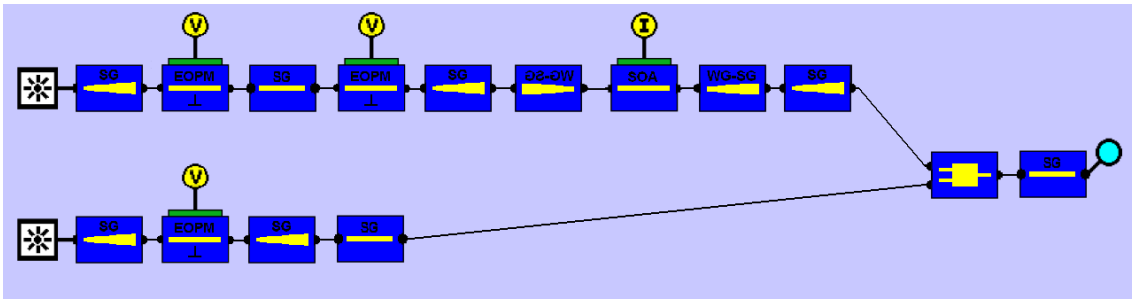


Figura 5.24. Blocs de PicWave del MZM del WS

Tal i com es veu en la fig. 5.24, s'han de fer servir dues fonts de llum, degut a que en aquest circuit el bloc MMI2x1 no realitzava correctament la suma de les potències dels braços del MZM, el resultat donava 3dB inferior a l'esperat, per això s'exciten els dos braços amb 1mW de potència per a corregir la reducció de 3dB. A la sortida es té una potència de -1.07dBm i una fase de 1.69rad (96.83°).

A continuació es realitza una simulació de la tercera branca amb tots els PM alimentats a 0V i el SOA amb un corrent de 10mA per a saber la fase i amplitud inicial. La simulació es realitza amb el circuit de la fig. 5.25 i excitant-lo amb una potència òptica de 1mW.

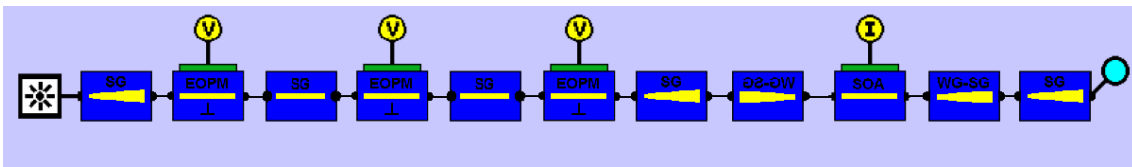


Figura 5.25. Blocs de PicWave de la tercera branca del WS

A la sortida es té un nivell de potència de -2.38dBm i una fase de 0.005rad (0.296°). Com l'objectiu és tenir una diferència de fase de 180° entre el MZM i la tercera branca, s'haurà d'introduir un desfasament de -1.446rad (-82.84°) i una amplificació de 1.31dB.

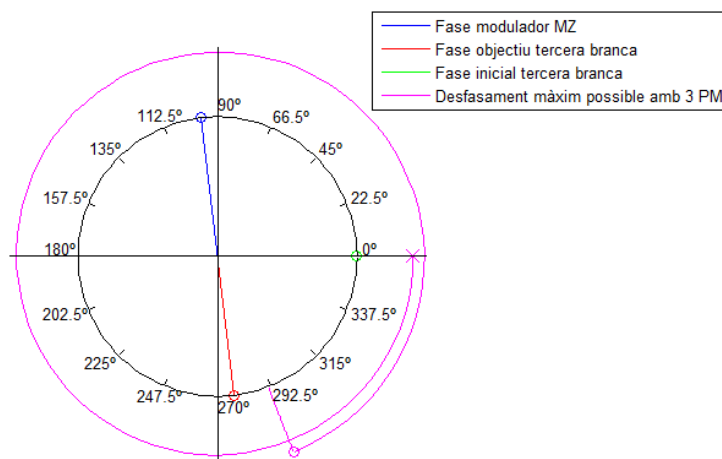


Figura 5.26. Diagrama de fases de la sortida del MZM i la tercera branca del WS

Un cop establert l'objectiu a assolir, es realitzen varies simulacions fins a arribar a unes alimentacions de 1.838V per als tres PM i un corrent de 11.97mA per al SOA, obtenint una potència de -0.98dBm i una fase de -1.44rad (-82.67°). Amb aquestes alimentacions es té un desequilibri en l'amplitud de 0.09dB i un desajust en la fase de 0.54°.

Cal esmentar que l'ajust realitzat no té en compte la reducció de l'amplitud de la freqüència central a la sortida del MZM amb la modulació de fase, per tant, el desajust d'amplitud final entre la tercera branca i el MZM serà major (veure secció 2.4.3 o 3.3).

3. Simulació del circuit complet

Finalment, un cop establertes les alimentacions de tots els dispositius actius es procedeix a realitzar la simulació de tot el circuit començant per la del punt de treball. Per això únicament s'excitarà el WS amb els senyals elèctrics continus. Les pèrdues esperades per al circuit són de 2.07dB sense tenir en compte els S-bends i els SSC, per tant, les pèrdues finals seran superiors.

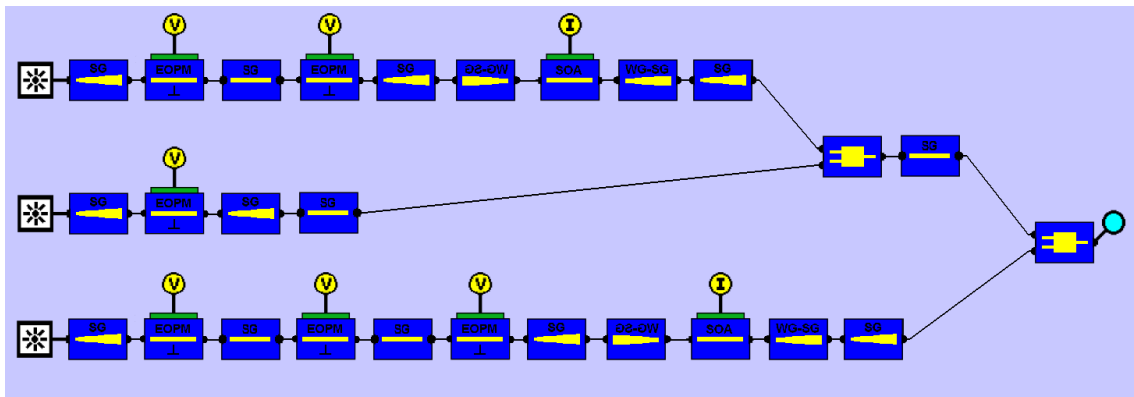


Figura 5.27. Blocs de PicWave del WS de tres branques

Per a la simulació del circuit complet no s'utilitzaran els S-bends degut a que el bloc de PicWave d'aquest component és erroni i no es pot simular. Degut a un funcionament incorrecte dels MMI2x1 en aquest circuit s'alimenta cada branca del circuit amb una font òptica idèntica, tal i com s'ha realitzat per a la simulació del MZM. La simulació es realitzarà amb el circuit de la fig. 5.27 excitant-lo amb senyals òptics de 1mW per a cada branca i alimentant els diferents components amb els senyals continus calculats anteriorment. El resultat del punt de treball dona una potència de sortida de -55.28dBm, a priori el resultat ideal hauria de ser de 0mW, però degut als desajustos comentats en les simulacions dels diferents braços del circuit no s'assoleix. D'aquesta manera, es pot predir que a la simulació del circuit amb els senyals moduladors la freqüència òptica central tindrà un nivell de potència similar o superior a la freqüència òptica desplaçada.

A continuació es realitza la simulació del WS amb els senyals elèctrics moduladors i amb les fases per a realitzar un desplaçament freqüencial negatiu.

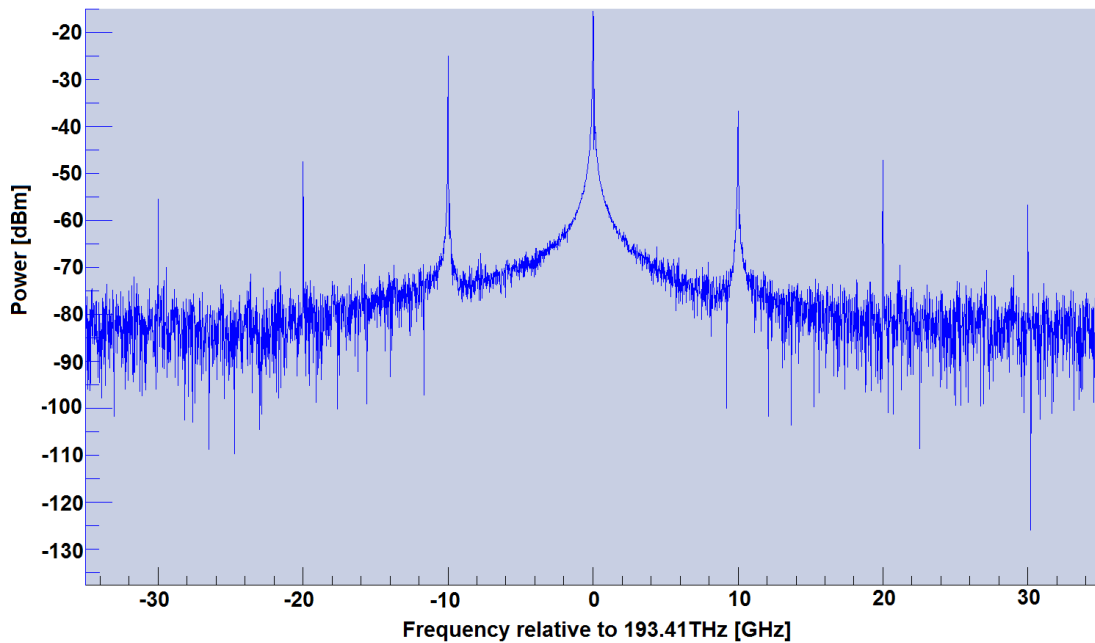


Figura 5.28. Espectre de sortida del WS de tres branques simulat amb PicWave

En l'espectre anterior, s'observa que s'obté el desplaçament freqüencial però no la supressió de la portadora, tal i com s'havia previst, a més, també apareix l'espuri de primer ordre que es converteix en el de major potència (per sobre dels de segon ordre que en el circuit ideal són els espuris principals). La freqüència central té un nivell de potència de -15.53dBm , la freqüència útil desplaçada de -24.97dBm , l'espuri principal de -37.03dBm i els espuris de segon ordre de -47.3dBm .

En el circuit no s'aconsegueix la supressió de la portadora, que apareix amb un nivell de potència molt alt a la sortida del WS, això es deu als diferents desequilibris, però sobretot, al desequilibri addicional que s'afegeix en el circuit alhora d'introduir les modulacions de fase, tal i com s'ha comentat anteriorment. Això, però, no ha d'impedir que en el circuit físic s'aconsegueixi eliminar la portadora, degut a que en aquest WS s'elimina mitjançant la tercera branca. Per tant, amb un bon ajust de l'amplitud i la fase òptica d'aquesta darrera branca s'ha de permetre eliminar totalment la senyal portadora.

Si no es té en compte la freqüència central, el SFDR del circuit calculat entre el senyal desplaçat i l'espuri de primer ordre és de 12.06dB , valor allunyat dels 20dB objectiu o dels 30dB del circuit ideal. La relació entre el senyal òptic desplaçat i l'espuri de segon ordre és de 22.33dB , quan en el circuit ideal ha de ser d'aproximadament 30dB , per tant, queda degradada en més de 7dB . La degradació en les prestacions es deu a tots els desajustos comentats anteriorment, a les no linealitats dels PM i a l'aparició de les modulacions d'intensitat residuals en els PM.

A continuació, es realitzaran dues simulacions del circuit mitjançant VPI, una amb els desajustos anteriors i amb les modulacions d'intensitat residuals, però sense tenir en compte les pèrdues i les no linealitats dels components, i l'altre sense els desajustos,

únicament amb les modulacions d'intensitat i el desajust d'amplitud causat per la modulació de fase, així, es podrà realitzar una comparació qualitativa dels resultats obtinguts i de les possibles prestacions finals del WS de tres branques.

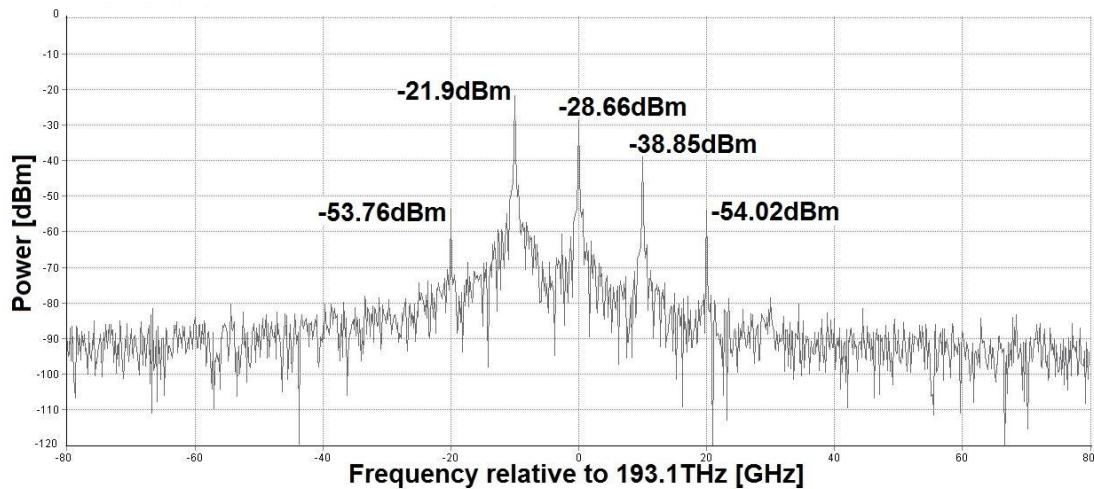


Figura 5.29. Espectre de sortida del WS de tres branques amb desajustos simulat amb VPI

A partir de la fig. 5.29, s'observa que qualitativament s'obté el mateix que amb la simulació feta amb PicWave, amb la diferència que la freqüència central i l'espuri de primer ordre tenen nivells de potència menors. Si no es té en compte la freqüència central, el SFDR del circuit és de 16.95dBm, 5 dB major que la obtinguda amb PicWave. Amb aquestes diferències en la simulació es pot deduir que el circuit físic és menys robust front als desequilibris comparat amb el que s'ha vist al capítol 3, en part degut a les no linealitats dels PM.

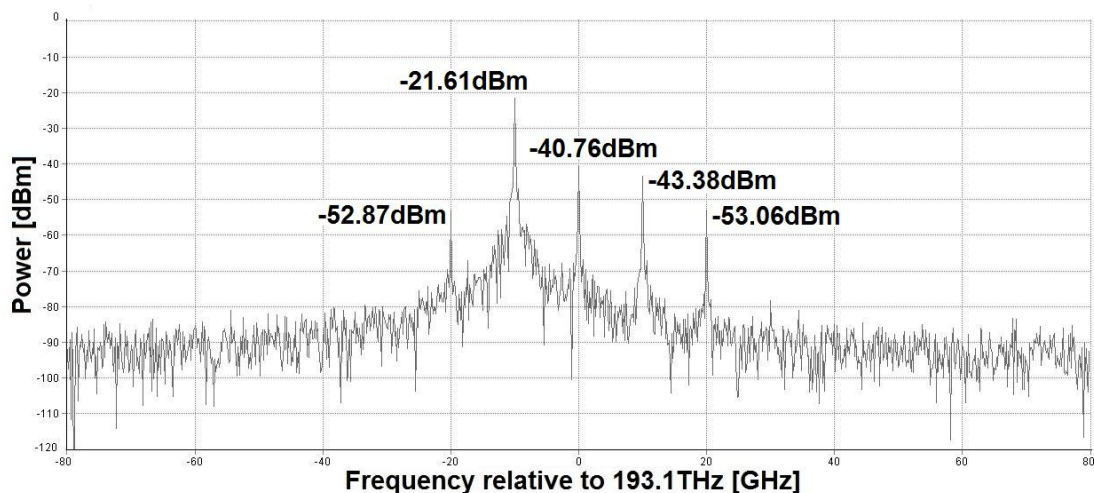


Figura 5.30. Espectre de sortida del WS de tres branques ajustat simulat amb VPI

A partir de la simulació amb el WS ajustat, per una part es pot veure com es redueix el nivell de la portadora però no s'elimina, degut a que encara hi ha un desajust d'amplitud que pot ser corregit. Per l'altra part, el nivell de potència de l'espuri de

primer ordre també es redueix, quedant un SFDR final de 21.77dB, amb el qual s'assoleix l'objectiu establert. Això indica que amb un bon ajust, s'ha d'aconseguir la supressió de la portadora i les prestacions del circuit han de millorar, fins al punt d'obtenir un SFDR proper a l'objectiu.

Amb aquests resultats, es pot concloure que el WS de tres branques ajustat adequadament ha de tenir unes prestacions properes a les establertes com a objectiu, amb la qual cosa caldrà modificar el punt de treball. Realitzar aquesta modificació implica reduir les amplituds dels senyals elèctrics moduladors, que per una part reduirà les modulacions d'intensitat residuals generades per les modulacions de fase amb la qual cosa les prestacions quedaran menys deteriorades, però també es provocarà una atenuació major sobre el senyal útil.

Finalment, a continuació s'avaluarà l'afectació de les modulacions d'intensitat dels PM en el funcionament del WS de tres branques. Per això es modificarà l'amplitud de la modulació dels PM a 5° ($\pi/36$ rad), amb la qual cosa s'hauran de reduir les amplituds dels senyals moduladors i per tant es reduiran les modulacions d'intensitat residuals. Les prestacions obtingudes amb aquest punt de treball és un SFDR de 36.11dB i una atenuació de 27.66dB. Les alimentacions elèctriques contínues es mantindran amb els mateixos valors calculats anteriorment i es modificarà l'amplitud del senyal sinusoidal d'alimentació del braç del MZM amb un PM a 0.31V i el del braç del MZM amb dos PM a 0.097V.

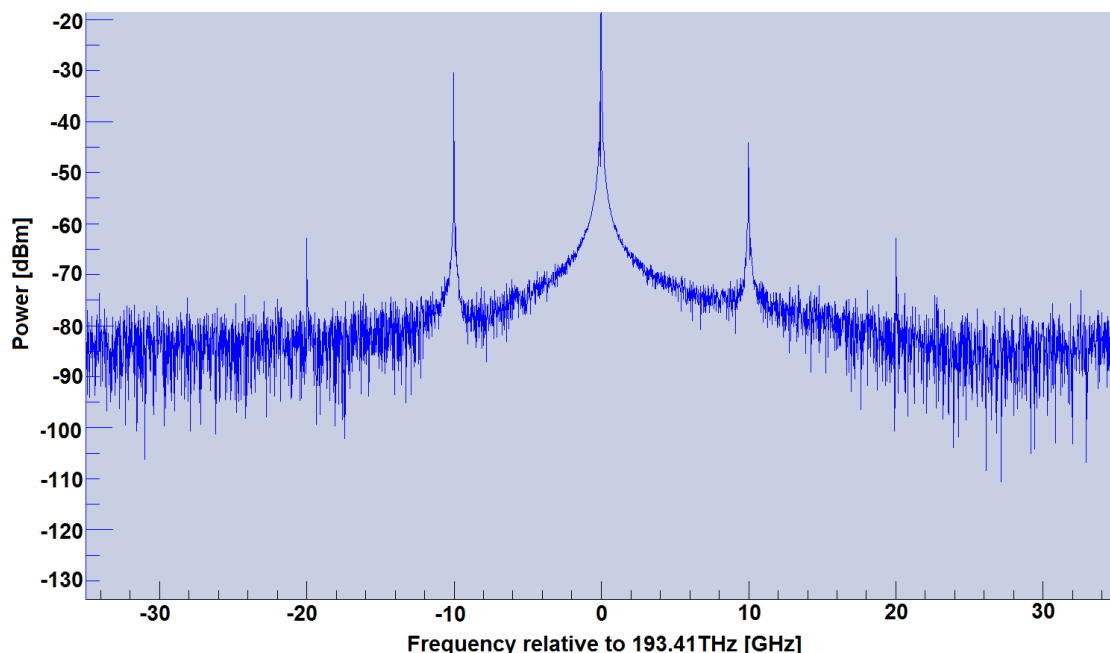


Figura 5.31. Espectre de sortida del WS de tres branques amb una amplitud de la modulació de fase de 5° simulat amb PicWave

En l'espectre de la fig. 5.31, s'observa que la freqüència central té un nivell de potència de -18.24dBm, la freqüència útil desplaçada de -30.62dBm, l'espuri principal de -44.09dBm i els espuris de segon ordre de -65.1dBm.

Per una part, s'observa com la potència del senyal portador ha disminuït en aproximadament 3dB respecte la simulació de la fig. 5.28, degut a que al utilitzar un punt de treball amb una amplitud de modulació de fase menor es provoca un desajust d'amplitud menor entre el MZM i la tercera branca del circuit.

Si no es té en compte la freqüència central, el SFDR del circuit calculat entre el senyal desplaçat i l'espuri de primer ordre augmenta fins als 13.47dB, obtenint una millora de 1.41dB. La relació entre el senyal òptic desplaçat i l'espuri de segon ordre és de 34.48dB, quan en el circuit ideal és de 36.11dB, per tant, en aquest cas es degrada 1.63dB, un valor menor als 7dB que es tenien amb un índex de modulació de 10°. S'observa que s'obté una major millora en la relació entre el senyal útil i l'espuri de segon ordre que no pas amb el de primer ordre, això en part, pot indicar que l'aparició de l'espuri de primer ordre es deu en bona part als desajustos d'amplitud i fase del MZM.

