

RÉPUBLIQUE DU CAMEROUN

Paix – Travail – Patrie

UNIVERSITÉ DE YAOUNDÉ I

ÉCOLE NORMALE SUPÉRIEURE

DÉPARTEMENT DE PHYSIQUE



REPUBLIC OF CAMEROON

Peace – Work – Fatherland

THE UNIVERSITY OF YAOUNDE I

HIGHER TEACHER TRAINING
COLLEGE

DEPARTMENT OF PHYSICS

THÈME :

***CONCEPTION NUMÉRIQUE D'UN SYSTÈME
ÉLECTRONIQUE D'ASSERVISSEMENT D'UN MACH-
ZEHNDER POUR LA MODULATION DSB-CS DANS LES
LIAISONS DES TÉLÉCOMMUNICATIONS OPTIQUES***

Mémoire soutenu en vue de l'obtention d'un
Diplôme de Professeur de l'Enseignement Secondaire
Deuxième grade (DI.P.E.S II)

Option : PHYSIQUE

Présenté par :

NIMPA KEMEKONG Fabrice

MATRICULE 11Y761

Professeur des Collèges de l'Enseignement Général
Licencié en physique

Encadré par :

Pr ATANGANA Jacques
Maître de Conférences

Année académique 2015/2016

DÉDICACE

À mes parents **YONTA** et **NDOGHO Thérèse**.

REMERCIEMENTS

★ Je remercie **DIEU** de m'avoir guidé au cours de ma formation et de m'avoir permis de réaliser ce document ;

★ Je remercie le Professeur **ATANGANA Jacques** pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de m'encadrer ;

★ Je remercie, pour avoir participé à ma formation, tous les Enseignants des Départements de Physique, Chimie, Mathématique, Sciences de l'Éducation et Anglais de l'Université de Yaoundé I et de l'École Normale Supérieure de Yaoundé en particulier ;

★ Je dis merci à tous les Membres du Jury d'avoir accepté de juger mon travail ;

★ Je remercie tous mes amis et toute personne ayant contribué de près ou de loin à la réussite de ce travail.

Table des matières

DÉDICACE	1
REMERCIEMENTS	1
Table de matières	2
RÉSUMÉ	5
ABSTRACT	6
Liste des abréviations	7
Table des figures	8
Liste des tableaux	10
INTRODUCTION GÉNÉRALE	11
1 Généralités sur les systèmes asservis	13
1.1 Rappel sur les systèmes	13
1.1.1 Définitions	13
1.1.2 La commande	14
1.1.3 Système en boucle ouverte	14
1.2 Le système asservi	14
1.2.1 Définition et principe	15
1.2.2 Schéma général	16
1.2.3 Caractéristiques d'un système asservi	16
1.2.4 Le correcteur	19
1.3 Traitement optique du signal	19
1.3.1 Principe de la modulation optique	19

1.3.2	Les types de modulations optiques	20
1.4	Le Mach-Zehnder	21
1.4.1	Principe de fonctionnement	21
1.4.2	Présentation et caractéristique d'un Mach-Zehnder	22
1.4.3	Point de fonctionnement du Mach-Zehnder	23
1.4.4	Dérive du point de fonctionnement du Mach-Zehnder	26
2	Méthode d'asservissement d'un Mach-Zehnder pour la modulation DSB- CS	30
2.1	Matériel utile pour le processus	30
2.2	Schéma structural du système complet	31
2.2.1	Principe de la correction	31
2.2.2	Traitement du signal	33
2.3	Étude théorique du système	34
2.3.1	Choix des correcteurs	34
2.3.2	Étude de la stabilité	34
2.3.3	Étude de la précision	36
2.3.4	Le contrôle de la polarisation	37
2.3.5	Réglage du filtre et des correcteurs	38
2.4	Le logiciel ADS	40
2.4.1	Identification des éléments	40
2.4.2	Méthode d'entrée des paramètres	40
2.4.3	Principe du montage d'un système	42
2.4.4	Exemples de modèles d'appareils	44
2.5	Principe et analogie pour la simulation sous ADS	45
2.5.1	Schémas électroniques des systèmes de correction et de filtrage	45
2.5.2	Les paramètres de la simulation sous ADS	46
2.5.3	Le modèle de l'ensemble « Diode LASER+MZ+Coupleur optique+Photodiode »	47
3	Application de la méthode de simulation sous ADS pour la conception numérique d'un système d'asservissement d'un Mach-Zehnder pour la mo- dulation DSB-CS	50
3.1	But de la conception	50
3.2	Principe structural	51
3.3	Application	51
3.3.1	Cas du correcteur P	51

TABLE DES MATIÈRES	5
3.3.2 Cas du correcteur PI	56
3.4 Résultats globaux	60
IMPLICATIONS PÉDAGOGIQUES	62
CONCLUSION GÉNÉRALE ET PERSPECTIVES	66
ANNEXE	67
Références bibliographiques	69

RÉSUMÉ

En appliquant à l'entrée RF (Radio fréquence) d'un Mach-Zehnder (MZ) une tension sinusoïdale $V_{RF}(t) = b_0 \sin(2\pi ft)$ de faible amplitude, la dérive du point de fonctionnement pour la modulation DSB-CS (Double Side Band with Carrier Suppressed) se caractérise par la montée d'une harmonique de fréquence f dans le spectre du signal à la sortie du MZ. Nous devons extraire l'amplitude de cette harmonique qui, d'après nos calculs, est proportionnelle à l'erreur sur la tension de polarisation appliquée à l'entrée DC (Direct Current) du MZ. Le processus d'extraction fait intervenir un mélangeur, un amplificateur et un filtre passe-bas. Nous avons choisis de régler l'amplificateur de manière à ce que la tension à la sortie du filtre passe-bas soit égale à l'erreur sur la tension de polarisation, puis nous avons placé des correcteurs entre la sortie du filtre et l'entrée DC du MZ. Les correcteurs utilisés sont : le correcteur proportionnel (P) et le correcteur proportionnel intégrateur (PI). Nos calculs théoriques montrent que le système asservi est stable avec chacun de ces correcteurs et que le correcteur PI nous assure une erreur statique nulle tant dis que le correcteur P se caractérise par une erreur statique qui dépend du point de fonctionnement pour la modulation DSB-CS autour duquel se fait la polarisation. En effet nous avons montré par calculs qu'il y a plusieurs points de fonctionnement correspondant à la modulation DSB-CS, mais la structure de notre système asservi que nous avons élaboré ne nous permet pas d'en choisir un nous même. Nous pouvons théoriquement remédier à cela grâce à une référence de polarisation. La référence de polarisation désigne ici une tension continue qui fixe la tension à l'instant initial à l'entrée DC du MZ. La polarisation doit en principe se faire autour du point de fonctionnement le plus proche de la référence de polarisation. Le plus intéressant étant que, si elle est prise de façon adéquate, elle assure une erreur statique nulle quelque soit le correcteur utilisé à une condition près. Nous avons conçu notre système asservi sur ADS (Advanced Design System) et tester l'efficacité de nos correcteurs face à une dérive rapide du point de fonctionnement du MZ. Les résultats obtenus sont satisfaisant et correspondent bien à nos attentes théoriques.

Mots clés : asservi, polarisation, modulation, Mach-Zehnder , correcteurs.

ABSTRACT

While applying a sinusoidal voltage (with a weak amplitude) $V_{RF}(t) = b_0 \sin(2\pi ft)$ to the radio frequency (RF) port of the Mach-Zehnder (MZ), the fluctuation of the DSB-CS (Double Side Band With Carrier suppressed) modulation working point is characterized by the appearance of an harmonic of f frequency in the spectrum of the signal out of the MZ. We have to extract the amplitude of that harmonic which, according to our calculations, is proportional to the deviation of the polarization voltage applied to the DC (Direct current) port of the MZ. The process of extraction needs the intervention of a mixer, an amplifier and a lowpass filter. We choose to adjust the amplifier so that the lowpass filter gives the deviation of the polarization voltage, then we have placed some correctors between the filter and the DC port of the MZ. We used proportional (P) and the proportional integrator (PI) correctors. Our theoretic calculations show that the enslaved system is steady with each of those correcting systems and that the PI polarizes perfectly the MZ. The P is characterized by a static deviation that depends of the DSB-CS modulation working point around of which the polarization is done. Indeed, we showed by calculations that there is several working points corresponding to the DSB-CS modulation, but the structure of our enslaved system that we elaborated does not permit us to choose one of them. The problem can be resolved while adding a reference of polarization to each of the above correctors. The reference of polarization designates here a DC voltage that sets the initial voltage on the DC port of the MZ. The polarization must be done in principle around the working point which is more close to the reference of polarization. Being that, if it is taken in an adequate way, all of our correctors will be able to polarize perfectly the MZ. We realised our enslaved system on ADS (Advanced Design System) and tested the efficiency of our correctors against a fast fluctuation of the working point of the MZ. The gotten results are satisfactory and correspond well to our theoretical predictions.

Keys words : enslaved, polarization, modulation, Mach-Zehnder, corrector.

Liste des abréviations

- ★ MZ : Mach-Zehnder ;
- ★ DSB-CS : Double Side Band With Carrier suppressed ou double bande latérale avec porteuse supprimée ;
- ★ DC : Direct Current ou courant continu ;
- ★ RF : Radio Fréquence ;
- ★ Correcteur P :Correcteur à action Proportionnelle ou correcteur proportionnel ;
- ★ Correcteur PI : Correcteur à actions Proportionnelle et Intégrale ou correcteur proportionnel intégrateur ;
- ★ Correcteur PD : Correcteur à actions Proportionnelle et Dérivée ;
- ★ Correcteur PID : Correcteur à actions Proportionnelle, Intégrale et Dérivée ;
- ★ CAO : Conception assistée par ordinateur ;
- ★ ADS : Advanced Design System ;
- ★ Ku : Kurz-unten.