D'aquesta manera, s'ha pogut comprovar com una reducció de les modulacions d'intensitat dels PM que ve donada per un punt de treball del dispositiu amb una amplitud de fase menor, redueix la degradació introduïda per aquests, però, també s'afegeix una major atenuació sobre el senyal útil.

5.3.2. Anàlisi de la robustesa del disseny del *wavelength shifter* de tres branques

Tal i com s'ha realitzat amb el WS de dues branques, caldrà analitzar la robustesa del disseny realitzat per al WS de tres branques. En aquest cas caldrà veure els casos més crítics en que es poden trobar les fases inicials dels dos braços del MZM i de la tercera branca amb la sortida del MZM, per a comprovar si es pot assolir el punt de treball del dispositiu.

Cal esmentar que el disseny ja s'ha realitzat tenint en compte les conclusions extretes de l'anàlisi del WS de dues branques, i per tant, aquest circuit s'espera que sigui més robust.

- **Fases dels braços dels MZM**

Partint de l'estructura de la fig. 5.20, amb un braç amb un PM i un segon amb dos PM i un SOA, el punt de treball establert en el disseny per al MZM és tenir una diferència de fase entre els dos braços de $\pm 90^\circ$. Si per exemple la fase del braç amb un PM és de 45° , les fases objectius per al braç amb dos moduladors són 135° i 315° , el cas més crític serà quan la fase inicial del braç amb dos PM sigui lleugerament menor a les objectiu, degut a que els moduladors de fase únicament poden provocar un desfasament negatiu (en sentit horari).

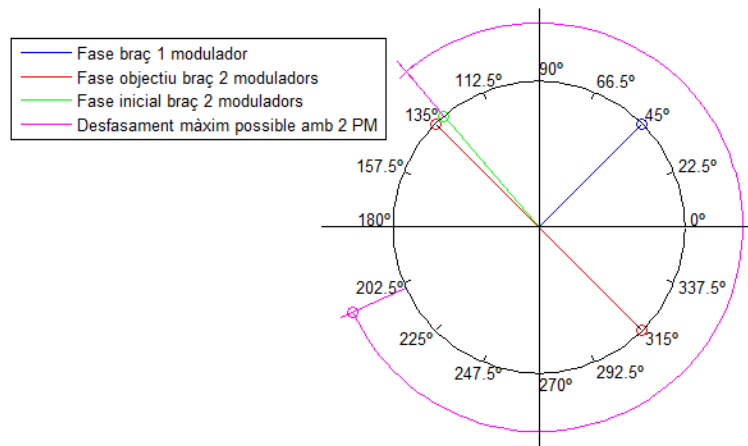


Figura 5.32. Diagrama de fases per al cas crític de funcionament del MZM

A partir de l'exemple establert, s'observa que per a assolir el punt de treball s'ha de introduir un desfasament pròxim als -180° , valor fàcil d'obtenir amb dos moduladors de fase en sèrie. L'avantatge del punt de treball d'aquest MZM és que les dues fases objectiu possibles estan separades 180° entre elles i per tant, el desfasament màxim que s'haurà d'introduir serà aquest valor que és fàcilment assolible amb dos PM. Així, sota qualsevol condició el MZM podrà funcionar correctament.

- **Fases del MZM i de la tercera branca del WS**

Partint de l'estructura de la fig. D.1, s'analitzarà les fases a la sortida del MZM i de la tercera branca, on aquesta última és l'encarregada d'introduir un desfasament de 180° entre aquesta darrera branca i el MZM. La tercera branca es compon per tres PM en sèrie i un SOA. Es tria l'exemple en que la fase a la sortida del modulador MZ és de 45° , la fase objectiu per a la tercera branca serà de 225° , el cas crític de funcionament serà quan la fase inicial d'aquesta última branca sigui lleugerament menor a l'objectiu.

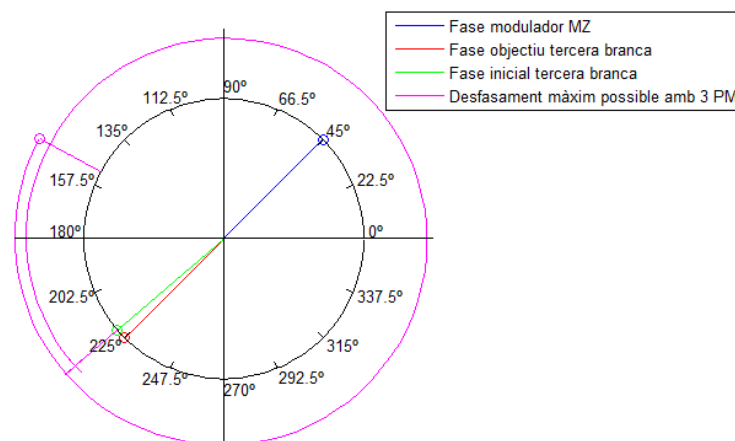


Figura 5.33. Diagrama de fases per al cas crític de funcionament de la tercera branca del WS

A partir de l'exemple escollit, s'observa que es necessita introduir un desfasament de quasi -360° per assolir la fase objectiu, a aquest valor s'hi arriba sense introduir

pèrdues amb tres moduladors de fase en sèrie. Per tant, per aquesta part del circuit també es pot obtenir sense dificultats el punt de treball.

5.4. Conclusions

En aquest capítol s'han realitzat els dissenys i les simulacions del WS de dues branques amb MZM i del WS de tres branques amb PM.

Per a ambdós dissenys s'ha pogut observar com les mides del xip sobre les que s'han hagut de situar els WS i el fet de no disposar de moduladors de fase que poguessin introduir desfasaments positius i negatius, han imposat importants restriccions.

Per al WS de dues branques s'ha hagut d'utilitzar moduladors Mach-Zehnder asimètrics (únicament amb un modulador de fase en un dels dos braços) degut a que són més òptims en àrea. Però, s'ha pogut veure com s'acaba obtenint una estructura poc robusta.

Durant la simulació del WS de dues branques amb PicWave s'han trobat les diferents alimentacions elèctriques dels diferents components actius que el formen per adquirir el funcionament desitjat per al dispositiu. Aquestes alimentacions, però, no s'han pogut precisar suficientment com per a obtenir un ajust exacte en el WS, per tant, s'han donat diferents desajustos dins el circuit òptic. Les limitacions de temps per a la determinació del punt òptim d'operació es salvaran durant la caracterització experimental del dispositiu, un cop sigui fabricat per *Oclaro*.

Amb aquestes alimentacions s'ha pogut observar com el dispositiu és capaç de realitzar el desplaçament freqüencial, però sense assolir la supressió de la portadora i amb un SFDR molt baix (aproximadament 5dB) i una alta atenuació. Aquesta pèrdua de prestacions es deu als desequilibris que apareixen en el dispositiu.

A continuació s'han realitzat unes simulacions amb VPI del dispositiu amb els desequilibris esmentats i sense ells, per a poder realitzar una comparació qualitativa de quin seria el funcionament que podria assolir el disseny. Amb les simulacions de VPI s'ha pogut extreure que amb el circuit ben ajustat s'ha de poder obtenir la supressió de la portadora o que aquesta quedi fortament atenuada, i que les prestacions del dispositiu no milloren excessivament amb un ajust de les alimentacions exacte, per tant, la degradació del funcionament del dispositiu és degut principalment a les modulacions d'intensitat residuals dels moduladors de fase. Llavors, per a que el dispositiu tingui un SFDR de 20dB se l'haurà de situar en un punt de treball on introduirà una atenuació que no és viable per a un WS.

Tot seguit, s'ha analitzat la capacitat del circuit per a poder assolir el punt de treball desitjat, i s'ha pogut veure que pot haver dificultats per a obtenir-lo, amb la qual cosa, es té un disseny per al WS de dues branques poc robust.

Així, es pot concloure que el grau de satisfacció respecte les especificacions inicials del disseny del WS de dues branques amb MZM no és massa bo, ja que, s'aconsegueix que realitzi un desplaçament freqüencial de 10GHz amb un ample de banda elèctric igual al desplaçament, però amb un SFDR molt per sota dels 20dB objectiu i una atenuació molt alta, per tant, només es compleixen dos dels requisits.

Respecte al disseny del WS de tres branques amb PM, s'ha realitzat tenint en compte tot el que s'ha analitzat per al de dues branques i, sabent que té una estructura òptica més simple i petita, s'han pogut afegir més moduladors de fase per obtenir un disseny més robust, capaç d'aconseguir el punt de treball desitjat sota qualsevol condició.

També s'han realitzat simulacions amb PicWave d'aquest disseny, on s'han trobat les alimentacions elèctriques requerides per a fer funcionar el dispositiu, amb les quals també es tenen diferents desajustos dins els circuits òptics. Amb les alimentacions trobades, el circuit és capaç de produir el desplaçament freqüencial amb un SFDR d'aproximadament 12dB, per sota dels 20dB objectiu, i una atenuació alta.

D'igual forma que per al WS de dues branques, s'han realitzat simulacions amb VPI per a poder comparar els resultats amb ambdós softwares. Per al de tres branques s'ha pogut veure que amb un bon ajust de totes les alimentacions s'ha de poder assolir el SFDR mínim.

Així, el grau de satisfacció respecte les especificacions inicials que ha de tenir el WS de tres branques és superior al del de dues branques. S'aconsegueix un desplaçament freqüencial de 10GHz amb un ample de banda elèctric igual al desplaçament, i s'ha de poder obtenir un SFDR de com a mínim 20dB. L'únic inconvenient és que l'atenuació que introduirà el dispositiu serà alta.

A partir de tot el procés de disseny i de simulació, s'ha vist que el modulador de fase ha estat el component que ha limitat en major mesura els dispositius, especialment per l'atenuació que provoca amb el desfasament, que fa aparèixer unes modulacions d'intensitat residuals que esdevenen el principal factor de degradació de les prestacions dels WS. A més, aquest factor no és pot eliminar, només es pot mitigar reduint les amplituds dels senyals d'alimentació o si es disposessin de moduladors de fase amb unes pèrdues menors.

Finalment, cal esmentar que els WS han de funcionar en la banda C de les comunicacions òptiques, però com les simulacions només s'han pogut centrar en la longitud d'ona de 1.55 μ m, la comprovació del funcionament dels WS a longituds d'ona diferents s'haurà de realitzar posteriorment a aquest projecte i un cop es disposi del xip amb els dissenys fabricat per *Oclaro*.

Layout dels wavelength shifters

6.1. Introducció

En aquesta secció es realitzaran els dissenys físics o *layouts*, mitjançant MaskEngineer, dels dissenys del WS de dues branques i tres branques establerts en el capítol anterior.

Abans de fer el pas dels dissenys al *layout*, cal recordar exactament el xip en el que s'haurà de donar cabuda als WS de dues i tres branques. El xip que s'emprarà té una forma rectangular amb unes dimensions de 6 mil·límetres per 2 mil·límetres, amb el costat curt paral·lel al *major flat*.

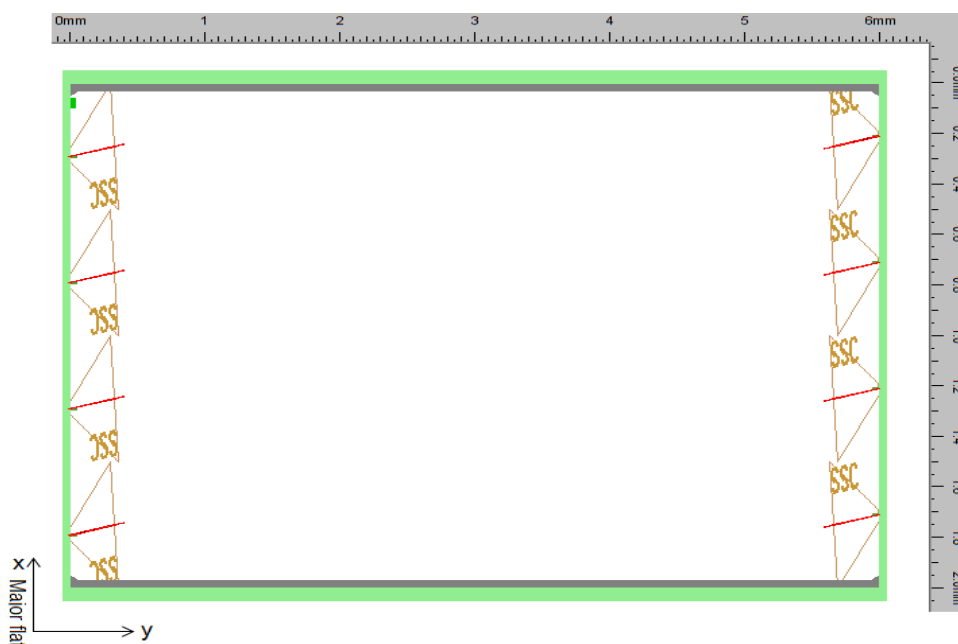


Figura 6.1. Dimensions del xip

El xip disposa de quatre entrades/sortides òptiques en un dels costats de 2mm i quatre entrades/sortides al costat oposat. Els ports òptics són proporcionats per vuit SSC que modifiquen el mode de transmissió de la llum de la fibra que es connecta al SSC als modes que poden transportar les guies òptiques integrades. Els SSC estan orientats en la direcció perpendicular al *major flat* i amb un angle de 7° respecte d'aquesta direcció, per assolir una reflexió molt baixa entre la fibra òptica i el SSC al que es connectarà.

Els SSC estan separats $500\mu\text{m}$ entre ells i tenen un petit tram de guia òptica de $1.5\mu\text{m}$ d'amplada a la seva sortida per a corregir l'angle de 7° , tal i com es mostra a la fig. 6.1 o la fig. 4.38. Això provoca que els SSC dels dos costats oposats no estiguin alineats (queden desalineats en $16\mu\text{m}$) i per tant, caldrà afegir un S-bend en el disseny per a corregir-ho. A més, els SSC ocupen aproximadament $335\mu\text{m}$ en la direcció perpendicular al *major flat*, però amb el tram de guia que se'ls hi afegeix passen a ocupar aproximadament $408\mu\text{m}$, també cal notar que s'haurà d'incloure un taper de $30\mu\text{m}$ de longitud per tal d'adaptar les amplades de guia dels SSC de $1.5\mu\text{m}$ amb les del circuit de $2\mu\text{m}$, per tant, les entrades i sortides del xip ocupen una longitud superior a la inicialment esperada. D'aquesta manera, l'espai per als dissenys queda més limitat, aproximadament els SSC i el S-bend requerits ocuparan pràcticament 1mm, per tant es disposarà únicament de 5mm per als dissenys.

El xip que s'utilitzarà no inclourà un encapsulat, per tant, no s'inclouran línies elèctriques integrades en el xip per alimentar els diferents components actius, sinó que caldrà fer-ho mitjançant *wire bondings*, d'aquesta manera, el circuit d'alimentació elèctric no s'inclourà en aquest projecte.

L'objectiu que es vol assolir amb el *layout* és col·locar ambdós dissenys realitzats al capítol anterior en el xip, amb els quals s'utilitzaran quatre entrades/sortides d'aquest, i fer servir els ports restants per a monitoritzar parts dels WS com podrien ser els moduladors MZ, o per a incloure en el xip components solts com un modulador de fase o un SOA per a facilitar la seva posterior caracterització. Per això, inicialment es situarà el WS de dues branques entre els dos primers SSC d'entrada i sortida i el WS de tres branques entre els dos últims, deixant els quatre SSC centrals per a la monitorització o per a deixar un espai intermedi en cas que es necessités modificar els dissenys.

6.2. Disseny del *layout* del *wavelength shifter* de dues branques amb moduladors Mach-Zehnder

El primer pas per a traspasar el disseny realitzat en la secció 5.2 serà comprovar la viabilitat d'aquest respecte a les dimensions que ocupa. El disseny inicial té una longitud de $5802\mu\text{m}$, per tant es té un marge de quasi $200\mu\text{m}$ per a possibles canvis. Aquesta longitud ha estat calculada sota el supòsit de que els SSC ocupaven $335\mu\text{m}$, i que els moduladors de fase tenien una longitud de 1mm (la longitud final és de 1.08mm).

A més, s'ha d'afegir un tram de guia de com a mínim $114\mu\text{m}$ entre els dos moduladors de fase en sèrie que hi ha en una de les dues branques (això es deu a que en el moment en que es va realitzar el disseny del WS de dues branques no es tenia la informació actualitzada sobre la forma i mida del modulador de fase). S'utilitzarà una guia de $120\mu\text{m}$. D'aquesta manera, es pot veure que el marge de $200\mu\text{m}$ que es tenia queda àmpliament superat.

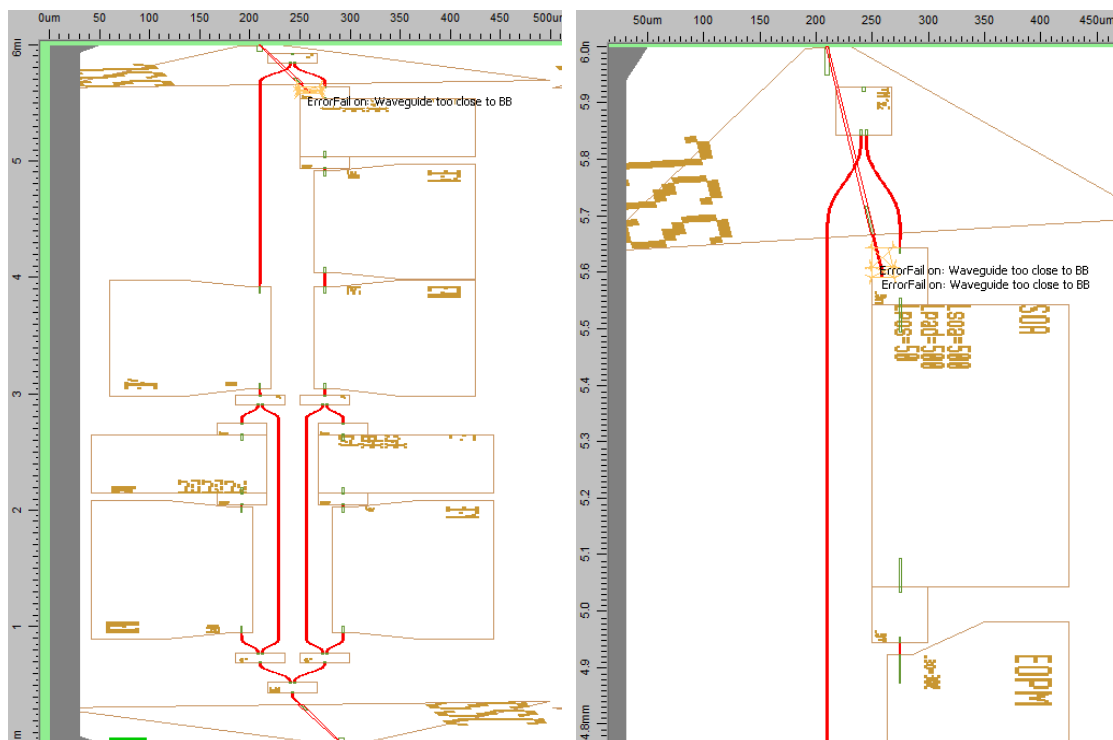


Figura 6.2. *Layout* del WS de dues branques (esquerra). Superposició del tram final del WS amb el SSC de sortida amb el conseqüent avís d'error del MaskEngineer (dreta)

En el circuit de la fig. 6.2. es pot veure clarament com el tram final del circuit i el SSC de sortida queden superposats, això queda indicat pel programa MaskEngineer. Per tant, el disseny no compleix amb els requisits en quant a espai.

En aquest punt s'obren dues línies d'actuació, per una part es pot modificar el disseny i per altra escurçar els diferents components actius. La problemàtica que apareix en fer més petits els components és que com s'ha pogut veure, el disseny no és molt robust i per tant, es podria impedir el bon funcionament del WS. Així, s'opta per modificar el disseny.

Els canvis que s'introdueixen no afectaran al nombre de components ni, inicialment, als diferents paràmetres d'aquests, sinó que com el disseny que s'ha pres com a referència consta de dues etapes (una primera etapa moduladora MZ i una segona etapa moduladora de fase), aquestes es separaran i es col·locaran en paral·lel, tal i com es mostra en la fig. 6.4.

Així, es doblega el disseny, situant l'entrada i la sortida al mateix costat del xip. L'etapa moduladora MZ es situarà en el primer SSC i l'etapa moduladora de fase es situarà en el tercer SSC, d'aquesta manera es deixa un SSC lliure entre aquests dos per a possibles monitoritzacions del disseny.

Amb aquesta partició del disseny s'aconsegueix donar cabuda al dispositiu a costa d'ocupar una major àrea, a més les limitacions en quant a mida dels S-bends ja no són tan restrictives, per tant, poden ser més grans.

Respecte al *layout* final, s'introdueix un S-bend a l'entrada del dispositiu per a separar l'etapa moduladora MZ de l'extrem del xip i també s'introdueix un S-bend a la sortida del circuit per acostar l'etapa moduladora de fase a l'etapa moduladora MZ i així, optimitzar l'àrea que ocuparà el WS i també deixar espai addicional al *layout* del WS de tres branques.