Table des figures

1.1	Schéma en bloc d'un système	13
1.2	Élaboration de la commande	14
1.3	Commande d'un générateur de tension continue en boucle ouverte	14
1.4	Asservissement d'un générateur de tension continue	15
1.5	Schéma temporel	16
1.6	Schéma isomorphe	16
1.7	Exemples de réponses de systèmes stables et instables	17
1.8	Définition de l'erreur statique	18
1.9	Comparaison de la rapidité de deux systèmes	18
1.10	Synoptique d'un module d'émission en modulation directe	20
1.11	Synoptique d'un module d'émission en modulation externe	21
1.12	Schéma théorique d'un Mach-Zehnder	22
1.13	Puissance optique à la sortie du Mach-Zehnder pour différentes puissances optiques à son entrée	23
1.14	Points de polarisation du Mach-Zehnder pour une modulation li- néaire (LM) ou à l'annulation de porteuse (DSB-CS)	24
1.15	Exemple de dérive de la caractéristique du MZ sur 15 min	26
1.16	Origines du phénomène de dérive	27
2.1	Schéma détaillé du système asservi	33
2.2	Schéma équivalent du système asservi	35
2.3	Schéma en bloc du système asservi avec référence de polarisation .	37
2.4	Diagrammes de BODE du filtre	39
2.5	Variation considérée de V_0 (tension du premier maximum de la transmission) en fonction du temps	47
2.6	Modèle de l'ensemble « Diode LASER+MZ+Coupleur optique+Photodiode » sous ADS	49

3.1	V_{DSB-CS_1} entre 0 et $5\mu s$	52
3.2	Schéma du système asservi doté du correcteur P sans référence de polarisation sous ADS	52
3.3	Tension à l'entrée DC du MZ (en rouge) et tension souhaitée (en bleu) pour le système asservi doté du correcteur P sans référence de polarisation	53
3.4	Tension à l'entrée RF du MZ (à gauche) et tension aux bornes de la photodiode (à droite) pour le système asservi doté du correcteur P sans référence de polarisation	53
3.5	V_{DSB-CS_2} entre 0 et $5\mu s$	54
3.6	Schéma du système asservi doté du correcteur P avec référence de polarisation ($C_0 = 5.5V$) sous ADS	54
3.7	Tension à l'entrée DC du MZ (en rouge) et tension souhaitée (en bleu) pour le système asservi doté du correcteur P avec référence de polarisation ($C_0 = 5.5V$)	55
3.8	Tension à l'entrée RF du MZ (à gauche) et tension aux bornes de la photodiode (à droite) pour le système asservi doté du correcteur P avec référence de polarisation ($C_0 = 5.5V$)	55
3.9	Schéma du système asservi doté du correcteur PI sans référence de polarisation sous ADS	56
3.10	Tension à l'entrée DC du MZ (en rouge) et tension souhaitée (en bleu) pour le système asservi doté du correcteur PI sans référence de polarisation	57
3.11	Tension à l'entrée RF du MZ (à gauche) et tension aux bornes de la photodiode (à droite) pour le système asservi doté du correcteur PI sans référence de polarisation	57
3.12	Schéma du système asservi doté du correcteur PI avec référence de polarisation ($C_0 = 5.5V$) sous ADS	58
3.13	Tension à l'entrée DC du MZ (en rouge) et tension souhaitée (en bleu) pour le système asservi doté du correcteur PI avec référence de polarisation ($C_0 = 5.5V$)	59
3.14	Tension à l'entrée RF du MZ (à gauche) et tension aux bornes de la photodiode (à droite) pour le système asservi doté du correcteur PI avec référence de polarisation ($C_0 = 5.5V$)	59

Liste des tableaux

- ★ Tableau 1.1 : Avantages et inconvénients des correcteurs les plus connus.
- ★ Tableau 2.1 : Résumé sur la stabilité et la précision du système asservi.
- ★ Tableau 3.1 : Récapitulatif des l'influence des paramètres des correcteurs sur les caractéristiques du système.

INTRODUCTION GÉNÉRALE

La fibre optique est un sérieux candidat au remplacement des câbles électriques pour la transmission des données. Depuis le milieu des années 1990, la transmission par fibre optique est devenue hégémonique dans les réseaux des opérateurs de télécommunications : elle a le monopole dans le domaine des liaisons à longue distance et à haut débit et joue un rôle important dans le domaine des réseaux d'accès. Remplaçant les signaux électriques, ce sont des ondes lumineuses modulées qui véhiculent l'information. Pour la modulation on fait généralement appel à des modulateurs de type Mach-Zehnder (MZ). Ces modulateurs sont de composants optoélectroniques polarisés autour d'un point de fonctionnement dépendant des techniques de modulation. Cependant, ils souffrent d'un phénomène de dérive qui rend les points de fonctionnement instables et causent des erreurs de transmission. De nombreuses solutions à ce problème sont proposées dans la littérature et certaines sont basées sur des asservissements des points de fonctionnement. Notre travail porte sur la conception numérique d'un système électronique d'asservissement d'un MZ pour la modulation DSB-CS (Double Side Band With Carrier Suppressed ou double bande latérale avec porteuse supprimée). Il sera donc question pour nous de concevoir numériquement un système de contrôle et de correction automatique de la tension de polarisation appliquée au MZ pour que ce dernier réalise à chaque instant une modulation DSB-CS. Ce travail repose sur trois chapitres :

Le premier chapitre est intitulé « Généralités sur les systèmes asservis ». Dans ce chapitre, nous allons expliquer la notion de système asservi, présenter les intérêts de la modulation DSB-CS, expliquer le fonctionnement du MZ et le problème de dérive qui le caractérise.

Le deuxième chapitre est consacré à la technique de résolution du problème. Dans ce chapitre, nous allons décrire le principe de la méthode utilisée, faire une étude théorique des performances de notre système asservi.

Le troisième chapitre est consacré à l'analyse numérique. Dans ce chapitre, afin de nous assurer de la validité de nos hypothèses, nous allons tester notre système asservi dans le logiciel de CAO ADS, faire part des résultats obtenus et les comparer à nos attentes théoriques.

GÉNÉRALITÉS SUR LES SYSTÈMES ASSERVIS

Introduction

Les asservissements sont très présents dans les systèmes de contrôle automatique des appareils (le pilotage automatique des avions et des bateaux, le guidage des missiles de longue portée,...). Dans ce chapitre, il est question pour nous de présenter la notion de système asservi. Notre travail portant sur le transport optique de signaux, nous allons également présenter les méthodes de traitement optiques des signaux, expliquer le fonctionnement du modulateur Mach-Zehnder (MZ) et le problème de dérive qui le caractérise (la dérive du point de fonctionnement).

1.1 Rappel sur les systèmes

1.1.1 Définitions

Un système est un ensemble de processus physico-chimiques en évolution. Des actions sur le système (entrées) sont effectuées dans le but d'obtenir des objectifs donnés (sortie).

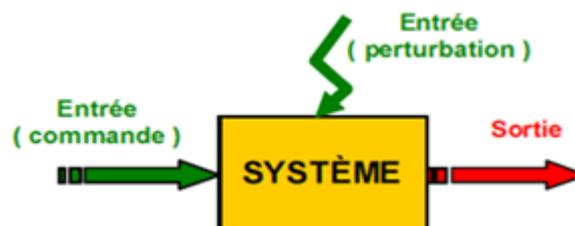


FIGURE 1.1 – Schéma en bloc d'un système

Les signaux relatifs à un système sont de deux types :

- ◆ **Les signaux d'entrées** : Ils sont indépendants du système et peuvent être commandables (consignes) ou non commandables (perturbations) ;
- ◆ **Les signaux de sorties** : Ils sont dépendants du système et du signal d'entrée.

1.1.2 La commande

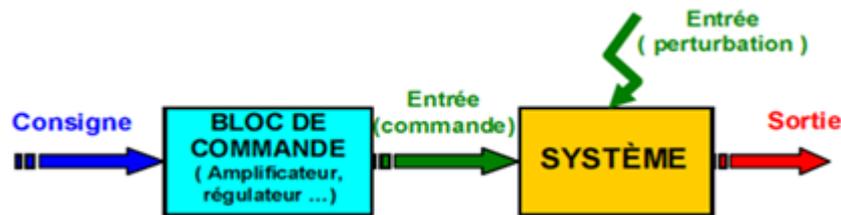


FIGURE 1.2 – Élaboration de la commande

♣ **La consigne** : C'est une grandeur d'origine théorique qui peut se présenter sous forme analogique (Une tension aux bornes d'un résistor par exemple) ou numérique (la position d'une antenne par exemple) ;

♣ **Le bloc de commande** : C'est l'organe permettant de traduire la consigne en une grandeur de commande compatible au système ;

♣ **La commande** : C'est la grandeur susceptible de changer l'état du système et en particulier l'état de la sortie.

1.1.3 Système en boucle ouverte

Un système est en boucle ouverte lorsqu'on n'a aucune information sur la sortie. Prenons par exemple le réglage de la tension aux bornes d'un générateur de tension continue en agissant sur la résistance d'un potentiomètre (bouton de réglage) (Figure 1.3).

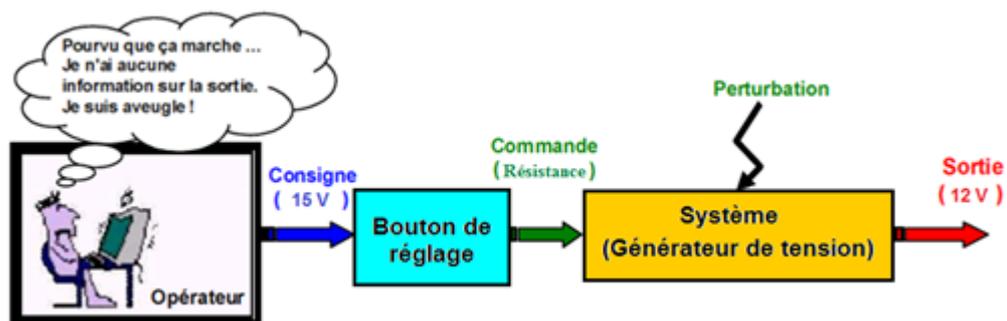


FIGURE 1.3 – Commande d'un générateur de tension continue en boucle ouverte

1.2 Le système asservi

Les systèmes fonctionnant en boucle ouverte sont parfois mal amortis, instables, peu précis, et présentent parfois une tendance à la dérive. Un exemple de manque de précision

est décrit par la figure 1.3 montrant un opérateur qui désire régler la tension à la sortie d'un générateur de tension continue à 15V mais, qui obtient plutôt 12V à la sortie.