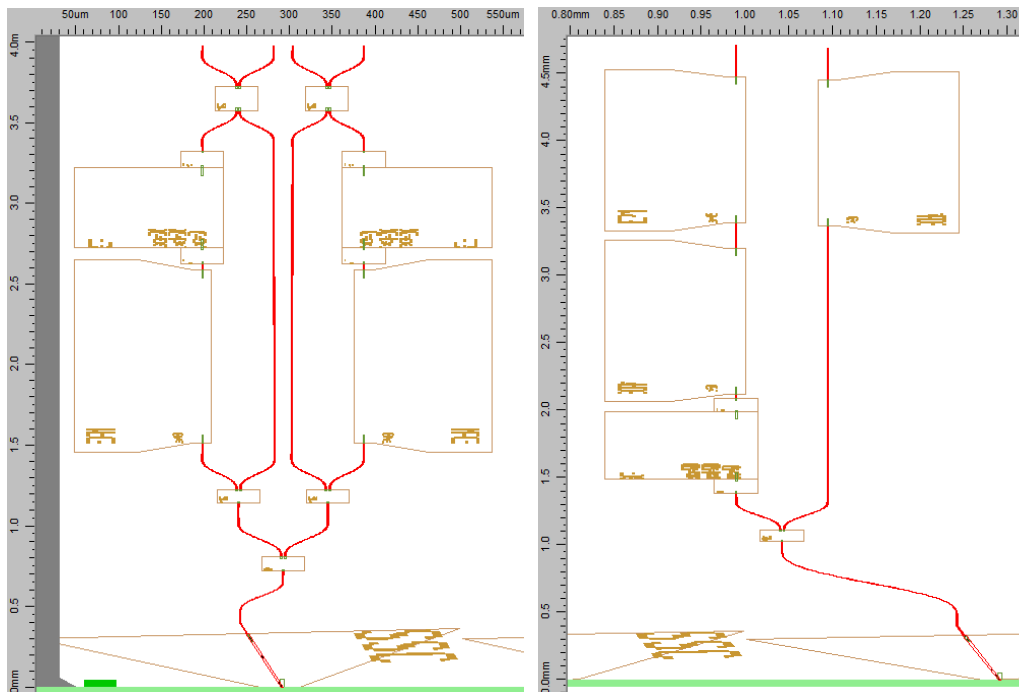


Figura 6.3. *Layout* final de l'etapa moduladora MZ (esquerra). *Layout* final de l'etapa moduladora de fase (dreta)

Les últimes modificacions que s'introdueixen en el disseny són canviar la longitud dels PM de l'etapa moduladora de fase de 800 μm a 1000 μm , ja que, els PM de 1mm tenen un funcionament més òptim. També es substitueixen els MMI2x1 a les sortides de les estructures MZ per MMI2x2, així una de les sortides s'utilitzarà per a la continuació del dispositiu i l'altre, per a poder monitoritzar el funcionament dels MZM. Una de les sortides de monitorització es connecta al SSC oposat al d'entrada i l'altra sortida es connecta al SSC que queda lliure entre l'entrada i la sortida del dispositiu, tal i com es mostra en la fig. 6.4.

Finalment, les dues etapes del circuit s'ajunten amb uns arcs de 180° , tal i com es mostra en la fig. 6.4. Cal recordar que per a la utilització de guies òptiques amb forma d'arc cal introduir un desplaçament (*offset*) entre l'arc i la guia a la qual s'uneix (veure secció 4.3.1), l'*offset* s'ha d'afegir en la direcció perpendicular a la de la guia, degut a que en els arcs el mode de la llum tendeix a comprimir-se en la part externa de la guia i això obliga a utilitzar aquest desplaçament per a alinear els modes entre les guies a fi d'evitar pèrdues addicionals. Els *offsets* introduïts són de 80nm.

El *layout* final del WS de dues branques queda com:

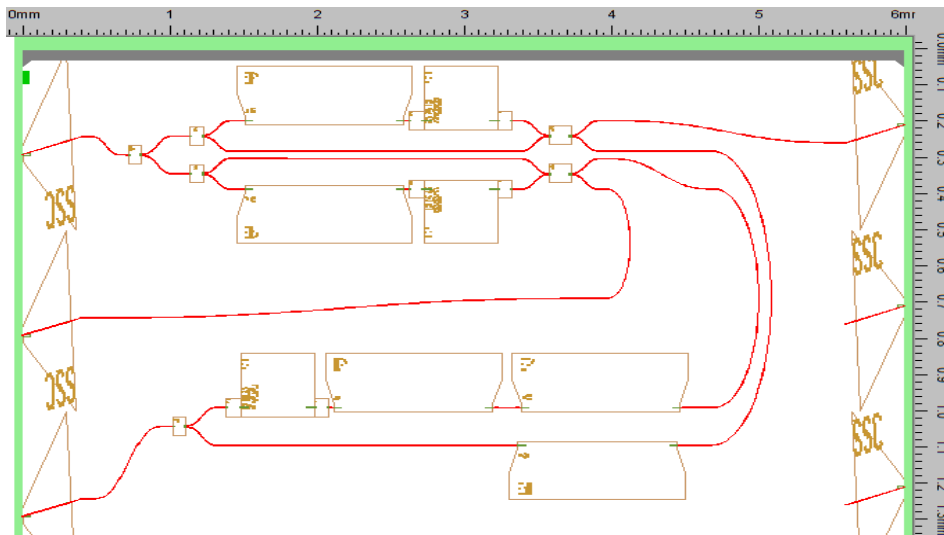


Figura 6.4. *Layout* final del WS de dues branques amb moduladors MZ

El diagrama de blocs del *layout* final del WS de dues branques amb moduladors MZ es pot veure en l'annex E.

Finalment cal comentar l'impacte dels canvis en el disseny sobre el funcionament del dispositiu. Les modificacions afecten bàsicament a la segona etapa del dispositiu, degut a que el camí òptic de cada branca és diferent. Això provoca que les fases de les dues branques canviïn respecte a les simulades en la secció 5.2.3, però, tal i com s'ha analitzat en la secció 5.2.4, la segona etapa és capaç de funcionar correctament sota qualsevol combinació de fases en aquesta, per tant, les modificacions no haurien de fer variar el funcionament del WS.

6.3. Disseny del *layout* del *wavelength shifter* de tres branques amb moduladors de fase

Per a la realització del *layout* del WS de tres branques, primer s'ha de fer el pas del disseny mostrat en la secció 5.3 a la tecnologia integrada per a comprovar la viabilitat del circuit respecte a les mides d'aquest. El disseny inicial té una longitud de $5741\mu\text{m}$, suposant que els SSC ocupaven una longitud de $335\mu\text{m}$. S'introdueix el disseny en l'últim SSC lliure en el xip, quedant com:

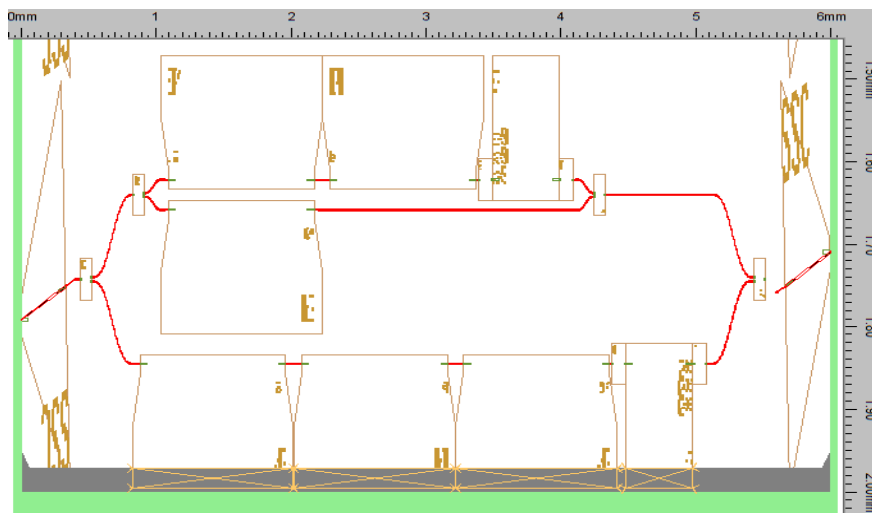


Figura 6.5. *Layout* del WS de tres branques. Superposició dels *pads* d'alimentació dels PM i el SOA de la tercera branca amb els extrems del xip

Es pot veure com el disseny queda fora de l'àrea del xip, els *pads* d'alimentació dels dispositius actius de la tercera branca queden situats fora del xip. Per evitar aquest fet, s'ha d'introduir un S-bend a l'entrada del dispositiu per a desplaçar el disseny i separar-lo de l'extrem del xip.

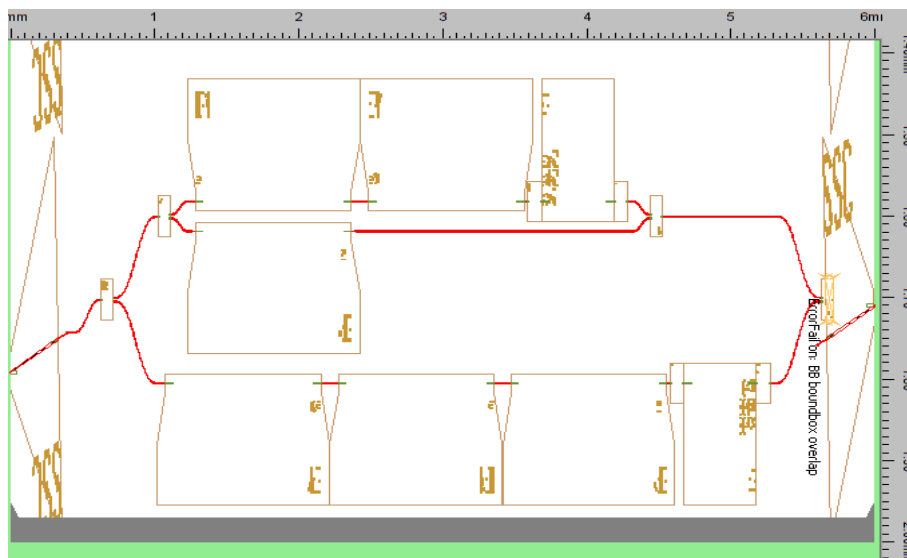


Figura 6.6. *Layout* del WS de tres branques. Superposició del tram final del WS amb el SSC de sortida

Tal i com es pot veure en la fig. 6.6, la introducció d'un S-bend a l'entrada del disseny provoca que el MMI2x1 de sortida es superposi amb el SSC que marca la sortida del dispositiu, a més, si es té en compte que s'ha d'afegir un S-bend per a connectar l'últim MMI amb el SSC de sortida, el disseny no compleix clarament amb els requisits en quant a espai.

A partir d'aquest punt, es pot modificar les longituds dels components per a possibilitar la cabuda del disseny en l'espai disponible, però això perjudica la robustesa

del disseny, per tant, també s'opta per a modificar la distribució dels components i permetre així, complir amb els requisits d'espai.

Per al disseny inicial del WS de tres branques, es pot veure que la part funcional que ocupa més espai, és la tercera branca amb $4280\mu\text{m}$ (l'estructura MZ és l'altra part que aporta funcionalitat al WS però té una longitud menor), per tant, es disposa d'espai suficient per a incloure a tots els components que permeten fer funcionar el WS, la resta d'espai utilitzat pel disseny és l'ocupat pels MMI i els S-bends d'entrada i sortida. Llavors, es variarà el disseny per a reduir l'espai dels S-bends, ja que els MMI no es poden modificar.

La mida inicial dels S-bends ve donada per la necessitat de separar l'estructura MZ de la tercera branca i proporcionar espai suficient a un dels *pads* d'alimentació d'un PM, tal i com es mostra a la fig. 6.6. Per tant, si es vol reduir la mida d'aquests S-bends s'haurà de girar el PM i que el seu *pad* d'alimentació quedi situat en la part interna del MZM.

Aquesta opció però, obligarà a separar els dos braços del modulador MZ i per tant es farà més gran aquesta estructura. Respecte al fet que el MZ es faci més llarg no és problemàtic degut a que després del MZM hi ha situat un tram de guia de $789\mu\text{m}$, d'aquesta manera, mentre l'increment sigui menor a la longitud de la guia no s'afecta al disseny. En canvi, un increment de l'alçada del MZM provocarà que s'hagi d'introduir una separació major entre modulador MZ i la tercera branca del circuit i per tant, no s'aconseguiria una reducció gran en la mida dels S-bends d'entrada i sortida.

Així que per evitar que les noves mides dels S-bends del MZM impedeixin reduir la separació entre la tercera branca i el modulador, es trencarà la simetria en els S-bends d'aquest últim. Bàsicament s'elimina el S-bend del braç amb un únic modulador de fase, deixant-lo amb una guia òptica recta i es separarà l'altre braç mantenint el S-bend tal i com es mostra a la fig. 6.7. Aquesta opció permetrà ajuntar molt les branques del circuit.

El nou S-bend del modulador MZ s'escull amb una alçada de $175\mu\text{m}$ i una llargada de $406\mu\text{m}$. Això fa que la longitud del MZ s'incrementi en $562\mu\text{m}$ que és una distància menor als $789\mu\text{m}$ de tram de guia posterior que tenia el modulador, així, aquest tram del circuit seguirà sent menor a la longitud de la tercera branca.

Finalment, aquestes modificacions permeten reduir els S-bends d'entrada i sortida a una alçada de $25\mu\text{m}$ i una longitud de $154\mu\text{m}$, això permet reduir en $312\mu\text{m}$ la longitud del WS, suficient per a incloure el disseny, tal i com es mostra a la fig. 6.7. A més, aquesta solució ha permès acostar la tercera branca a l'entrada del circuit evitant que els *pads* d'alimentació quedin fora de l'àrea útil del xip, i per tant, ja no cal incloure el S-bend a l'entrada del circuit per a allunyar el disseny dels extrems del xip.

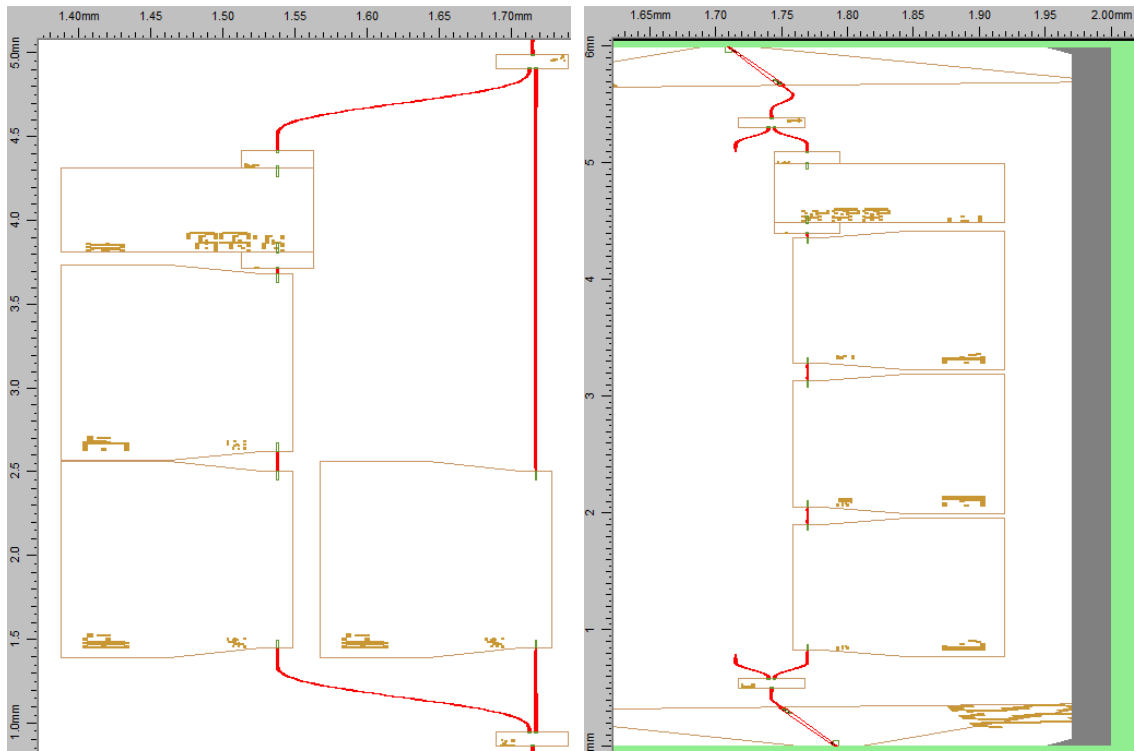


Figura 6.7. Nou disseny del modulador MZ (esquerra). *Layout* de la tercera branca del WS amb les noves mides dels S-bends d'entrada i sortida (dreta)

També cal notar que s'ha hagut de situar un S-bend de $16\mu\text{m}$ d'alçada entre l'últim MMI2x1 del circuit i el SSC de sortida per a que quedin connectats. El *layout* del WS de tres branques queda com:

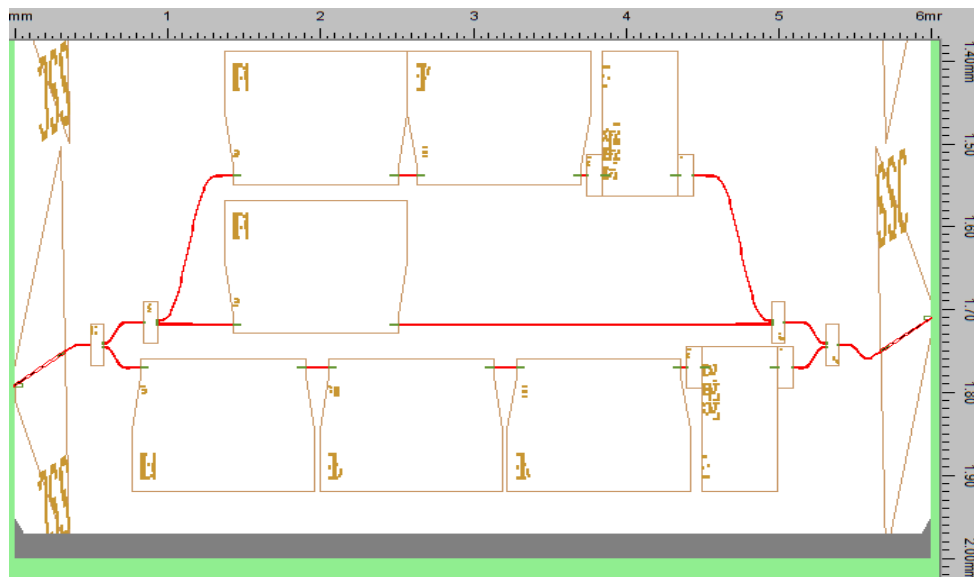


Figura 6.8. *Layout* final del WS de tres branques amb moduladors de fase

El diagrama de blocs del *layout* final del WS de tres branques amb moduladors de fase es pot veure en l'annex F.

Les modificacions introduïdes en el disseny provoquen unes diferències de camí òptic en les diferents branques del dispositiu, això es tradueix en una variació de les fases en aquestes branques respecte a les simulades en la secció 5.3.1. Però, tal i com s'ha analitzat en la secció 5.3.2, el disseny és capaç de funcionar correctament sota qualsevol diferència de fases entre les branques, per tant, el funcionament del WS no s'ha de veure modificat.

Finalment, un cop obtinguts els *layouts* dels dos WS, es mostra el *layout* final del xip amb ambdós dissenys:

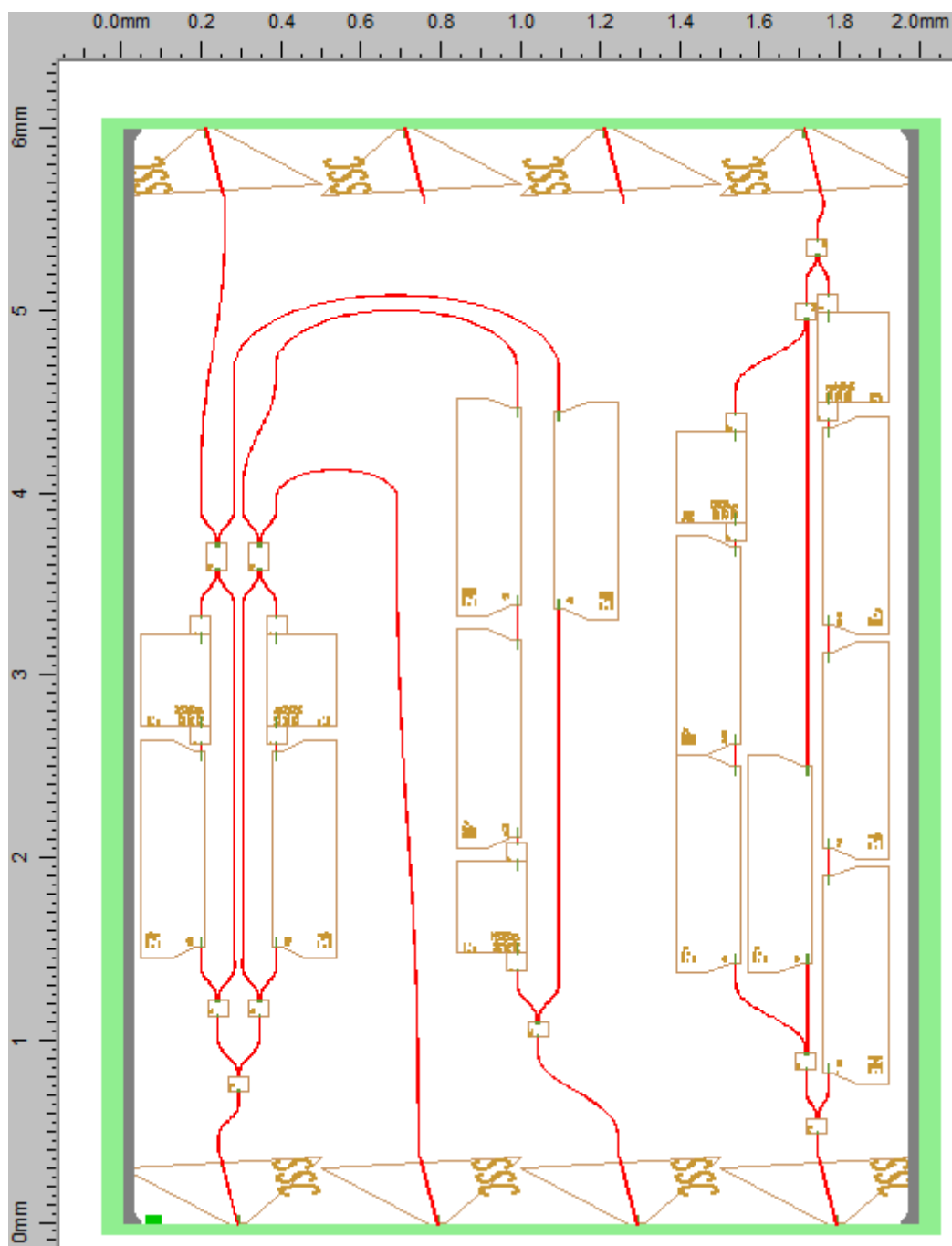


Figura 6.9. *Layout* final del xip amb el disseny del WS de dues branques i el WS de tres branques

Conclusions finals

En aquest projecte s'ha realitzat el disseny, la simulació i el *layout* de dos *wavelength shifters*, un de dues branques amb moduladors Mach-Zehnder i un de tres branques amb moduladors de fase, amb la plataforma tecnològica genèrica d'òptica integrada de InP proporcionada pel projecte europeu PARADIGM.