Le but de l'asservissement c'est d'amener le système à avoir le comportement souhaité. Pour cela on doit implanter un dispositif complémentaire.

1.2.1 Définition et principe

Un système asservi est un processus par lequel les grandeurs de commande sont élaborées en tenant compte à la fois des valeurs des consignes que l'on souhaite imposer au processus et des valeurs des sorties que l'on souhaite commander (SUEUR et al 1997).

S'il faut par exemple amener la tension à la sortie du générateur décrit précédemment à 15V, il faut donner une information supplémentaire à l'opérateur : la tension réelle à la sortie du générateur. Celui-ci pourra alors comparer la tension désirée à la tension réelle pour évaluer l'écart et ajuster en conséquence.

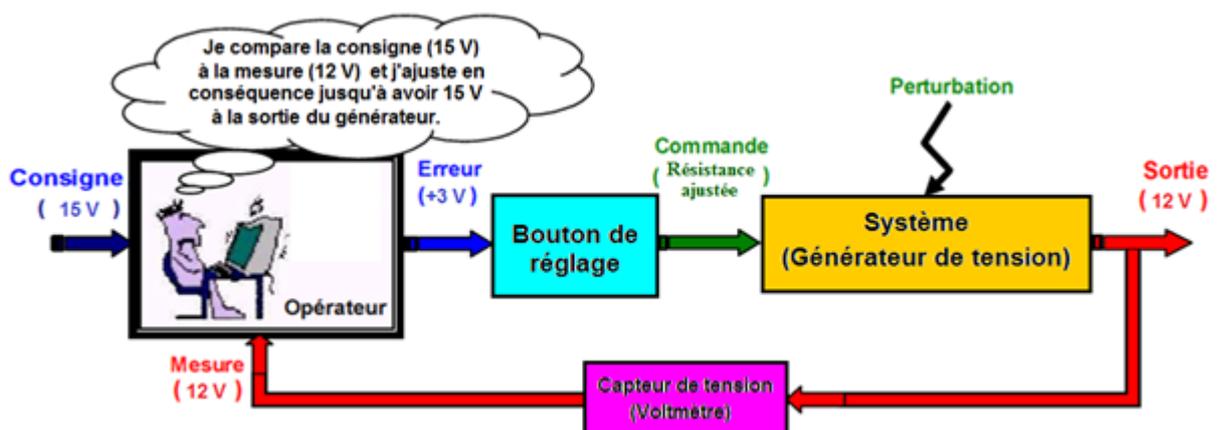


FIGURE 1.4 – Asservissement d'un générateur de tension continue

1.2.2 Schéma général

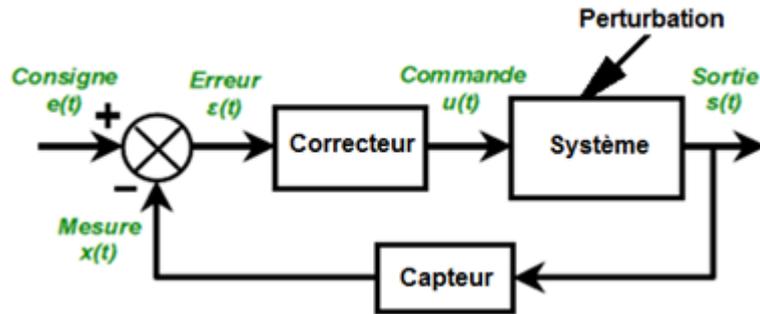


FIGURE 1.5 – Schéma temporel

L'étude des systèmes asservis est grandement simplifiée si on utilise les transmittances isomorphes de chaque constituant. Les signaux sont alors remplacés par leurs transformés de Laplace.

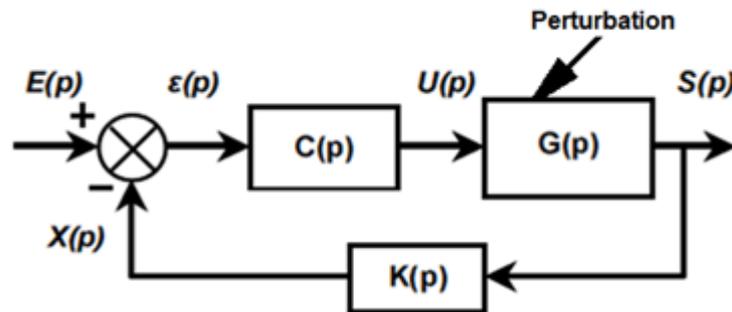


FIGURE 1.6 – Schéma isomorphe

1.2.3 Caractéristiques d'un système asservi

Les performances d'un système asservi sont évaluées à travers sa stabilité, sa précision et sa rapidité.

◆ La stabilité

Un système linéaire est stable lorsque (BAILLOU et al.) :

- ★ sa réponse à un échelon prend une valeur finie en régime permanent ;
- ★ sa réponse à une impulsion tend vers 0 ;
- ★ sa réponse à une sinusoïde est une sinusoïde d'amplitude finie.

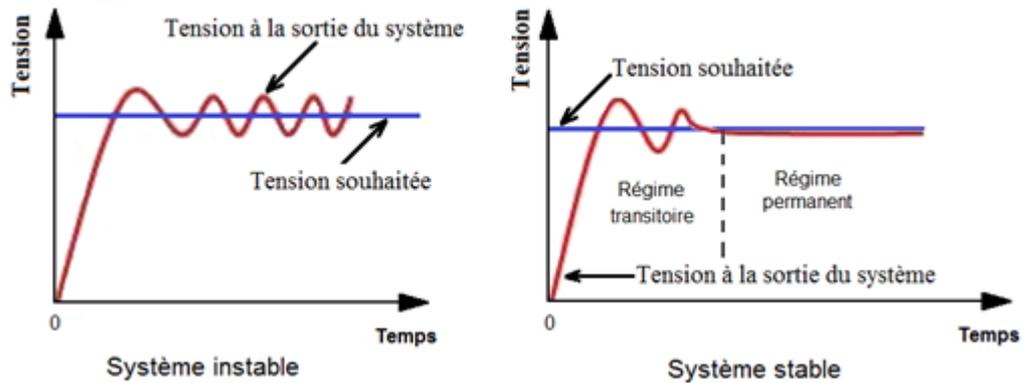


FIGURE 1.7 – Exemples de réponses de systèmes stables et instables

Soit $T(p)$ la fonction de transfert du système bouclé de la figure 1.6 :

On a : $\varepsilon(p) = E(p) - X(p)$, $K(p) = X(p)/S(p)$ et $C(p).G(p) = (S(p))/\varepsilon(p)$.

$$\Rightarrow \varepsilon(p) = \frac{S(p)}{C(p).G(p)} = E(p) - K(p).S(p).$$

$$\Rightarrow (1 + K(p).C(p).G(p))S(p) = C(p).G(p).E(p).$$

D'où :

$$T(p) = \frac{S(p)}{E(p)} = \frac{C(p).G(p)}{1 + K(p).C(p).G(p)} \quad (1.1)$$

La condition nécessaire et suffisante de la stabilité de ce système (s'il est linéaire) est que tous les pôles de sa fonction de transfert $T(p)$ (les racines du dénominateur) soient à parties réelles strictement négatives (BAILLOU et al.). La détermination de ces pôles revient donc à résoudre l'équation :

$$1 + K(p).C(p).G(p) = 0 \quad (1.2)$$

Remarque :

La résolution de cette équation étant difficile pour des systèmes d'ordre élevé, on pourra faire appel à des critères de stabilité (Le critère de Routh, le critère de Nyquist,...)(BAILLOU et al.).

◆ La précision

Un système asservi est d'autant plus précis que le comportement de la sortie est proche du comportement désiré (celui dicté par la consigne). L'étude de la précision se fait donc en évaluant la différence entre la consigne « e » et le comportement de la sortie y, c'est-à-dire l'erreur ε . On distingue :

- ★ L'erreur dynamique(en régime transitoire) ;

★ L'erreur statique (en régime permanent ou établi).

L'erreur statique est définie par (BAILLOU et al.) :

$$\Delta\varepsilon = \left| \lim_{t \rightarrow +\infty} \varepsilon \right| = \left| \lim_{p \rightarrow 0} p\varepsilon(p) \right| \quad (1.3)$$

Où $\varepsilon(p)$ désigne la transformée de Laplace de l'erreur ε en p .

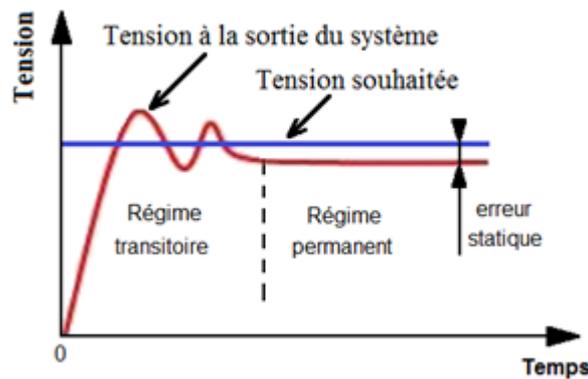


FIGURE 1.8 – Définition de l'erreur statique

◆ La rapidité

Un système asservi est d'autant plus rapide que le temps qu'il met pour avoir le comportement souhaité (celui dicté par la consigne) est petit.

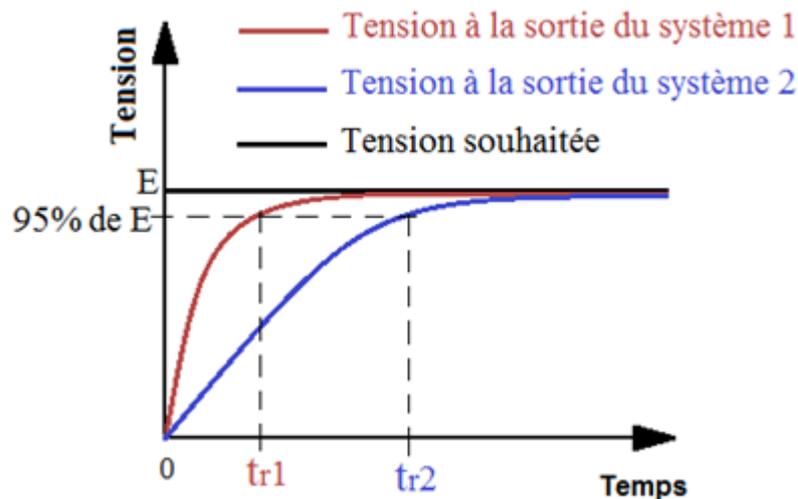


FIGURE 1.9 – Comparaison de la rapidité de deux systèmes

La tension à la sortie du système 1 atteint la valeur souhaitée plus rapidement que celle du système 2. Le système 1 est donc plus rapide que le système 2.