S'ha analitzat la funcionalitat dels WS com a mètode per a mitigar el *backscattering* de *Rayleigh*, posant especial èmfasi en les diferents estructures que implementen els WS, fins a quatre estructures diferents, i les prestacions que són capaces d'oferir.

Tenint en compte els pros i contres de cada estructura dels WS, s'han escollit per a ser dissenyats el WS de dues branques i de tres branques amb PM. S'han triat aquests dos dispositius degut a que han de ser capaços d'assolir les especificacions establertes al inici del projecte i com els seus circuits òptics no són excessivament complexos s'han de poder situar els seus *layouts* dins les dimensions del xip.

A continuació s'han simulat els WS triats mitjançant el software genèric VPI. Amb les simulacions s'ha pogut corroborar que les prestacions i funcionament d'aquests dispositius s'adeqüen al seu anàlisi teòric.

Degut a que la plataforma tecnològica no disposa de moduladors d'intensitat i el WS de dues branques en fa servir, s'ha avaluat la possibilitat de substituir-los per moduladors MZ que es formen amb PM. S'ha analitzat una alimentació per al MZM que acosti el seu funcionament al del IM, aquesta consisteix en un senyal sinusoidal amb un nivell de continua alimentant únicament un dels dos braços del modulador. Amb aquesta opció s'aconsegueix que el dispositiu funcioni correctament però amb una atenuació molt més alta, degut a que el MZM ha de funcionar en un punt proper al mínim de la seva resposta. Tot i la pèrdua de prestacions, es substitueix els IM pels

MZM en el WS de dues branques degut a que aquesta estructura si es pot implementar.

Amb el VPI finalment, s'han realitzat unes últimes simulacions per comprovar com varien les prestacions dels dispositius escollits front a desajustos que poden sorgir en els circuits òptics que els formen. S'ha comprovat com ambdós WS són molt sensibles al seu punt d'operació, i per tant, per a que els seus funcionaments no es vegin fortament degradats, s'haurà de tenir molta precisió en les alimentacions elèctriques dels diferents components dels WS.

S'ha presentat la plataforma tecnològica proporcionada per PARADIGM posant especial èmfasi en els components que la formen i en els softwares que s'utilitzaran per les simulacions (PicWave) i realitzacions dels *layouts* (MaskEngineer) dels WS.

Un cop coneguts els components disponibles i les dimensions del xip sobre el que s'hauran de situar els WS, s'ha realitzat primer el disseny del WS de dues branques amb MZM. Per a aquest s'ha pogut veure com les dimensions del xip ha condicionat el disseny final, degut a les grans dimensions del MZM, fet que provoca que s'obtingui un disseny poc robust. Finalment s'ha simulat el WS de dues branques amb MZM, obtenint el desplaçament freqüencial però amb unes prestacions molt baixes, es té una alta atenuació acompanyada d'un SFDR baix. Així, el grau de satisfacció del disseny respecte a les especificacions que ha de complir és molt baix, no s'assoleixen el mínim de SFDR ni una atenuació baixa.

A continuació, s'ha realitzat el disseny del WS de tres branques que gràcies a les conclusions extretes del disseny del de dues branques i a que la complexitat del circuit òptic és menor, s'ha obtingut un dispositiu molt més robust. Amb les simulacions d'aquest circuit s'extreu que el disseny ha de ser capaç de realitzar el desplaçament freqüencial complint amb el SFDR mínim, però amb una atenuació alta, així, el grau de satisfacció del WS de tres branques respecte les especificacions que ha de tenir és positiu, únicament no s'ha complert amb un nivell d'atenuació baix. No obstant, aquest nivell d'atenuació es podria mitigar mitjançant l'addició d'amplificadors òptics.

Per últim, s'ha realitzat el *layout* dels dos WS dissenyats amb MaskEngineer, aconseguint incloure ambdós dissenys dins el xip que proporciona el projecte PARADIGM.

Un cop finalitzat el procés de disseny, s'ha pogut extreure que la plataforma tecnològica ha imposat importants restriccions en el funcionament dels WS, focalitzades principalment en els moduladors de fase. Aquests tenen l'inconvenient de tenir unes altes pèrdues amb el desfasament, que provoquen la necessitat d'utilitzar més d'un PM en sèrie en els dissenys i també, l'aparició de modulacions d'intensitat residuals que provoquen una forta degradació en les prestacions finals dels WS. Per tant, per a obtenir dispositius més òptims són necessaris moduladors de fase amb pèrdues molt menors. També cal notar que si els moduladors de fase disponibles

haguessin pogut introduir desfasaments positius i negatius, s'haurien obtingut dissenys més robustos amb circuits òptics més petits.

A partir del treball realitzat durant aquest projecte s'obren varies línies de treball futures. Per una part, quan es disposi del xip fabricat, caldrà realitzar el circuit d'alimentació elèctric dels dos WS per a la posterior caracterització dels dispositius. Per altra banda, com durant el capítol 3 s'ha analitzat la substitució dels IM per MZM en un WS de dues branques, hi cap la possibilitat de realitzar un anàlisi més profund per a obtenir una possible alimentació elèctrica per al MZM que permeti obtenir un modulador MZ amb unes prestacions superiors. Finalment, amb la caracterització dels dispositius, es passarà a tenir una major coneixement sobre la plataforma tecnològica que proporciona PARADIGM, fet que pot obrir la possibilitat de seguir col·laborant amb aquest projecte centrant-se en altres dispositius òptics o en altres dispositius WS com per exemple un WS reflectiu per a ser inclòs en un ONU reflectiu.

Finalment, cal recordar que a la 16th *European Conference on Integrated Optics and Technical Exhibition* (ECIO 2012) de Sitges (Barcelona), s'ha presentat una publicació anomenada *InP Wavelength Shifter Designs for Colourless User Terminals in Passive Optical Networks*, on es presenta part del treball realitzat en aquest projecte. Aquesta publicació es pot veure a l'annex H.

Simulació dels desajustos en el WS de dues branques amb MZM

En aquesta part es mostren les diferents simulacions realitzades amb VPI provocant les diferents problemàtiques que es poden tenir en el circuit òptic del WS de dues branques amb MZM, com per exemple desequilibris en l'amplitud o les fases de les dues branques del MZM, per a poder avaluar la seva afectació sobre les prestacions del dispositiu. En les simulacions es mesurarà el SFDR resultant i es calcularà la variació respecte el SFDR de 26.3dB del circuit inicial.

Tal i com s'esmenta en la secció 3.2.2, això es realitza degut a possibles desajustos en les alimentacions elèctriques que es poden tenir i perquè els moduladors de fase que s'utilitzaran introdueixen una atenuació depenent del desfasament introduït, a major desfasament es té una major atenuació, que fan aparèixer diferents desequilibris que poden afectar al funcionament del WS. El circuit de la fig. A.1 (o fig. 3.4) serà l'utilitzat com a punt de partida per a realitzar les simulacions.

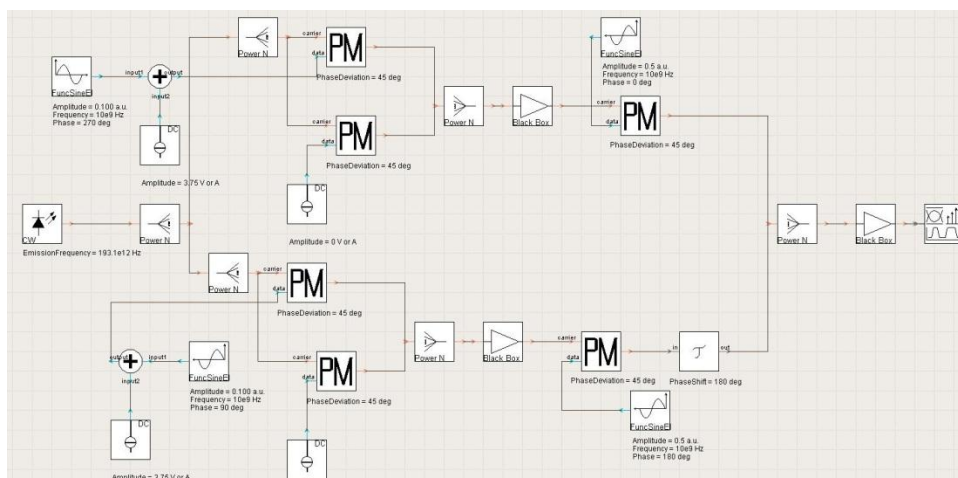


Figura A.1. Dispositiu WS de dues branques amb moduladors Mach-Zehnder modelat amb VPI

A.1. Desadaptacions en l'estructura MZM

En aquest apartat es simularan els efectes dels desequilibris en l'estructura MZM del WS. Els principals desajustos que poden aparèixer són en les amplituds, en la diferència de fase i en la modulació de fase introduïda en els braços de l'estructura MZ, i la modulació d'intensitat residual produïda pels moduladors de fase. Totes les simulacions es realitzen amb el WS introduint un desplaçament freqüencial positiu.

- **Desadaptació d'amplitud**

En aquest cas es vol simular l'efecte d'un desequilibri en les amplituds dels dos braços dels MZM utilitzats. Aquest desajust pot venir donat, per exemple, per una atenuació addicional introduïda peü un PM d'un dels dos braços del MZM.

Per a realitzar aquesta simulació s'introdueix un atenuador després del PM d'una de les estructures MZ de la fig. A.1. A la resta del circuit no s'introdueix cap modificació. Els resultats obtinguts són:

Atenuació (dB)	SFDR (dB)	Δ SFDR (dB)
0.05	26.30	0
0.1	22.82	-3.48
0.2	16.80	-9.5
0.3	13.30	-13
0.4	10.83	-15.47
0.5	8.92	-17.38

Taula A.1. Resultats de la desadaptació d'amplitud en el MZM

Dels resultats de la simulació s'ha de tenir en compte que a partir d'una atenuació de 0.1dB el SFDR es calcula entre el component espectral desplaçat i la freqüència òptica central.

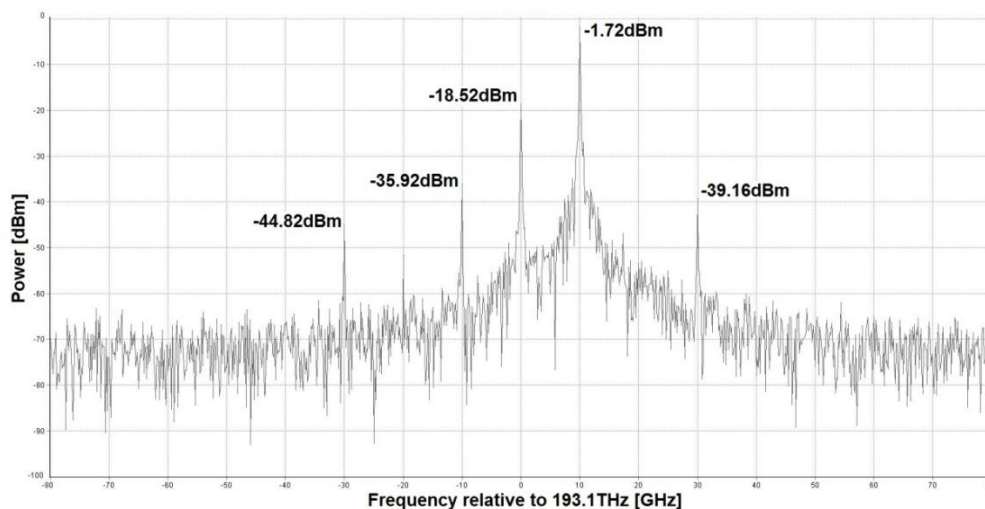


Figura A.2. Espectre de sortida d'un WS de dues branques amb una desadaptació d'amplitud de 0.2dB entre els braços d'un dels MZM

S'observa que aquest desequilibri provoca un notable deteriorament del SFDR per a una atenuació d'un dels braços del MZM petita, provocant principalment l'aparició de la portadora a la sortida del dispositiu amb un nivell alt de potència quan major sigui el desajust. D'aquesta manera aquest error impedeix la supressió de la portadora.

- **Desadaptació de fase**

En aquest punt es pretén avaluar l'efecte d'un desajust en la fase central del MZM o entre la diferència de fase dels dos braços del modulador. Aquest desajust pot tenir lloc si es tenen pèrdues en el circuit d'alimentació. Tenint en compte que la resposta del MZM ve donada per:

$$d_{MZM}(t) = G \cdot \cos^2\left(\frac{\Delta\varphi}{2} \cdot (A + B\cos(\omega t))\right) \quad (\text{A.1})$$

On $\Delta\varphi$ té un valor de $45^\circ/\text{V}$ i A és el voltatge que proporciona la fase central i té un valor de 3.75V, es modificarà aquest valor per a observar quin és l'efecte a la sortida:

Desajust de fase (V)	SFDR (dB)	Δ SFDR (dB)
0.05	11.66	-14.64
0.04	13.68	-12.62
0.03	16.27	-10.03
0.02	19.86	-6.44
0.01	25.86	-0.44
-0.01	26.25	-0.05
-0.02	20.28	-6.02
-0.03	16.83	-9.47
-0.04	14.41	-11.89
-0.05	12.54	-13.76

Taula A.2. Resultats de la desadaptació de fase en el MZM

El SFDR calculat a la taula anterior està calculat entre la freqüència desplaçada i la freqüència del senyal portador. A partir dels resultats de la taula es pot veure que un error de per exemple 0.02V que suposa un error relatiu del 0.5% provoca una degradació del SFDR de més de 6dB, per tant el dispositiu és molt sensible a aquest desajust.

A partir de la fig. A.3 es pot veure que aquest desajust provoca principalment l'aparició a la sortida de la freqüència central, degut a que es desajusten les amplituds dels dos braços principals del WS.

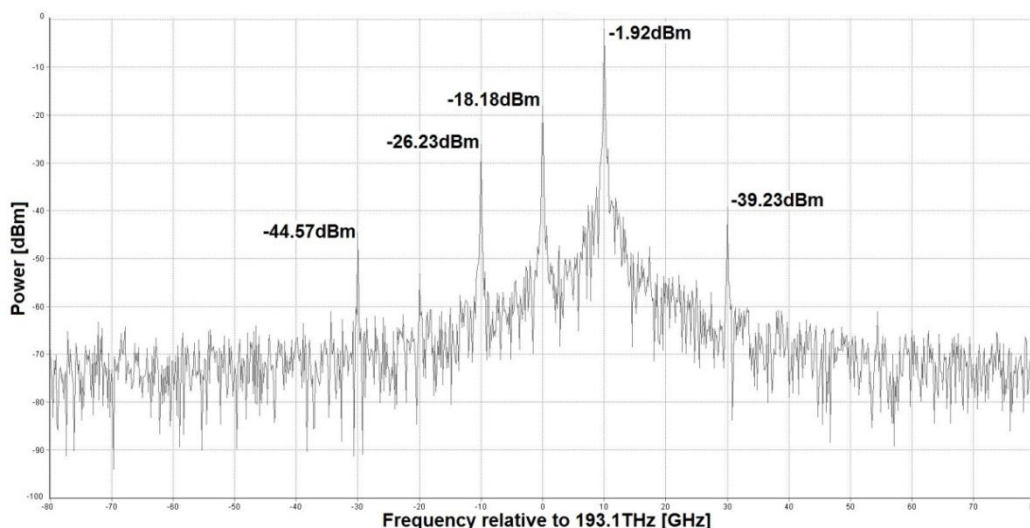


Figura A.3. Espectre de sortida d'un WS de dues branques amb una desadaptació de fase de 0.03V entre els braços d'un dels MZM

En cas de tenir el mateix desajust en els dos MZM del WS, el circuit aconsegueix eliminar la portadora i el deteriorament del SFDR és aproximadament la meitat dels obtinguts a la taula A.2.

- **Desadaptació en l'amplitud de la modulació de fase**

En aquest cas es pretén simular un desajust en l'amplitud de la modulació dels PM que ve donat per el valor B de l'eq. (A.1). Aquest desequilibri pot aparèixer si l'amplitud del senyal sinusoidal modulador es veu modificat, com per exemple per pèrdues en el circuit d'alimentació elèctric. El valor inicial de l'amplitud és de 0.1V. Els resultats obtinguts són:

Desajust de l'amplitud de la modulació (V)	SFDR (dB)	Δ SFDR (dB)
0.05	17.70	-8.60
0.04	19.03	-7.27
0.03	20.62	-5.68
0.02	22.50	-3.80
0.01	24.60	-1.70
-0.01	26.02	-0.28
-0.02	23.91	-2.39
-0.03	21.37	-4.93
-0.04	19.04	-7.26
-0.05	17.00	-9.30

Taula A.3. Resultats de la desadaptació en la modulació del MZM

En aquesta simulació el SFDR s'ha calculat entre la freqüència desplaçada útil i l'harmònic d'ordre -1, és a dir, l'espuri generat a la freqüència contraria a la desplaçada. A partir de la taula A.3 es pot veure com el circuit és bastant robust a

errors en l'amplitud del senyal modulador, comparat amb els desajustos analitzats anteriorment. Per un error de 0.01V que suposa un error relatiu del 10% es perd menys de 2dB en el SFDR i per un error del 20%, el SFDR es deteriora menys de 4dB.

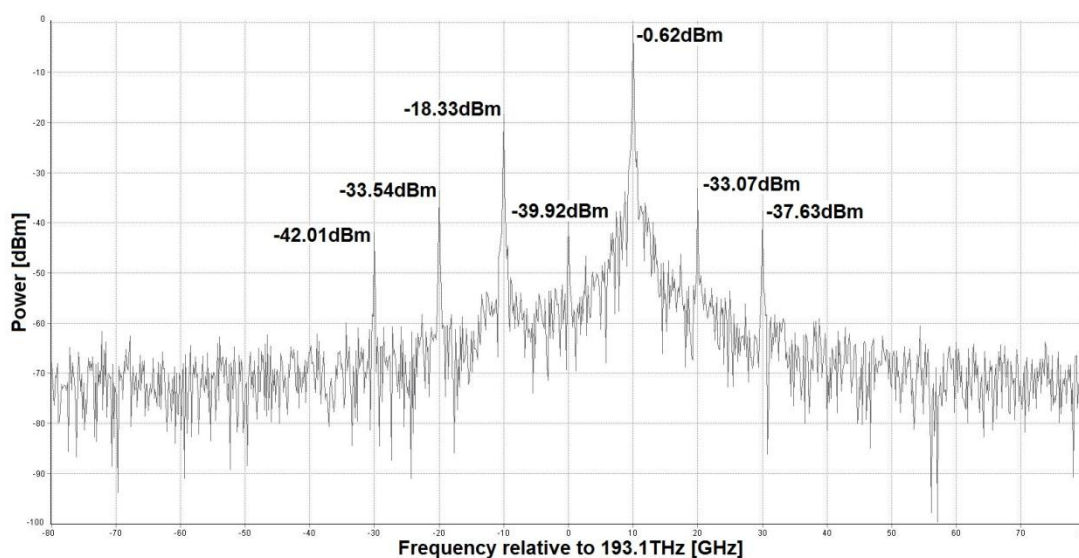


Figura A.4. Espectre de sortida d'un WS de dues branques amb una desadaptació de la modulació de 0.05V en un dels MZM

A partir de la fig. A.4, s'observa que amb un desajust en la modulació apareixen els segons harmònics i la freqüència portadora apareix molt atenuada a la sortida.

Si es tingués el mateix error en la modulació en els dos MZM, la degradació en el SFDR és el doble dels simulats a la taula A.3, per tant, tot i que el dispositiu és prou robust a un desajust d'aquest tipus, l'acumulació d'aquest desequilibri provoca un deteriorament substancial de les prestacions en quant al SFDR del dispositiu.

- **Modulació d'intensitat residual dels PM**

En la tecnologia en la qual es dissenyarà el WS, els moduladors de fase introdueixen una atenuació depenent del desfasament que provoquen, això implica que quan realitzin una modulació de fase, també inseriran una modulació d'intensitat no desitjada. Per a avaluar aquest efecte s'introduirà un modulador d'intensitat en el braç que conté el PM dels dos MZM i s'alimentarà amb un senyal elèctric sinusoidal. Es simularà la mateixa modulació d'intensitat en les dues estructures MZ degut a que en el disseny final aquest serà el cas que es tindrà. Els resultats de les simulacions són:

Amplitud de la modulació d'intensitat (dB)	SFDR (dB)	Δ SFDR (dB)
0.05	26.30	0
0.1	23.59	-2.71
0.2	19.71	-6.59
0.3	15.07	-11.23
0.4	12.08	-14.22
0.5	9.92	-16.38

Taula A.4. Resultats de la desadaptació de la modulació d'intensitat del PM en l'estructura MZ

El SFDR s'ha mesurat entre el senyal òptic desplaçat i l'harmònic d'ordre -1. A partir de la taula anterior, es pot veure que una modulació d'intensitat residual amb una amplitud de 0.5dB que fa variar la potència òptica en aproximadament un 10%, provoca una degradació del SFDR de més de 16dB, així, el circuit es veu molt afectat per aquesta problemàtica.

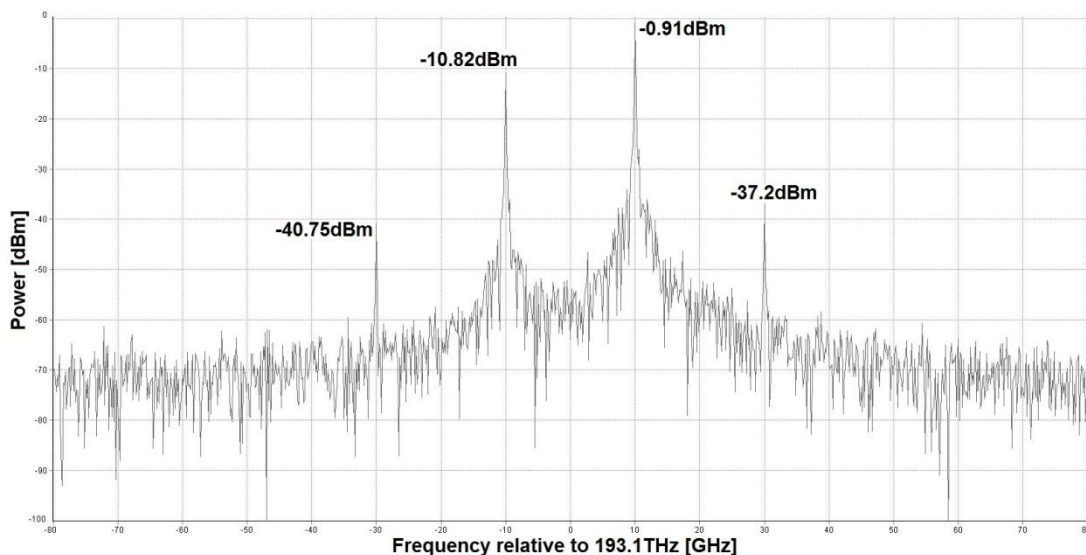


Figura A.5. Espectre de sortida d'un WS de dues branques amb una modulació d'intensitat residual de 0.5dB en els MZM

El problema d'aquest efecte és que no es pot evitar (la resta de desequilibris es poden eliminar amb un bon ajust de les alimentacions de tots els components), ja que va lligada a les modulacions de fase necessàries pel funcionament del WS. Únicament es pot mitigar si es redueixen les alimentacions dels senyals moduladors i per tant, si es fa treballar el dispositiu amb un punt de treball que requereixi amplituds menors.

A.2. Desadaptacions en l'etapa moduladora de fase

En aquest apartat es simularan els efectes de desequilibris en la segona etapa del WS que consisteix en la modulació de fase. De la mateixa manera que s'ha realitzat amb l'estructura moduladora MZ, es simularan els principals desequilibris que poden aparèixer per avaluar la seva incidència en les prestacions del dispositiu. Totes les simulacions es realitzen amb el dispositiu introduint un desplaçament freqüencial positiu.

- **Desadaptació d'amplitud**

En aquest punt es realitzarà la simulació de la desadaptació d'amplitud entre les dues branques del WS. Això es realitzarà introduint un atenuador després d'un dels moduladors de fase utilitzats en la segona etapa del WS. Abans de realitzar la simulació es pot deduir a priori el que passarà, un canvi en les amplituds de les branques implicarà que no es produirà la supressió de la portadora. Aquesta desadaptació està implícita també en les calculades en els apartats anteriors, ja que, qualsevol canvi en un dels dos MZM provoca un canvi en l'amplitud d'una de les branques del WS. Els resultats de la simulació són:

Atenuació (dB)	SFDR (dB)	Δ SFDR (dB)
0.05	26.30	0
0.1	26.30	0
0.2	26.30	0
0.3	26.30	0
0.4	24.92	-1.38
0.5	22.97	-3.33

Taula A.5. Resultats de la desadaptació d'amplitud en l'etapa moduladora de fase

El SFDR mesurat en la taula A.5, s'ha de tenir en compte que per als dos últims valors, s'ha calculat entre la freqüència desplaçada i la freqüència portadora.

Tal i com s'esperava i es pot veure en la fig. A.6, un desajust en l'amplitud únicament provoca l'aparició de la senyal portadora a la sortida del dispositiu, encara que comparant amb el desajust d'amplitud del MZM de la secció A.1, la influència sobre les prestacions del dispositiu és menor.

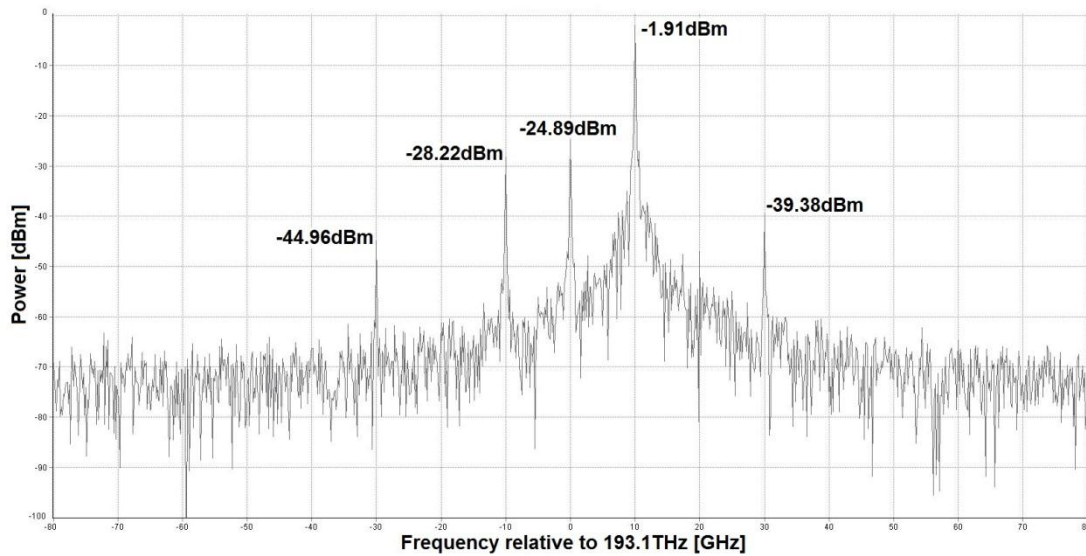


Figura A.6. Espectre de sortida d'un WS de dues branques amb una desadaptació d'amplitud de 0.5dB entre les dues branques del dispositiu

- **Desadaptació de fase**

En aquest cas es vol simular les conseqüències d'un desajust en el desfasament òptic de 180° introduït en una de les dues branques. Aquest desfasament s'introdueix per a assolir la supressió de la portadora, per tant els resultats que s'esperen obtenir serà precisament la degradació del SFDR degut a l'aparició de la senyal portadora a la sortida del WS. Els resultats obtinguts són:

Desajust de fase ($^\circ$)	SFDR (dB)	Δ SFDR (dB)
± 10	13.27	-13.03
± 9	14.19	-12.11
± 8	15.22	-11.08
± 7	16.39	-9.91
± 6	17.73	-8.57
± 5	19.32	-6.98
± 4	21.27	-5.03
± 3	23.78	-2.52
± 2	26.30	0
± 1	26.30	0

Taula A.6. Resultats de la desadaptació de fase en l'etapa moduladora de fase

Per a un desajust en la fase de més de 2° , el SFDR s'ha calculat entre la freqüència central i la freqüència desplaçada. A partir de la taula anterior, es pot veure com el dispositiu és poc robust a desajustos de fase, ja que, per a un error de 5° es perden pràcticament 7dB de SFDR, a més, depenent de quin dispositiu es faci servir per a inserir els 180° de desfasament, un error de pocs graus pot ser equivalent a un error de pocs milivolts en el senyal d'alimentació del dispositiu utilitzat.

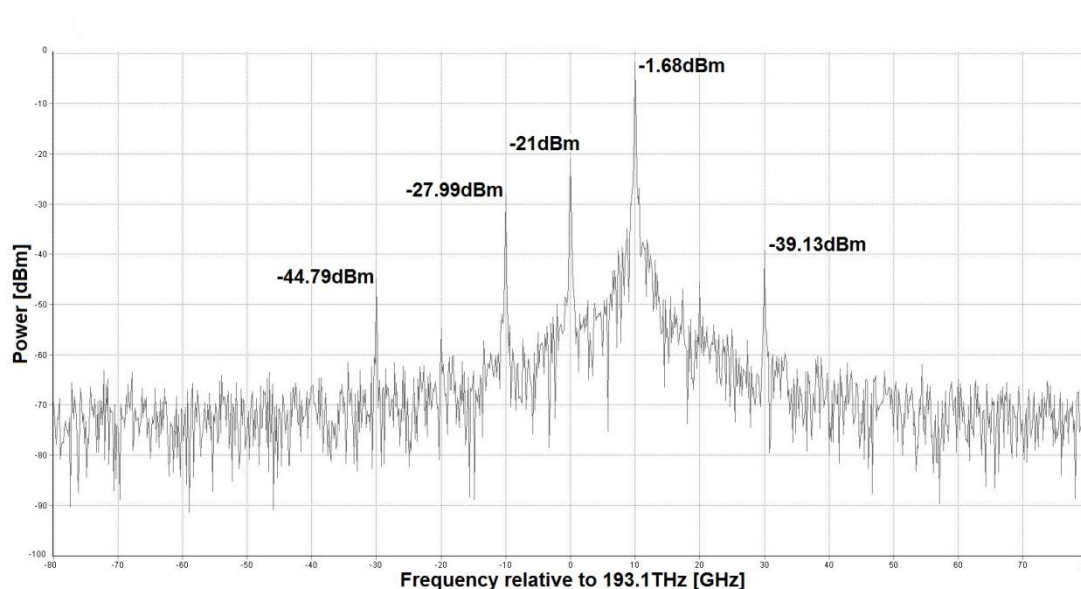


Figura A.7. Espectre de sortida d'un WS de dues branques amb una desadaptació de fase de 5° entre les dues branques del dispositiu

- **Desadaptació en l'amplitud de la modulació de fase**

En aquest punt es modificarà el senyal sinusoidal modulador dels PM de la segona etapa del WS. Es variarà l'amplitud de 0.5V d'aquest senyal per a poder mesurar i calcular la degradació en les prestacions del dispositiu:

Desajust de l'amplitud de la modulació (V)	SFDR (dB)	Δ SFDR (dB)
0.3	17.76	-8.54
0.2	20.50	-5.80
0.1	24.27	-2.03
0.05	26.03	-0.27
-0.05	24.58	-1.72
-0.1	22.12	-4.18
-0.2	17.69	-8.61
-0.3	14.25	-12.05

Taula A.7. Resultats de la desadaptació en la modulació de l'etapa moduladora de fase

En tot moment es calcula el SFDR entre la freqüència desplaçada i l'espuri generat a la freqüència contraria (harmònic d'ordre -1). A partir de la taula A.7, es pot veure com el circuit és molt robust front un desajust en l'amplitud del senyal modulador, un error de 0.1V que suposa un error relatiu del 20%, per tant un error molt gran, provoca un deteriorament del SFDR de poc més de 2dB.

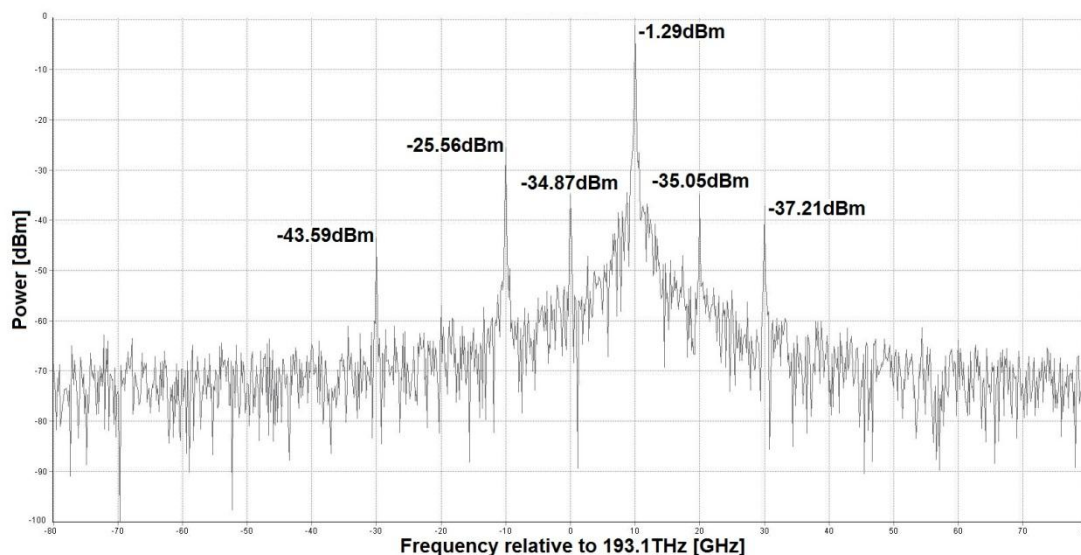


Figura A.8. Espectre de sortida d'un WS de dues branques amb una desadaptació de la modulació de 0.1V en un dels moduladors de fase

En cas de tenir el mateix desajust als dos moduladors de fase el deteriorament del SFDR és aproximadament el doble dels obtinguts a la taula A.7, tot i això, el deteriorament del SFDR seria petit.

- **Modulació d'intensitat dels PM**

Com ja s'ha fet amb les estructures MZ, es realitzarà una simulació per a avaluar l'efecte de la modulació d'intensitat que introduiran els PM de la segona etapa del dispositiu. Per a analitzar aquest efecte s'introdueix un modulador d'intensitat després dels PM de l'etapa moduladora de fase. Els resultats de les simulacions són:

Amplitud de la modulació d'intensitat (dB)	SFDR (dB)	Δ SFDR (dB)
0.05	25.14	-1.16
0.1	24.02	-2.28
0.2	22.14	-4.16
0.3	20.59	-5.71
0.4	19.22	-7.08
0.5	17.99	-8.31

Taula A.8. Resultats de la desadaptació de la modulació d'intensitat dels PM en la segona etapa del WS

Per a aquesta simulació també s'ha calculat el SFDR entre l'harmònic d'ordre -1 i la freqüència òptica desplaçada. Comparant el deteriorament que introdueix aquesta modulació d'intensitat amb la que s'insereix en l'estructura MZ, es pot veure que l'empitjorament del SFDR és menor, per tant, el circuit és més robust respecte a aquest efecte, però, la reducció del SFDR segueix sent prou notable.

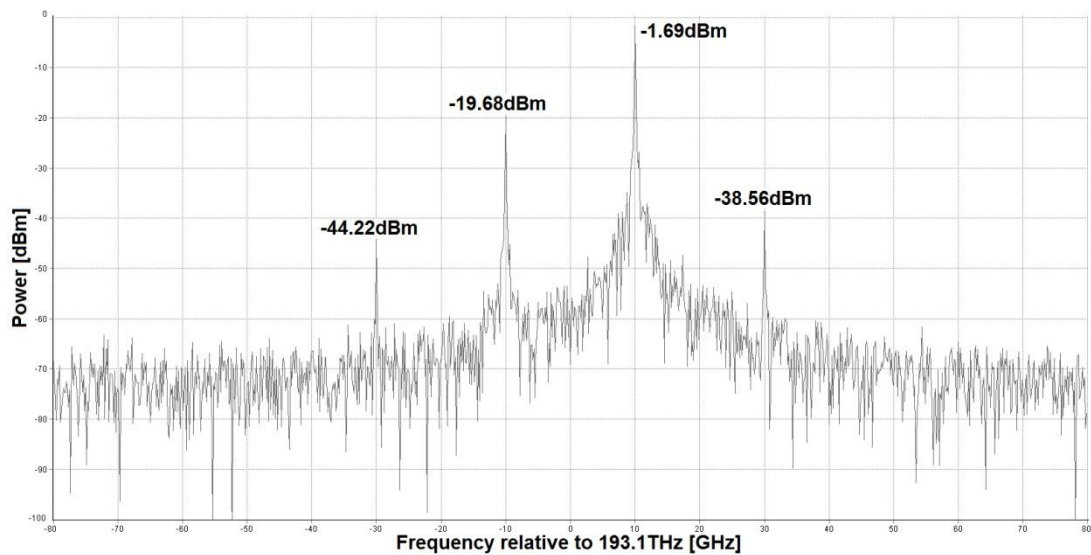


Figura A.9. Espectre de sortida d'un WS de dues branques amb una modulació d'intensitat residual de 0.5dB en la segona etapa del WS

La modulació d'intensitat residual provocada per la modulació de fase de la segona etapa del WS no es podrà evitar ni mitigar, degut a que l'única forma de fer-ho, seria amb la reducció de l'amplitud dels senyals elèctrics moduladors i, per a aquest cas no es poden modificar.

Simulació dels desajustos en el WS de tres branques amb PM

En aquesta part es mostren les diferents simulacions realitzades amb VPI provocant les diferents problemàtiques que es poden tenir en el circuit òptic del WS de tres branques amb PM, per a poder avaluar la seva afectació sobre les prestacions del dispositiu. En les simulacions es mesurarà el SFDR resultant i es calcularà la variació respecte el SFDR de 30.14dB del circuit inicial.

Tal i com s'esmenta en la secció 3.3.1, això es realitza degut a possibles desajustos en les alimentacions elèctriques que es poden tenir i perquè els moduladors de fase que s'utilitzaran introdueixen una atenuació depenent del desfasament introduït, que fan aparèixer diferents desequilibris que poden afectar al funcionament del WS. El circuit de la fig. B.1 (o fig. 3.7) serà l'utilitzat com a punt de partida per a realitzar les simulacions.

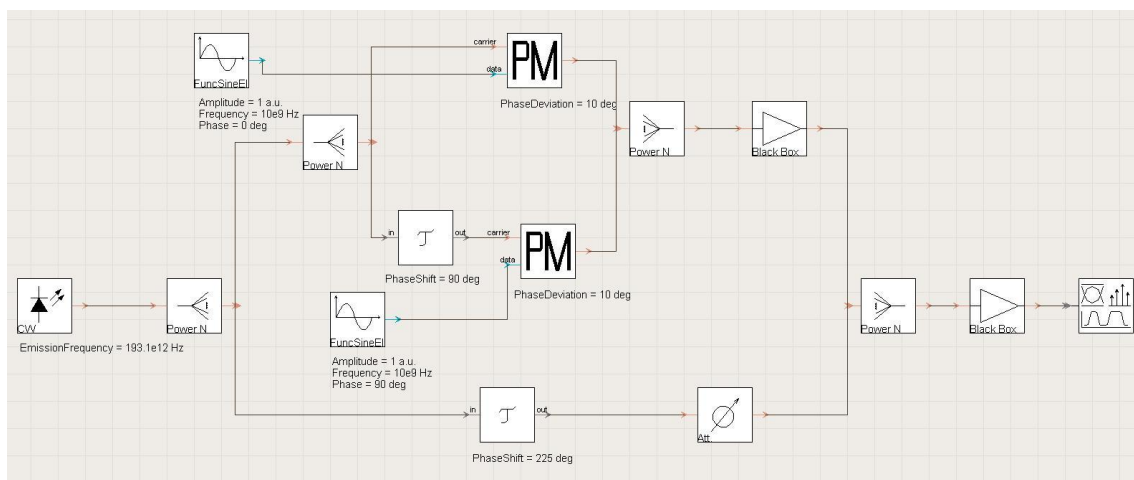


Figura B.1. Dispositiu WS de tres branques amb moduladors de fase modelat amb el VPI

B.1. Desadaptacions en l'estructura MZM

En aquest punt es pretén simular els efectes de desequilibris en l'estructura MZM del WS. Els principals desequilibris que poden aparèixer són en les amplituds, en la diferència de fase, en la modulació de fase introduïda en els braços de l'estructura MZ i la modulació d'amplitud residual produïda pels moduladors de fase. Totes les simulacions es realitzen amb el dispositiu introduint un desplaçament freqüencial negatiu.