1.2.4 Le correcteur

Des approches mathématiques et graphiques permettent de déterminer le correcteur à utiliser pour que le système asservi ait le comportement souhaité. Leur réalisation n'étant pas toujours possibles, on dispose d'un nombre limité de correcteurs sur le marché. Les plus connus sont décrits dans le tableau 1.1 (BAILLOU et al.).

Correcteurs	Fonctions de transfert $C(p)$	Avantages	Inconvénients
Correcteur à action proportionnelle (Correcteur P)	K_p	*Simplicité *Améliore la précision, la rapidité.	Rend le système instable pour $K_p \gg 1$
Correcteur à action proportionnelle et intégrale (Correcteur PI)	$K_{PI} \left(1 + \frac{1}{\tau_I \cdot p}\right)$	*Simplicité *Annule l'erreur statique	Augmente le temps de réponse et l'instabilité du système
Correcteur à action proportionnelle et dérivée (Correcteur PD)	$K_{PD} (1 + \tau_D \cdot p)$	*Simplicité *Améliore la stabilité et la rapidité	Augmente la sensibilité aux bruits (signaux de hautes fréquences)
Correcteur à action proportionnelle, intégrale et dérivée (Correcteur PID)	$K_{PID} \left(1 + \frac{1}{\tau_I \cdot p} + \tau_D \cdot p\right)$	*Annule l'erreur statique *Améliore la stabilité et la rapidité	*Inconvénients du correcteur PD *Réglage plus difficile

Tableau 1.1 : Avantages et inconvénients des correcteurs les plus connus

1.3 Traitement optique du signal

1.3.1 Principe de la modulation optique

En télécommunication, les signaux transportant des informations sont rarement adaptés au canal de communication choisi (hertzien, filaire ou optique). La modulation peut être

définie comme le processus par lequel le signal est transformé de sa forme originale (signal modulant) en une forme adaptée au canal de transmission (signal modulé). Il s'agit par exemple de faire varier l'amplitude (modulation d'amplitude) ou la fréquence (modulation de fréquence) d'une onde sinusoïdale appelée porteuse. En télécommunication optique, la porteuse est un faisceau lumineux émis par une source lumineuse : une diode laser.

1.3.2 Les types de modulations optiques

Selon le débit, la fréquence, la puissance requise, le type de source optique on a recourt à la modulation directe ou à la modulation externe au niveau du module d'émission (EL GIBARI 2009).

◆ La modulation directe

La modulation directe consiste à faire varier le courant d'alimentation de la diode laser pour obtenir une onde lumineuse modulée en intensité en sortie. Cette solution requiert peu de composants. En plus de la source optique, seuls un générateur de courant et un circuit de commande sont nécessaires (Figure 1.10) (EL GIBARI 2009). Les propriétés des diodes lasers font que la modulation directe est satisfaisante jusqu'à $15GHz$ environ mais au delà, cette méthode n'est plus applicable. Trop de dégradations apparaissent et limitent les capacités de transmission (BRAHIMI 2010).

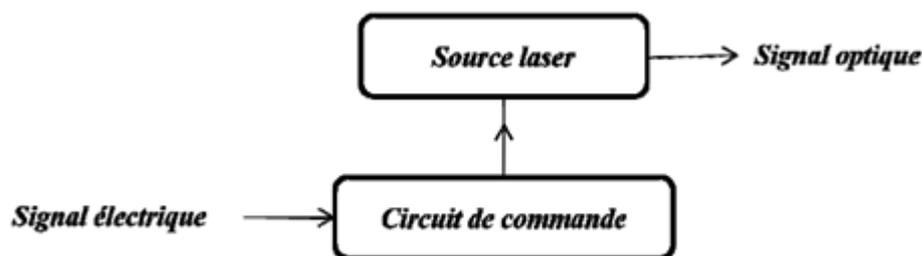


FIGURE 1.10 – Synoptique d'un module d'émission en modulation directe

◆ La modulation externe

La modulation externe consiste à modifier un paramètre d'une onde lumineuse à l'aide d'un modulateur externe à la source lumineuse. Un modulateur optique est un composant optoélectronique commandé par un signal électrique, qui fournit un signal optique modulé, généralement en intensité, lorsqu'un signal optique continu dans le temps est appliqué à l'entrée. (MARRIS-MORINI et al. 2012) C'est la technique de modulation privilégiée des

télécommunications à haut débit et à longue distance (Figure 1.11). Elle offre en général une bande passante plus élevée que celle de la modulation directe (EL GIBARI 2009).