- **Desadaptació d'amplitud**

El desequilibri en les amplituds dels dos braços que formen el MZM pot venir donat, per exemple, per l'atenuació introduïda pels PM del MZM. Per a realitzar aquesta simulació s'introdueix un atenuador després del PM d'un dels dos braços de l'estructura MZ de la fig. B.1. A la resta del circuit no s'introdueix cap modificació. Els resultats obtinguts són:

Atenuació (dB)	SFDR (dB)	Δ SFDR (dB)
0.05	29.28	-0.86
0.1	23.48	-6.66
0.2	17.57	-12.57
0.3	14.08	-16.06
0.4	11.60	-18.54
0.5	9.68	-20.46
0.75	6.20	-23.94
1	3.71	-26.43

Taula B.1. Resultats de la desadaptació d'amplitud en el MZM

Dels resultats de la simulació s'ha de tenir en compte que el SFDR es calcula entre el component espectral desplaçat i la freqüència òptica central.

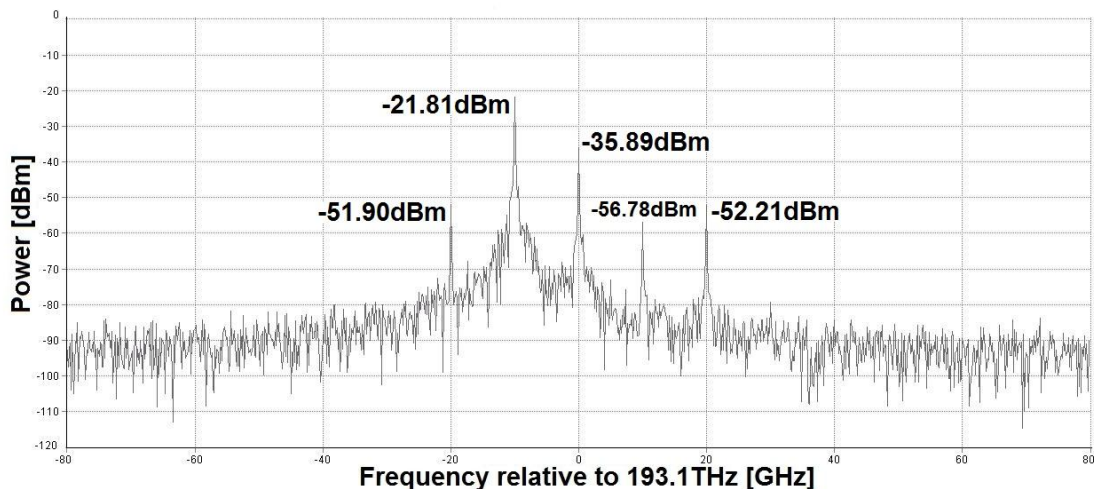


Figura B.2. Espectre de sortida d'un WS de tres branques amb una desadaptació d'amplitud de 0.3dB entre els braços del MZM

S'observa que aquest desequilibri provoca un greu deteriorament del SFDR per a una atenuació petita en un dels braços del MZM, provocant principalment l'aparició de la portadora a la sortida del dispositiu amb un nivell alt de potència quan major sigui el desajust. Així, aquest error impedeix la supressió de la portadora. També provoca l'aparició de l'harmònic d'ordre 1 que idealment és suprimit, el nivell de potència d'aquest espuri està al mateix nivell que els harmònics de segon ordre.

- **Desadaptació de fase**

El desequilibri en la diferència de fase de 90° dels braços del MZM es pot donar si l'alimentació del dispositiu que dona aquesta diferència pateix una variació en la seva alimentació. Els efectes del desajust en la fase són:

Desajust de fase ($^\circ$)	SFDR (dB)	Δ SFDR (dB)
± 3	10.53	-19.61
± 2	14.05	-16.09
± 1	20.06	-10.08
± 0.5	26.04	-4.10
± 0.1	30.14	0

Taula B.2. Resultats de la desadaptació de fase en el MZM

El SFDR calculat a la taula anterior està calculat entre la freqüència desplaçada i la freqüència del senyal portador. A partir dels resultats de la taula, es pot veure que un error de per exemple 1° , que suposa un error relatiu del 1.11% provoca una degradació del SFDR de més de 10dB, per tant el dispositiu és molt sensible a aquest desajust.

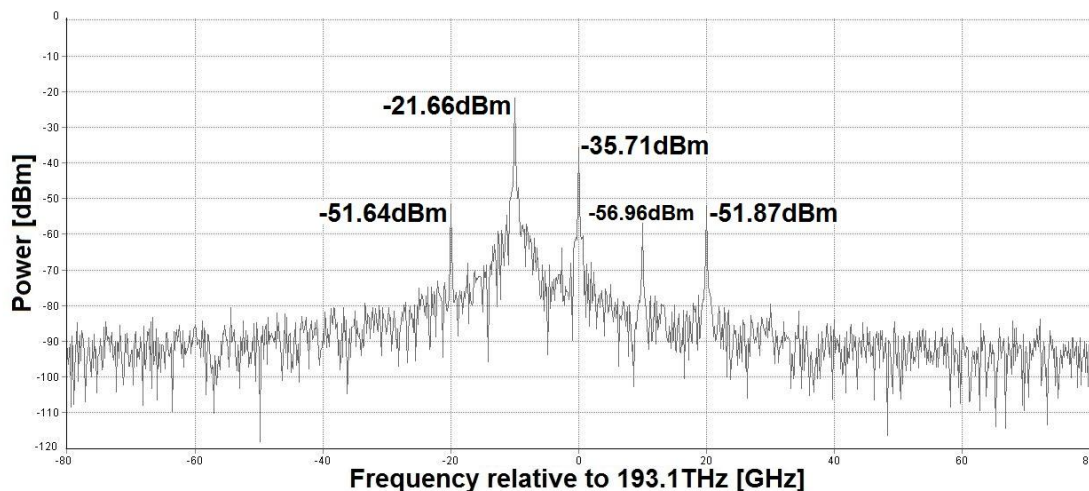


Figura B.3. Espectre de sortida d'un WS de tres branques amb una desadaptació de fase de 2° entre els braços del MZM

A partir de la gràfica es pot veure que aquest desajust provoca uns efectes similars als del desajust en l'amplitud, impedeix que s'assoleixi la supressió de la portadora i també apareix l'harmònic d'ordre 1.

Tant la desadaptació de fase com d'amplitud en el MZM degraden fortament les prestacions del WS, però, aquest empitjorament ve donat per l'aparició de la freqüència d'entrada a la sortida, i com en aquest WS concret la supressió de la portadora s'assoleix mitjançant la tercera branca, aquests desequilibris es podran mitigar mitjançant un reajustament de l'amplitud d'aquesta última branca.

- **Desadaptació en l'amplitud de la modulació de fase**

En aquesta punt es simularà un desajust en l'amplitud de la modulació de fase d'un dels moduladors de fase, aquest desajust pot venir donat per una variació en l'amplitud del senyal elèctric modulador. Únicament s'introduirà el desajust en un dels moduladors, si es fes en els dos, s'estaria modificant el punt de treball del dispositiu. Els resultats obtinguts són:

Desajust de l'amplitud de la modulació de fase (rad)	SFDR (dB)	Δ SFDR (dB)
$\pi/36$ (5°)	14.16	-15.98
$\pi/72$ (2.5°)	19.23	-10.91
$\pi/180$ (1°)	26.52	-3.62
$\pi/360$ (0.5°)	30.14	0
$-\pi/360$ (-0.5°)	30.14	0
$-\pi/180$ (-1°)	25.83	-4.31
$-\pi/72$ (-2.5°)	17.09	-13.05
$-\pi/36$ (-5°)	9.69	-20.45

Taula B.3. Resultats de la desadaptació en la modulació en el MZM

En aquesta simulació el SFDR s'ha calculat entre la freqüència desplaçada útil i l'harmònic d'ordre 1, que es converteix en l'espuri de major amplitud. A partir de la taula B.3, es pot veure com el circuit és lleugerament més robust a una variació de l'amplitud de la modulació de fase d'un dels PM que a un desajust d'amplitud i de fase, per un error de $\pi/180$ rad que suposa un error relatiu del 10% es perden 3dB de SFDR i per un error del 25%, el SFDR es deteriora més de 10dB.

A partir de la fig. B.4 s'observa que amb aquest desajust principalment apareix la freqüència desplaçada contrària a la útil, i la freqüència portadora apareix molt atenuada a la sortida. L'inconvenient d'aquest desajust es que provoca l'aparició d'un espuri que inicialment no es té, per tant, no es pot mitigar mitjançant un reajustament de l'amplitud de la tercera branca com si que es pot fer amb els dos desequilibris analitzats anteriorment.

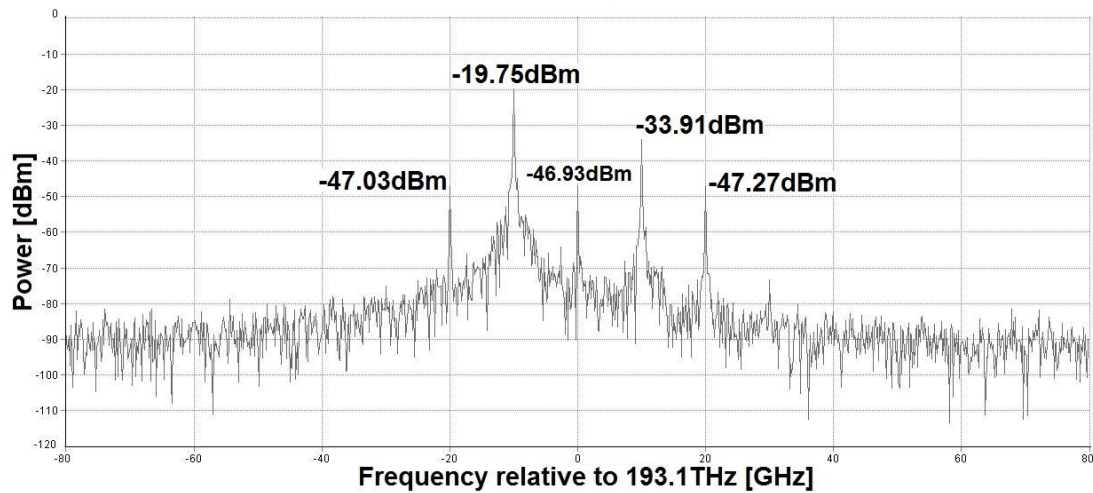


Figura B.4. Espectre de sortida d'un WS de tres branques amb una desadaptació en l'amplitud de la modulació de fase de $\pi/36$ en un dels braços del MZM

- **Modulació d'intensitat dels PM**

En la tecnologia en la qual es dissenyarà el WS de tres branques, els moduladors de fase introdueixen una atenuació depenent del desfasament que provoquen, això implica que quan realitzin una modulació de fase, també inseriran una modulació d'intensitat residual. Per a avaluar aquest efecte s'introduirà un modulador d'intensitat en un dels braços del MZM i s'alimentarà amb un senyal elèctric sinusoidal de mateixa amplitud. Els resultats de les simulacions són:

Amplitud de la modulació d'intensitat (dB)	SFDR (dB)	Δ SFDR (dB)
0.05	30.14	0
0.1	29.91	-0.23
0.2	23.67	-6.47
0.3	20.04	-10.10
0.4	17.50	-12.64
0.5	15.45	-14.69

Taula B.4. Resultats de la desadaptació de la modulació d'intensitat dels PM

El SFDR s'ha mesurat entre el senyal òptic desplaçat útil i l'harmònic d'ordre 1. A partir de la taula anterior, es pot veure clarament com aquest efecte pot degradar notablement les prestacions del WS.

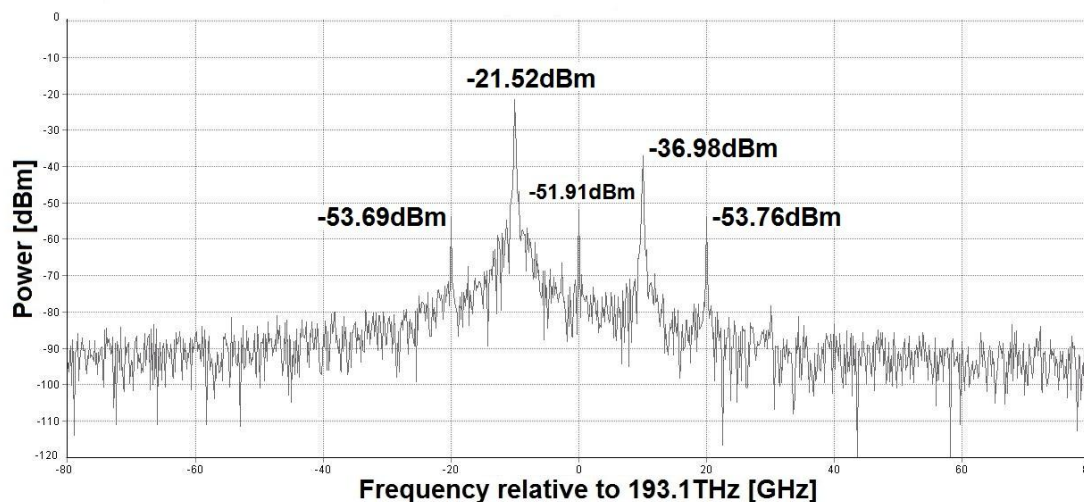


Figura B.5. Espectre de sortida d'un WS de tres branques amb una modulació d'intensitat de 0.5dB en un dels braços del MZM

Es pot veure que l'efecte de la modulació d'intensitat dels PM és similar a una desadaptació d'amplitud en la modulació de fase, en ambdós casos apareix l'harmònic d'ordre 1 que es converteix en el de major amplitud. La principal diferència d'aquest efecte és que no es pot evitar (la resta de desequilibris es poden eliminar amb un bon ajust de les alimentacions de tots els components), ja que va lligat a la modulació de fase. Únicament es pot mitigar si es redueixen les alimentacions dels senyals moduladors i per tant, es fa treballar el dispositiu amb unes modulacions de fase de menor amplitud.

Aquests resultats s'han obtingut únicament introduint el desequilibri en un dels dos braços del MZM quan en realitat es tindrà l'efecte en ambdós, però, en el disseny final el cas que es tindrà és el d'una modulació d'intensitat residual molt petita en un dels braços i una de major amplitud en l'altre, això provoca que la modulació d'intensitat de menor amplitud es pugui menysprear, quedant només aquest efecte en un dels braços.

B.2. Desadaptacions en el WS

En aquest apartat s'analitzaran els efectes de desequilibris d'amplitud i de fase entre el MZM i la tercera branca del WS. Com la tercera branca és l'encarregada de permetre la supressió de la portadora, es pot predir a priori que els efectes provocats per desequilibris es veuran reflectits en l'aparició de la portadora a la sortida del dispositiu. Per a aquest punt, totes les simulacions també es realitzen amb el dispositiu introduint un desplaçament freqüencial negatiu.

- **Desadaptació d'amplitud del WS**

El desequilibri d'amplitud entre el MZM i la tercera branca pot venir donat per un incorrecte ajust de l'amplitud de la tercera branca necessari per al bon funcionament

del WS o per una atenuació addicional que s'introduirà en el desfasament de 225° . Els resultats de la simulació són:

Atenuació (dB)	SFDR (dB)	Δ SFDR (dB)
0.05	26.62	-3.52
0.1	20.63	-9.51
0.2	14.66	-15.48
0.3	11.19	-18.95
0.4	8.74	-21.40
0.5	6.86	-23.28

Taula B.5. Resultats de la desadaptació d'amplitud en el WS

El SFDR s'ha calculat entre el senyal òptic desplaçat i la freqüència portadora. Tal i com es pot apreciar a partir de la taula anterior, un desajust petit en les amplituds provoca que la portadora aparegui amb un nivell de potència molt alt.

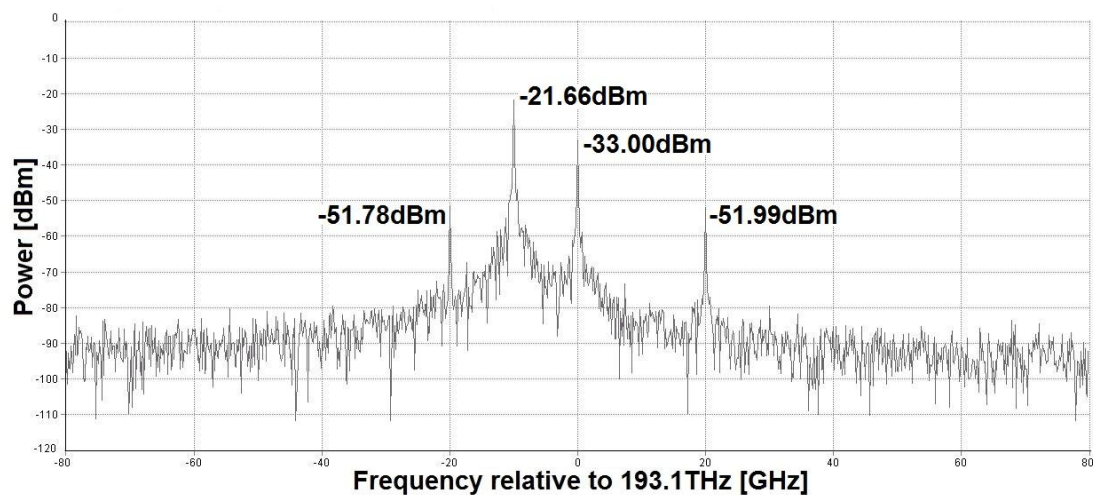


Figura B.6. Espectre de sortida d'un WS de tres branques amb una desadaptació d'amplitud de 0.3dB en el WS

- **Desadaptació de fase en el WS**

En aquest apartat es vol simular els efectes d'un desajust en el desfasament òptic de 225° introduït en la tercera branca del WS. Aquest pot venir donat per una variació en l'alimentació del component que introdueix el desfasament òptic. Els resultats obtinguts són:

Desajust de fase ($^\circ$)	SFDR (dB)	Δ SFDR (dB)
± 3	7.44	-22.70
± 2	10.97	-19.17
± 1	17.00	-13.14
± 0.5	23.05	-7.09
± 0.1	30.14	0

Taula B.6. Resultats de la desadaptació de fase en el WS

Per a un desajust major a 0.5° , el SFDR s'ha calculat entre la freqüència central i la freqüència desplaçada. A partir de la taula anterior es pot veure com el dispositiu és poc robust a desajustos de fase ja que per a un error de 0.5° es perden més de 7dB de SFDR, a més, depenent de quin dispositiu es faci servir per a produir els 225° de desfasament, un error de pocs graus pot equivaldre a un error de pocs milivolts en el senyal d'alimentació.

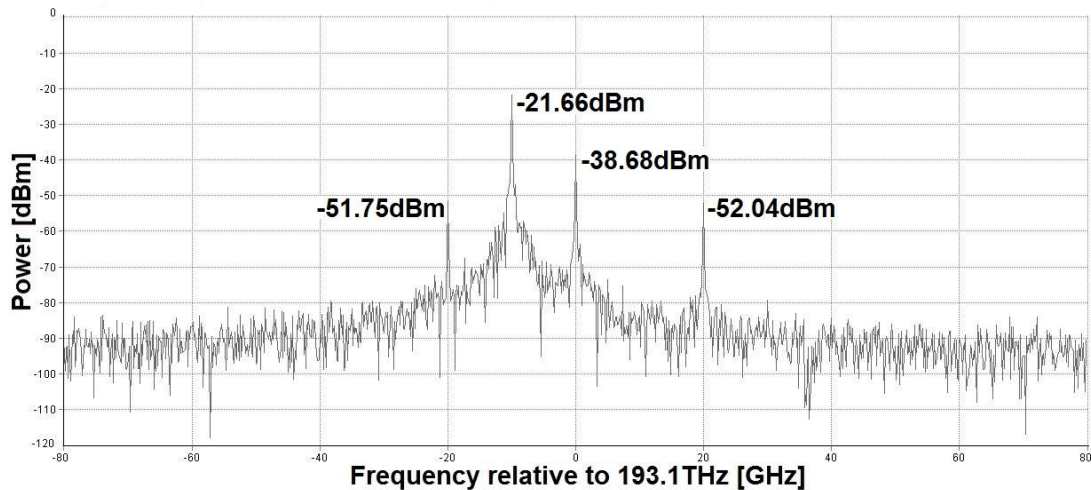


Figura B.7. Espectre de sortida d'un WS de tres branques amb una desadaptació de fase de 1° en el WS

Tal i com s'esperava i s'ha pogut comprovar, els desajustos de fase i d'amplitud provoquen que la freqüència portadora aparegui a la sortida amb un nivell de potència molt alt, per tant, el dispositiu no és gens robust front a aquests desequilibris.

Annex C. Disseny inicial del *wavelength shifter* de dues branques amb moduladors Mach-Zehnder

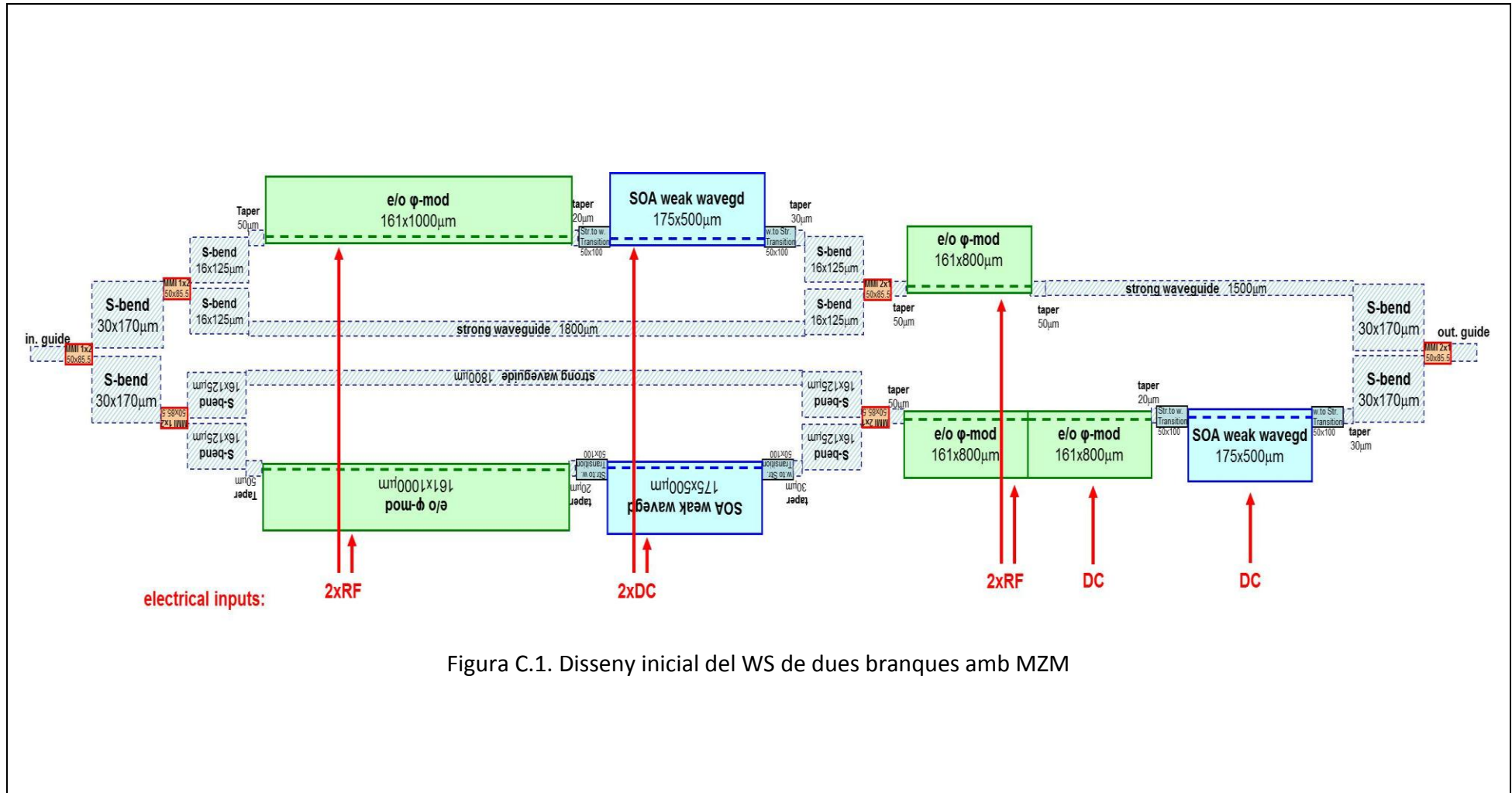


Figura C.1. Disseny inicial del WS de dues branques amb MZM

Annex D. Disseny inicial del *wavelength shifter* de tres branques amb moduladors de fase

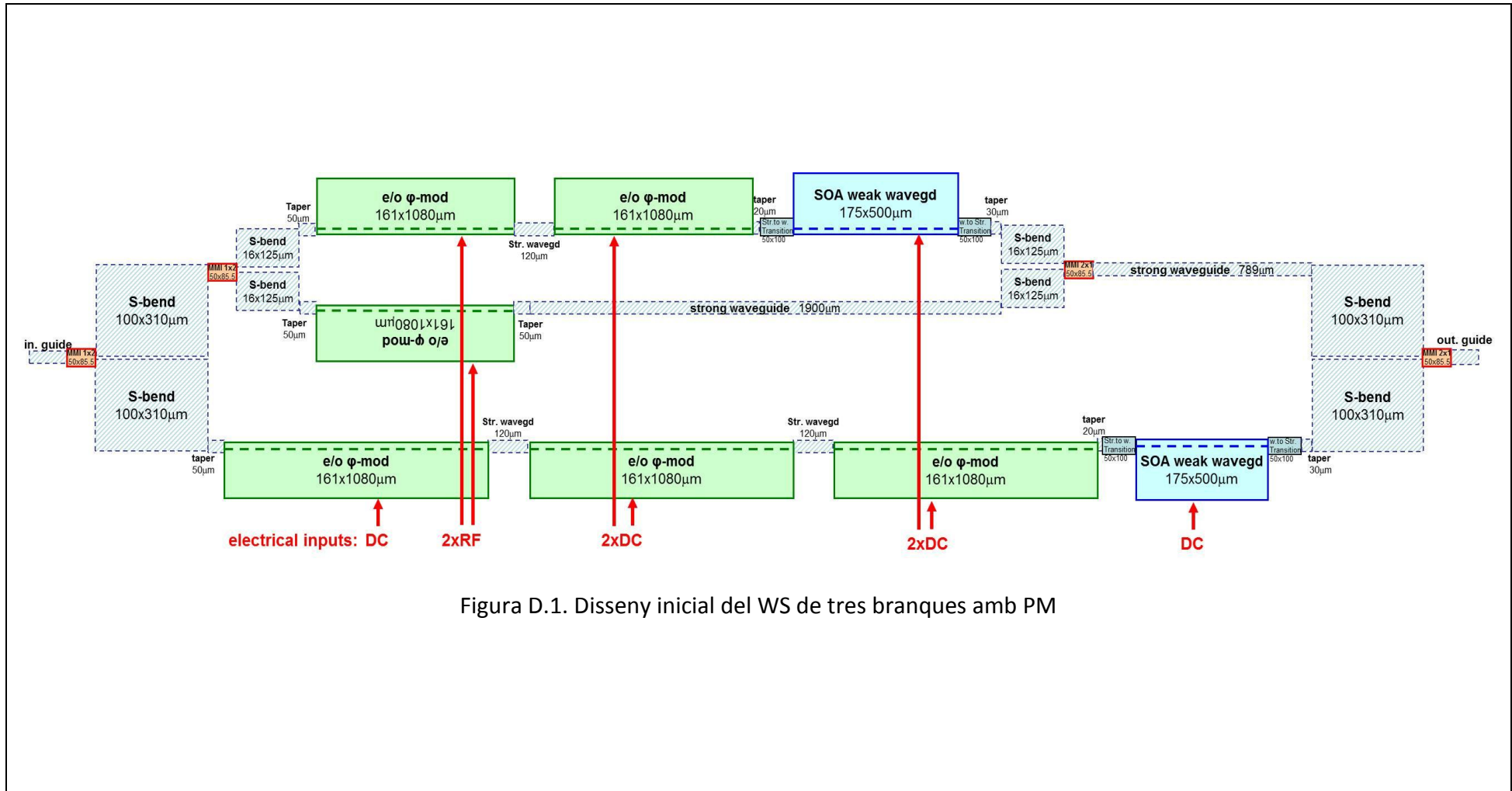


Figura D.1. Disseny inicial del WS de tres branques amb PM

Annex E. Disseny final del *wavelength shifter* de dues branques amb moduladors Mach-Zehnder

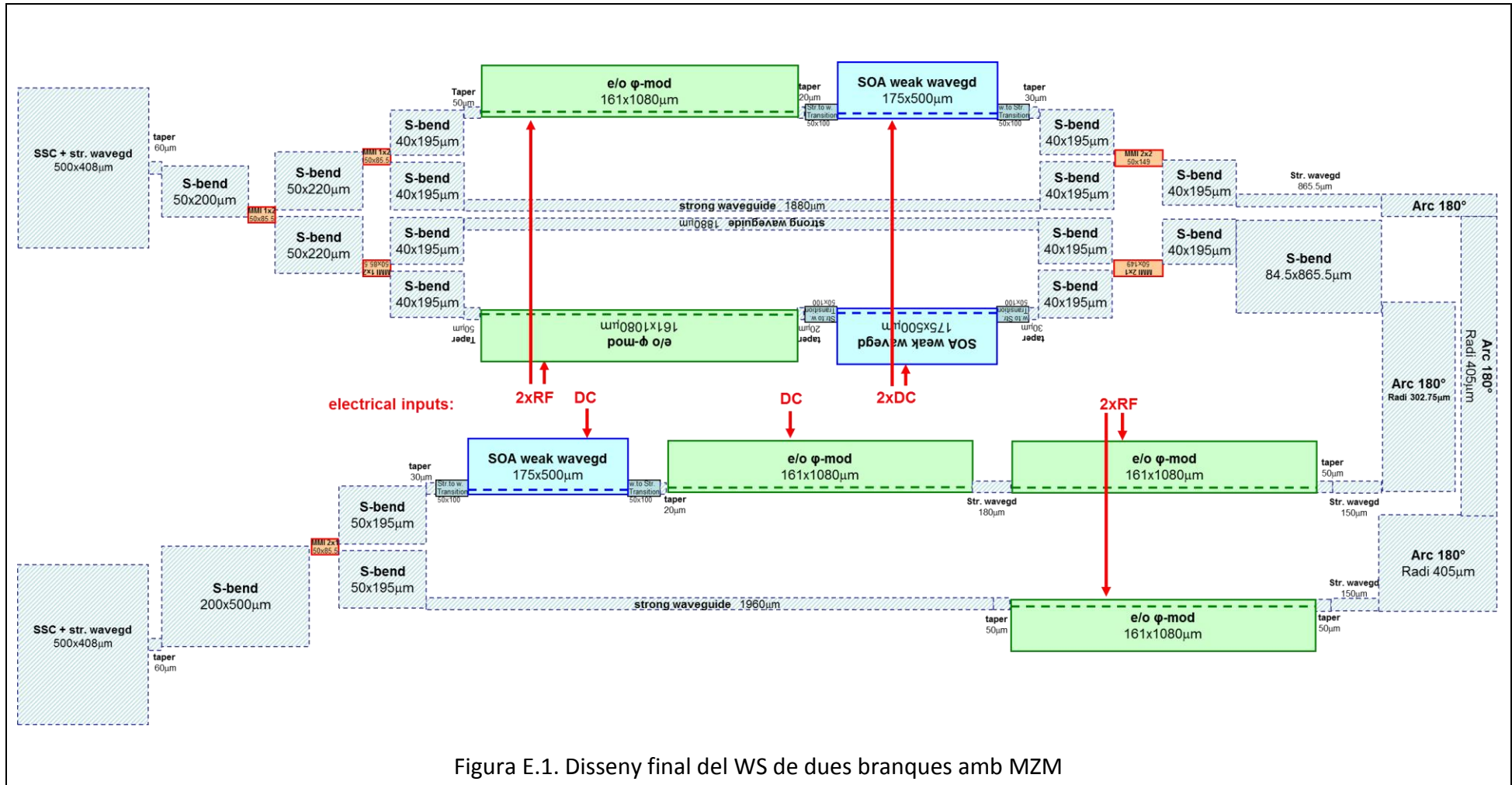
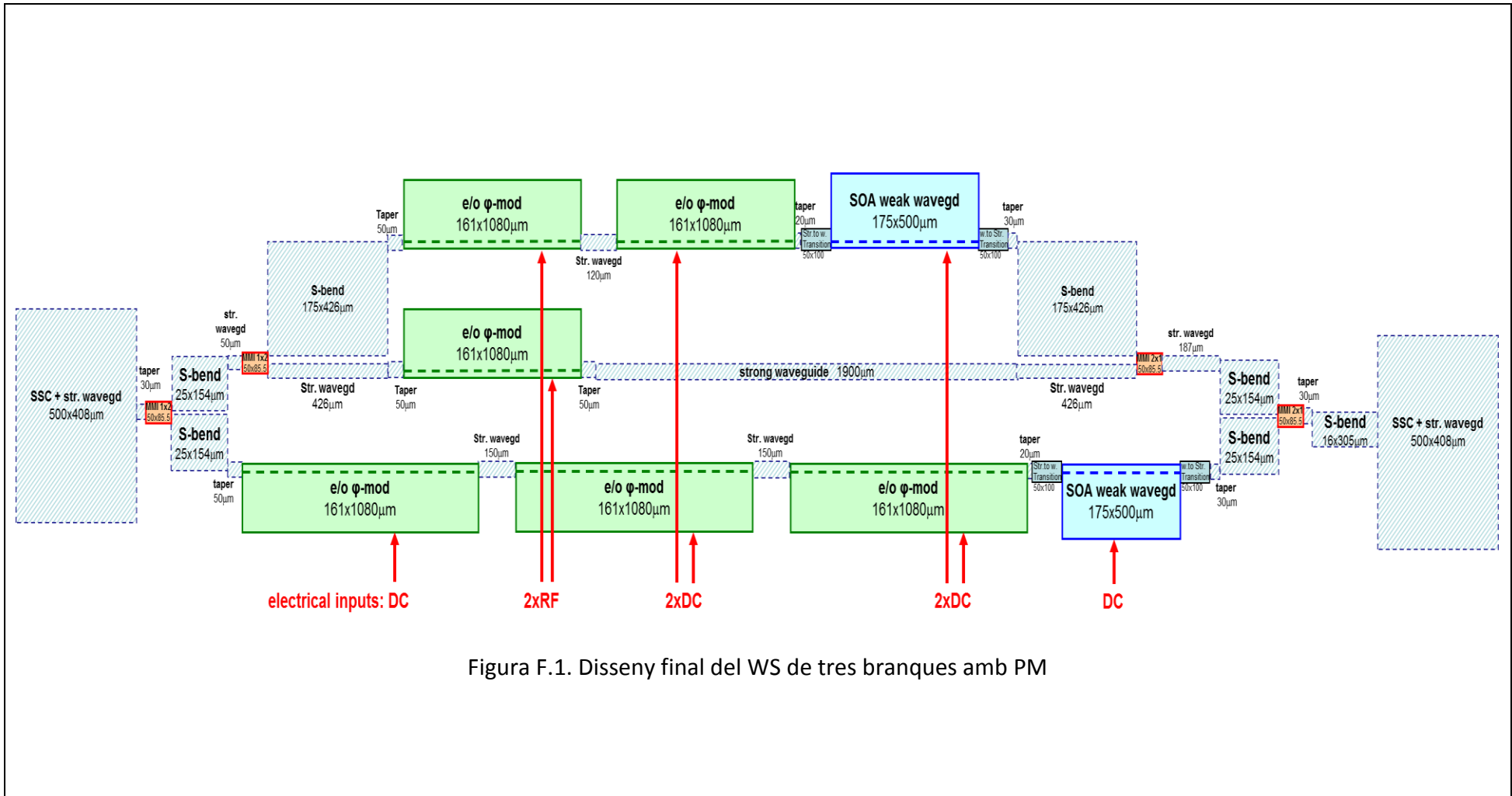


Figura E.1. Disseny final del WS de dues branques amb MZM

Annex F. Disseny final del *wavelength shifter* de tres branques amb moduladors de fase



Annex G. Script de MaskEngineer del *layout* final dels WS

```
/** Basic PARADIGM design file.
 *
 * This file uses MaskEngineer in combination with the PDAFlow
 * to provide the foundry's Design Kit: element libraries and layer information.
 * After you finish your design, press "Start" to generate a set of files
 * (GDS, SPT, etc.) which should be sent to PARADIGM foundries (Oclaro,HHI)
 *
 * This template is orientad at --not-- using a package, but uses the new SSC's
 * and Source (Element/User lib/euroPIC/Active/pxoclStdSource).
 */

// -----
// CLEAR INFO WINDOW
dsp::clearInfoWin();
mask::clearFiles();

// -----
// PARADIGM PDAFLOW
pda::loadSoDll("foundryOclaro");
pda::enableFoundry("OCLARO");
#include @layout;

int nblock=1; //the amount of Oclaro's block you use

string dieMarker = "WS_final";
string maskfilename = "";

//-----
//AUTOMATION
int sketchHorizontally = 0; //1=yes, 0=no
int useDataMatrix = 1; //1=yes,0=SysText
int useGDSViewer = 0; //1=yes,0=Logical viewer
int useDesignRuleCheck = 1; //Export to GDS

// Overrule Topview-menu
docObj.setShowPortOptical(0);
docObj.setShowPortDC(0);
docObj.setShowPortRF(0);
docObj.setShowName(0);

//-----
//DIE PARAMETERS
//DO NOT CHANGE THESE! ONLY FOR EXPERIENCED USERS
oclUnpackagedDieBB(nblock) die;
if(sketchHorizontally) die.place(org->[0,0,-90]);
```

```

else die.place(org->[0,0,0]);
int nSSC=die.setSSCbothSides();
die.setNoptics(nSSC);
die.setSSCAngle(-7.);
//die.placeOnWafer(1);
var block = die.getBlock();
drc::PortAngle(block,"out0",{90.,270.});
double blockL = block.Width, blockW = block.Length;
double padSize=80; //not padBSize which is 120
double padIndent=/* scribeline */30 + /* gap */ 30, padPitch=250.;
// Die marker
die.setFontSize(30);
die.setDataMatrixPixelSize(1);
if(useDataMatrix) die.markerDataMatrix(:dieMarker);
else die.markerText(:dieMarker);

//-----
//PLACE SSC, DC AND RF MANUALLY (not using package)
//SSC
die.ioOptical(0);
die.ioOptical(1);
die.ioOptical(2);
die.ioOptical(3);
die.ioOptical(4);
die.ioOptical(5);
die.ioOptical(6);
die.ioOptical(7);

double diffx=0;
double diffy=0;
double offset=0.08;
mask::CSselect("STRONG_RIDGE");

//
//Three Branch design
//
//MMI d'entrada
ml::oclrStraight(in0->block@out3 : 30.) B3Input;
ml::pxMMI1x2(last : 25,1,1)B3MMI1;
//Tercera branca
ml::pxoclrEOPM(in0->B3MMI1@out0 : 1000,1) B3eopmbott1;
ml::oclrStraight(last : 80.,1.2) B3straight1;
ml::pxoclrEOPM(last : 1000,1) B3eopmbott2;
ml::oclrStraight(last : 80.,1.2) B3straight2;
ml::pxoclrEOPM(last : 1000,1) B3eopmbott3;
ml::oclrWG_SP2WP(last : ) B3WG_SP2WPTB;
ml::pxoclrSOA(last : 500,1,500,50)B3SOAbott;
ml::oclrWG_WP2SP(last : ) B3WG_WP2SPTB;
//MMI de sortida
ml::pxMMI2x1(in0->B3WG_WP2SPTB@out0 : 25,1,1)B3MMI2;

```



```

ml::pxConnectorSine(from->B3MMI2@out0,to->block@out7 :
mask::CSattr("wgWidth"),mask::CSattr("wgWidth"))B3connsine1;
//Modulador Mach-Zehnder
ml::pxMMI1x2(in0->B3MMI1@out1 : 175,1,0)B3MMIM1;
ml::pxoclrEOPM(in0->B3MMIM1@out0 : 1000,0) B3eopmmid1;
ml::pxoclrEOPM(in0->B3MMIM1@out1 : 1000,0) B3eopmup1;
ml::oclrStraight(last : 50.,1.2) B3straightup1;
ml::pxoclrEOPM(last : 1000,0) B3eopmup2;
ml::oclrWG_SP2WP(last: ) B3WG_SP2WPup;
ml::pxoclrSOA(last : 500,0,500,50)B3SOAup;
ml::oclrWG_WP2SP(last : ) B3WG_WP2SPup;
ml::pxMMI2x1(out0->B3MMI2@in1 : 175,1,0)B3MMIM2;
ml::pxConnectorSine(from->B3eopmmid1@out0,to->B3MMIM2@in0 :
mask::CSattr("wgWidth"),mask::CSattr("wgWidth"));
ml::pxConnectorSine(from->B3WG_WP2SPup@out0,to->B3MMIM2@in1 :
mask::CSattr("wgWidth"),mask::CSattr("wgWidth"));

//
//Two branch design
//
//MMI d'entrada
ml::oclrStraight(in0->block@out0 : 60.) B2Input;
ml::pxMMI1x2(in0->B2Input@out0 + [200,-50] : 50,1,1)B2MMI1;
ml::pxConnectorSine(from->B2Input@out0,to->B2MMI1@in0 :
mask::CSattr("wgWidth"),mask::CSattr("wgWidth"));
//Moduladors Mach-Zehnder de la branca superior
ml::pxMMI1x2(in0->B2MMI1@out1 : 40,1,1)B2MMI2;
ml::pxoclrEOPM(in0->B2MMI2@out1 : 1000.0,0) B2EOPMup;
ml::oclrWG_SP2WP(last: ) B2WG_SP2WPup;
ml::pxoclrSOA(last : 500,0,500,50)B2SOAup;
ml::oclrWG_WP2SP(last : ) B2WG_WP2SPup;
ml::pxMMI2x2(in1->B2WG_WP2SPup@out0 : 40,1,1)B2MMI4;
ml::pxConnectorSine(from->B2MMI2@out0,to->B2MMI4@in0 :
mask::CSattr("wgWidth"),mask::CSattr("wgWidth"));
//Modulador Mach-Zehnder de la branca inferior
ml::pxMMI1x2(in0->B2MMI1@out0 : 40,1,1)B2MMI3;
ml::pxoclrEOPM(in0->B2MMI3@out0 : 1000.0,1) B2EOPMbott;
ml::oclrWG_SP2WP(last: ) B2WG_SP2WPbott;
ml::pxoclrSOA(last : 500,1,500,50)B2SOAbott;
ml::oclrWG_WP2SP(last : ) B2WG_WP2SPbott;
ml::pxMMI2x2(in0->B2WG_WP2SPbott@out0 : 40,1,1)B2MMI5;
ml::pxConnectorSine(from->B2MMI3@out1,to->B2MMI5@in1 :
mask::CSattr("wgWidth"),mask::CSattr("wgWidth"));
//MMI de sortida
ml::oclrStraight(in0->block@out2 : 60.) B2Output;
ml::pxMMI1x2(in0->B2Output@out0 + [500,+200] : 50,1,1)B2MMI6;
ml::pxConnectorSine(from->B2Output@out0,to->B2MMI6@in0 :
mask::CSattr("wgWidth"),mask::CSattr("wgWidth"));
//Branca superior de la segona etapa
ml::oclrWG_SP2WP(in0->B2MMI6@out1: ) B2SP2WPoutup;

```

```

ml::pxoclrSOA(last : 500,0,500,50)B2SOAoutup;
ml::oclrWG_WP2SP(last : ) B2WP2SPoutup;
ml::pxoclrEOPM(last : 1000.0,0) B2EOPMoutup1;
ml::oclrStraight(last : 120.,1.2) B2straightoutup ;
ml::pxoclrEOPM(last : 1000.0,0) B2eopmoutup2;
ml::oclrStraight(last : 200,1.5) B2straightoutup2;
//Branca inferior de la segona etapa
var vectorDiff_gen = ml::diffPort(B2MMI6@out0, B2straightoutup@out0);
diffx = abs(vectorDiff_gen.x);
ml::oclrStraight(in0->B2MMI6@out0 : diffx-20,1.5) B2straightoutbott;
ml::pxoclrEOPM(last : 1000.0,1) B2eopmoutbott;
ml::oclrStraight(last : 200,1.5) B2straightoutbott2;
//Arcs que connecten els moduladors Mach-Zehnder amb la segona etapa
vectorDiff_gen = ml::diffPort(B2straightoutbott2@out0, B2MMI4@out0);
diffy = abs(vectorDiff_gen.y);
ml::pxArc(in0->B2straightoutbott2@out0 + [0,offset] : 180,diffy/2,mask::CSattr("wgWidth"))
B2arcouter;
ml::pxConnectorSine(from->B2arcouter@out0 - [0,offset],to->B2MMI4@out0 :
mask::CSattr("wgWidth"),mask::CSattr("wgWidth"));ml::pxConnectorSine(from->block@out4,to-
>B2MMI4@out1 : mask::CSattr("wgWidth"),mask::CSattr("wgWidth"));
vectorDiff_gen = ml::diffPort(B2straightoutup2@out0, B2MMI5@out0);
diffy = abs(vectorDiff_gen.y);
ml::pxArc(in0->B2straightoutup2@out0 + [0,offset] : 180,diffy/2,mask::CSattr("wgWidth")) B2arcinner;
ml::pxConnectorSine(from->B2arcinner@out0 - [0,offset],to->B2MMI5@out1 :
mask::CSattr("wgWidth"),mask::CSattr("wgWidth"));ml::pxArc(in0->B2MMI5@out0 - [0,offset] : -
180,diffy/4,mask::CSattr("wgWidth")) Barcmonitor;ml::pxConnectorSine(from->block@out1,to-
>Barcmonitor@out0 + [0,offset] : mask::CSattr("wgWidth"),mask::CSattr("wgWidth"));

// -----
// DESIGN RULE CHECK AND EXPORT TO GDS
//DO NOT CHANGE THESE! ONLY FOR EXPERIENCED USERS
if(useGDSViewer) mask::view(GDSII,true,None,true);
else mask::view(Logical,false,None,false);
techOCLR.setTopCoating("AR"); // select AR, RR or HR
techOCLR.setBottomCoating("AR");
if(useDesignRuleCheck){exportFoundryPackage(maskfilename);}

```

Publicació en 16th European Conference on Integrated Optics and Technical Exhibition, ECIO 2012, April 18-20, Sitges, Barcelona.

Paper 193:

“InP Wavelength Shifter Designs for Colourless User Terminals in Passive Optical Networks”

J.A.Lazaro; V.Solè; A.Wonfor; B.Schrenk



InP Wavelength Shifter Designs for Colorless User Terminals in Passive Optical Networks

Jose A. Lazaro, Victor Solé

Dept. of Signal Theory and Communications (TSC)
UPC – Universitat Politècnica de Catalunya
Barcelona, Spain
jose.lazaro@tsc.upc.edu

Adrian Wonfor

Engineering Department
Centre for Photonic Systems, University of Cambridge
Cambridge, United Kingdom

Bernhard Schrenk

Dept. of Electrical and Computer Engineering
National Technical University of Athens
Athens, Greece

Abstract—Wavelength shifters (WS) are proposed for Rayleigh backscattering mitigation in bidirectional centralized light passive optical networks (PONs). A dual-arm WS is proposed as it requires simpler driving-signals. InP integration allows compact lossless WS design.

Keywords: *electro-optic modulation; frequency conversion; optical fiber communication; Indium Phosphide (InP)*

I. INTRODUCTION

Providing a broadband access connection to final users has been the objective of telecommunication operators during recent years. Nevertheless, fiber deployment closer to the customer was not considered the most cost-effective option until 2005-2007 [1]. Since then, progress in optical technologies, bringing down the component and system cost, coupled with broad-bandwidth demands from triple-play and new services, have been motivating telecommunication companies and cable system operators to deploy a full set of Fiber-To-The-Home architectures (FTTH). Taking into account also energy consumption trends, telecommunication companies are proposing FTTH architectures with minimized consumption, where, Passive Optical Networks (PON) and especially next generation Wavelength De/Multiplexing (WDM) PONs are showing higher power efficiency [2].

User Terminal subsystems are key for the deployment of future access networks, as they have a significant impact on the CapEx, requiring simplicity and cost and energy efficiency for the ONU of the user terminal equipment. In order to fulfill this requirement, wavelength agnostic Optical Network Units (ONU) have been proposed, so that the same device can be used by all the users in the network, providing mass production cost reductions, even for WDM-PONs. One step beyond this is the use of only one fiber per ONU with the same wavelength for upstream and downstream, as preferred by many operators for deployment and installation cost reduction. However, the Rayleigh Backscattering (RB) effect, caused by the intrinsic inhomogeneity of the fiber, introduces a serious limitation in the link performance [3]. Essentially, the RB generated by the

upstream (downstream) propagation of the optical signal along the transmission fiber at the upstream (downstream) optical signal interferes with the downstream (upstream) signal if both downstream and upstream are transmitted at the same wavelength.

Several techniques have been proposed for reducing the impact of the RB, based on reducing the overlap between the RB and the signals as in [4], nevertheless, the overlap present between the RB and the signal is reduced but not completely removed. Alternatively, producing a wavelength shift at the ONU over the received downstream carrier to generate a displaced wavelength for upstream data remodulation reduces the RB interference by avoiding the beating between the upstream signal and the scattering at the OLT receiver. In literature, several implementations have been proposed so far, the best using 4-arm LiNbO₃ Mach-Zehnder modulator (MZM) structures [5]. To our knowledge no wavelength shifter (WS) has been implemented in InP for providing a compact ONU compatible with cost and energy consumption requirement in PON networks.

II. DESCRIPTION OF THE WAVELENGTH SHIFTER FUNCTIONALITY AND REQUIRED DRIVE SIGNALS

A. General description of the functionality

The targeted functionality of the wavelength shifter involves generating a frequency shift of the incoming wavelength by single side band modulation. The simplest configuration from the point of view of the device structure required for producing a wavelength shifting of the incoming signal is just a device having the capability to generate phase modulation. For example, a simple reflective semiconductor optical amplifier (RSOA) has been used for generating a wavelength shifting of 2.5GHz even using a RSOA with 1GHz bandwidth by applying a sawtooth electrical signal of 2.5GHz, thanks to the chirp-induced phase modulation of the RSOA [6]. Though this has achieved a moderate wavelength shifting of 2.5GHz, this displacement is enough for allowing a Rayleigh Backscattering effect mitigation of 5 dB [6].

The main limitation of this approach using the simplest device structure of a single waveguide able to generate a phase modulation is that it requires a very wideband electrical amplifier with enough output power to achieve twice the voltage V_π for the phase modulator [7]. Thus the simplest optical implementation also has the most stringent electrical requirements. This has motivated a further analysis of more complex structures, but mitigating the requirements for the electrical driving signals, as will be described in the next section.

B. Dual-arm modulator based wavelength shifter

The next step in complexity for the wavelength shifter device was considering a dual-arm modulator application-specific optical integrated circuit (ASPIC) as shown in Fig 1.

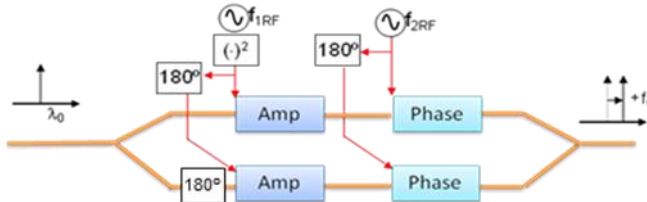


Fig 1: Functional description of the application-specific optical integrated circuit for wavelength shifting based in a Mach-Zehnder modulator, also showing the driving signals for the phase and amplitude (Amp) modulators.

A previous publication [8] analyzes best trade-off considering the performance of the wavelength shifter, measured as spurious free dynamic range (SFDR), and the required electro-optical bandwidth, showing that theoretically a SFDR higher than 35 dB can be obtained by proper synchronization of a tone and its harmonic [8].

C. Triple-arm based wavelength shifter

The requirements for the driving signals can be further

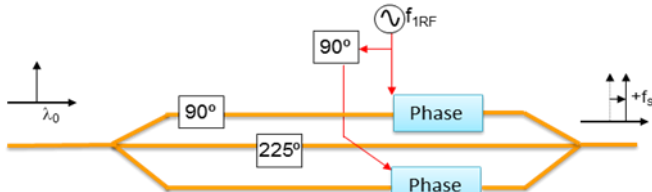


Fig 2: Functional description of the ASPIC for wavelength shifting based in a 3 arms structure, and required driving signals.

reduced by using a slightly more complex ASPIC based on a 3-arm structure as shown in Fig 2. In this case a single tone and appropriate adjustment of electrical and optical phases can also provide a proper wavelength shift of the incoming wavelength.

The triple-arm based wavelength shifter shown in Fig 2 does not include the extra elements that could be required as a variable attenuator driven by a bias current for adjusting the appropriate splitting ratio of the input signal into the 3 arms.

III. ASPIC DESIGN IN INP TECHNOLOGY

The specific ASPIC design depends strongly on the technology platform. We will describe the specific design achieved using the design manual developed by the European project "Photonic Advanced Research And Development for

Integrated Generic Manufacturing" (PARADIGM). As described by the title of the project, it aims to provide a generic platform technology for reducing the cost of design, development and manufacturing of ASPICs. In order to do this, a set of basic generic modules are provided. Making use of these building blocks a specific design of the double-arm wavelength shifter is shown in Fig 3, including: strong confinement passive waveguides for input/output and S-bends; SOA weak waveguides; electro-optical phase modulator (φ -mod in Fig 3), several multi-mode interference (MMI) structures as 2:1 and 1:2 power splitters and input/output spot

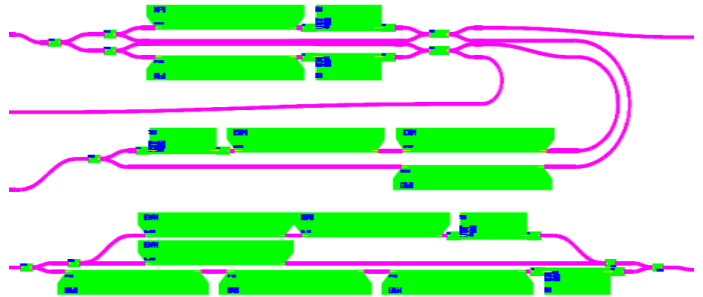


Fig 3: GDS view of the dual-arm (top) and triple-arm (bottom) wavelength shifter corresponding to the functional descriptions of Fig 1 and Fig 2.

size converters for improved coupling.

The layout shown in Fig 3 shows that the implementation of the triple-arm wavelength shifter, though initially more complex, leads finally to a more compact final design.

ACKNOWLEDGMENT

J.A. Lazaro thanks to Prof. Rosa M. Fernandez and Sergio Zarza of the Dept. of Signal Theory and Communications of the UPC for their technical support and fruitful discussions.

REFERENCES

- [1] T. S. El-Bawab, "FTTx: The Rise of Broadband Optical Access" Globecom Workshops, 26-30 Nov. Washington, DC, U.S.A., 2007.
- [2] A. Lovric et al, "Power Efficiency of SARDANA and Other Long-Reach Optical Access Networks", ONDM'11, S5-2, 2011.
- [3] P. Gysel and R. K. Staubli, "Statistical properties of Rayleigh backscattering in single-mode fibers," J. Lightw. Technol., vol. 8, no. 4, pp. 561-567 (1990).
- [4] J. A. Lazaro, C. Arellano, V. Polo, and J. Prat, "Rayleigh scattering reduction by means of optical frequency dithering in passive optical networks with remotely seeded ONUs" IEEE Photon. Technol. Lett. vol. 19, no. 2, pp 64-66 (2007)
- [5] S. Shimotsu, M. Izutsu, T. Kawanishi, S. Oikawa, and M. Sasaki "Wideband frequency conversion with LiNbO3 optical single-sideband modulator" in Optical Fiber Communication Conference 2001, wk3-2.
- [6] M. Omella, P. Chanclou, J. A. Lazaro, J. Prat, "RSOA as a Sawtooth Generator for Rayleigh Backscattering Effect Mitigation", in European Conference in Optical Communication Conference 2010, Mo.1.B.5.
- [7] I. Y. Poberezhskiy et al., "Serrrodyne frequency translation of continuous optical signals using ultrawide-band electrical sawtooth waveforms," IEEE J. Quantum Electr., vol. 41, no. 12, pp. 1533-1538, Dec. 2005.
- [8] M. Omella, J. A. Lazaro, V. Polo, J. Prat, "Driving Requirements for Wavelength Shifting in Colorless ONU With Dual-Arm Modulator", J. Lightw. Technol., vol. 27, no. 17, pp. 3912-3918 (2009)

[Arellano07] Arellano, C. *Investigation of Reflective Optical Network Units for Bidirectional Passive Optical Access Networks*. Tesi doctoral, Universitat Politècnica de Catalunya, Departament de Teoria del Senyal i Comunicacions, Juny de 2007

[Chen07] Chen, H. *Development of an 80 Gbit/s InP-based Mach-Zehnder Modulator*. Tesis doctoral, Universitat Tècnica de Berlín (*Technische Universität Berlin*), Octubre de 2007

[Doerr07] Doerr, C. R; Zhang, L; Winzer, P. J; Sinsky J. H; Adamiecki, A. L; Sauer, N. J; Raybon, G. *Compact High-Speed InP DQPSK Modulator*. IEEE Photonics Technology Letters, vol. 19, no.5, pàgs. 1184-1186, Agost de 2007

[Ecse-Web] Tutorial MQW de l'Institut Politècnic de Rensselaer (*Rensselaer Polytechnic Institute*). <http://www.ecse.rpi.edu/~schubert/Course-ECSE-6290%20SDM-2/1%20QWs%20MQWs%20and%20SLs.pdf>, 2012

[Fariás05] Fariás, D. A; Eckstein, J. N. *Dynamic Electrooptic Frequency Shifter for Pulsed Light Signals*. IEEE Journal of Quantum Electronics, vol. 41, no. 1, pàgs. 94-99, Gener de 2005

[Ferguson02] Ferguson, A; Clements, S; Iezekiel, S; Pollard, R; Snowden, C. *Design of Deep-Etched, AlGaAs/GaAs Optical Waveguides with Reduced Fabrication Tolerance Sensitivity*. High Frequency Postgraduate Student Colloquium, 2002

[Infinera-WhitePaper] *Photonic Integrated Circuits: A Technology and Application Primer*. White Paper, Infinera Corporation, 2005

[Izutsu81] Izutsu, M; Shikama, S; Sueta, T. *Integrated Optical SSB Modulator/Frequency Shifter*. IEEE Journal of Quantum Electronics, vol. QE-17, no. 11, pàgs. 2225-2227, Novembre de 1981

[Johnson10] Johnson, D. M. S; Hogan, J. M; Chiow, S. -w; Kasevich, M. A. *Broadband optical serrodyne frequency shifting*. Optics Letters, vol. 35, no. 5, pàgs. 745-747, Març de 2010

[Lázaro07] Lázaro, J. A; Arellano, C; Polo, V; Prat, J. *Rayleigh Scattering Reduction by Means of Optical Frequency Dithering in Passive Optical Networks With Remotely Seeded ONUs*. IEEE Photonics Technology Letters, vol. 19, no. 2, pàgs. 64-66, Gener de 2007

[Lotspeich86] Lotspeich, J. F. *Improved Electrode Geometry for Electrooptic Frequency Translation in a Channel Waveguide*. Journal of Lightwave Technology, vol. LT-4, no. 5, pàgs. 481-489, Maig de 1986

[MaskEngineer-Manual] *User Manual Phoenix Software: MaskEngineer*. Phoenix Software, Setembre de 2011

[Mizuno04] Mizuno, T; Hida, Y; Kitoh, T; Kohtoku, M; Oguma, M; Inoue, Y; Hibino, Y. *12.5-GHz Spacing Compact and Low-Loss Interleave Filter Using 1.5% Δ Silica-Based Waveguide*. IEEE Photonics Technology Letters, vol. 16, no. 11, pàgs. 2484-2486, Novembre de 2004

[Okamoto06] Okamoto, K. *Fundamentals of Optical Waveguides*. Segona edició, Oxford: Elsevier, 2006

[Omella09] Omella, M; Lázaro, J. A; Polo, V; Prat, J. *Driving Requirements for Wavelength Shifting in Colorless ONU With Dual-Arm Modulator*. Journal of Lightwave Technology, vol. 27, no. 17, pàgs. 3912-3918, Setembre de 2009

[Omella10] Omella, M. *New Generation FTTH ONU and OLT Design for Upstream Transmission in WDM PON Including Optimized Combination of Electronics and Optics*. Tesi doctoral, Universitat Politècnica de Catalunya, Departament de Teoria del Senyal i Comunicacions, 2010

[PARADIGM-Manual.v1] *Platform: Design Manual*. Projecte PARADIGM, versió 1, Maig de 2011

[PARADIGM-Manual.v2] *Platform: Design Manual*. Projecte PARADIGM, versió 2, Novembre de 2011

[PARADIGM-Web] Pàgina Web del projecte PARADIGM. <http://paradigm.jepix.eu>. 2012

[Payoux07] Payoux, F; Chanclou, P; Genay, N. *WDM-PON with colorless ONUs*. Optical Fiber Communication Conference OFC'07, Març de 2007

[PicWave-Manual] *PicWave*. Photon Design, versió 4, 2011

[Poberezhskiy05] Poberezhskiy, I. Y; Bortnik, B; Chou, J; Jalali, B; Fetterman, H. R. *Serrodyne Frequency Translation of Continuous Optical Signals Using Ultrawide-band Electrical Sawtooth Waveforms*. IEEE Journal of Quantum Electronics, vol. 41, no. 12, pàgs 1533-1539, Desembre de 2005

[Reade-Web] Empresa Reade. <http://www.reade.com/products/36-phosphide-compounds-powder/261-indium-phosphide-indiumiii-phosphide-inp-indium-phosphide-crystalline-indium-phosphide-lump-indium-phosphide-pieces-cas22398-80-7>. 2012

- [Saleh07] Saleh, B. E. A; Teich, M. C. *Fundamental of Photonics*. Segona edició, New Jersey: John Wiley, 2007
- [SankenOpto-Web] Empresa Sanken Optoelectronics. <http://www.sanken-opto.com/inp-materials.html>. 2012
- [Seimetz04] Seimetz, M. *Bidirectional Transmission for Optical Access Networks and Conventional Techniques and Novel Alternatives*. Networks & Optical Communications Conference NOC'04, pàgs 170-179, Juny 2004
- [Shimotsu01] Shimotsu, S; Izutsu, M; Kawanishi, T; Oikawa, S; Sasaki, M. *Wideband frequency conversion with LiNbO₃ optical single-sideband modulator*. Optical Fiber Communication Conference OFC'01, vol. 3, Març de 2001
- [Soares06] Soares, F. M. *Photonic Integrated True-Time-Delay Beamformers in InP Technology*. Tesi doctoral. Universitat Tècnica d'Eindhoven (*Technische Universiteit Eindhoven*), Setembre de 2006
- [Soldano95] Soldano, L. B; Pennings, E. C. M. *Optical Multi-Mode Interference Devices based on Self-Imaging: Principles and Applications*. Journal of Lightwave Technology, vol. 13, no. 4, Abril de 1995
- [Wang10] Wang, C. H; Chow, C. W; Yeh, C. H; Wu, C. L; Chi, S; Lin C. *Rayleigh Noise Mitigation Using Single-Sideband Modulation Generated by a Dual-Parallel MZM for Carrier Distributed PON*. IEEE Photonics Technology Letters, vol. 22, no. 11, pàgs. 820-822, Juny de 2010