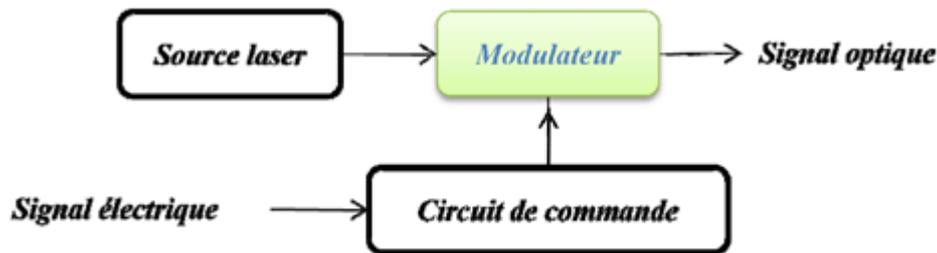


FIGURE 1.11 – Synoptique d'un module d'émission en modulation externe

Plusieurs types de modulateurs externes sont disponibles. Pour ce travail nous allons nous intéresser au cas particulier des modulateurs de type Mach-Zehnder.

1.4 Le Mach-Zehnder

1.4.1 Principe de fonctionnement

Dans sa version la plus simple, le Mach-Zehnder (MZ) est un interféromètre constitué généralement d'un bras de référence et d'un bras dans lequel une variation de phase φ est induite par effet électro-optique (variation de l'indice de réfraction d'un cristal en présence d'un champ électrique). Ces deux bras sont deux guides optiques parallèles et de longueurs égales, l'un étant constitué de matériau tel que le niobate de lithium ($LiNbO_3$), pouvant réaliser l'effet électro-optique. La lumière incidente est divisée de manière égale entre les deux bras de l'interféromètre et la recombinaison des ondes provenant des bras conduit à une figure d'interférence (RADOUANI 2006). On a (Voir annexe) :

$$I_{out} = \frac{I_{in}}{2}(1 + \cos\varphi) = \frac{I_{in}}{2}\left[1 + \cos\left(\frac{\pi V}{V_{\pi}}\right)\right] \quad (1.4)$$

Où : I_{in} et I_{out} sont respectivement les intensités lumineuses à l'entrée et à la sortie du MZ ; V est la tension appliquée aux bornes des électrodes ; V_{π} est la tension demi-onde du MZ, tension pour laquelle on a une sortie nulle.

L'intensité lumineuse à la sortie étant une fonction de la tension appliquée, le MZ constitue un modulateur d'intensité.

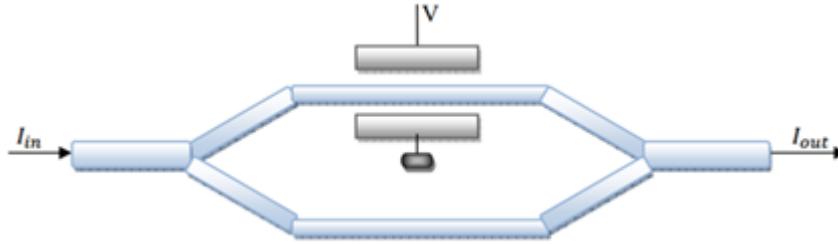


FIGURE 1.12 – Schéma théorique d'un Mach-Zehnder

1.4.2 Présentation et caractéristique d'un Mach-Zehnder

Le MZ 10Gbit/s de la société JDS Uniphase comprend une entrée RF pour la modulation, adaptée sur 50Ω, et une entrée DC pour la polarisation, haute impédance. Éclairé par des puissances optiques incidentes de 22,10 et 5 mW, le photocourant continu en sortie d'une photodiode dont la détectivité S est d'environ 0,8 A/W permet d'obtenir la caractéristique du MZ, ou plutôt la puissance optique qu'il émet en fonction de la tension de polarisation appliquée (figure 1.13) qui est conforme à la relation (ONILLON 2006) :

$$P_{opt} = \frac{P_{las}}{2L_{ins}} \left(1 + \eta \cos \left(\pi \left(\frac{V_{DC} - V_0}{V_{\pi DC}} \right) + \pi \left(\frac{V_{RF}(t)}{V_{\pi RF}(f)} \right) \right) \right) \quad (1.5)$$

Où :

- P_{opt} est la puissance optique en sortie du modulateur ;
- P_{las} est la puissance optique en entrée du modulateur ;
- L_{ins} représente les pertes d'insertions, environ 5dB dans notre cas ;
- η est le taux d'extinction du MZ, il est proche de 1 ;
- V_0 est la tension de polarisation pour le premier maximum de transmission ;
- V_{DC} est la tension de polarisation appliquée au MZ ;
- V_{RF} est la tension de modulation appliquée au MZ ;
- $V_{\pi DC}$ est la tension demi-onde de l'électrode DC, elle est typiquement de quelques volts ;
- $V_{\pi RF}$ est la tension demi-onde de l'électrode RF, elle est aussi de quelques volts, mais dépend de la fréquence de modulation.

Les fabricants de modulateurs de MZ fournissent généralement le paramètre Γ typiquement de l'ordre de $-20dB$ ou $-25dB$, qui permet de remonter au taux d'extinction η :

$$\eta = \frac{1 - \Gamma}{1 + \Gamma} \quad (1.6)$$

D'où l'on tire $\eta \simeq 0.99$

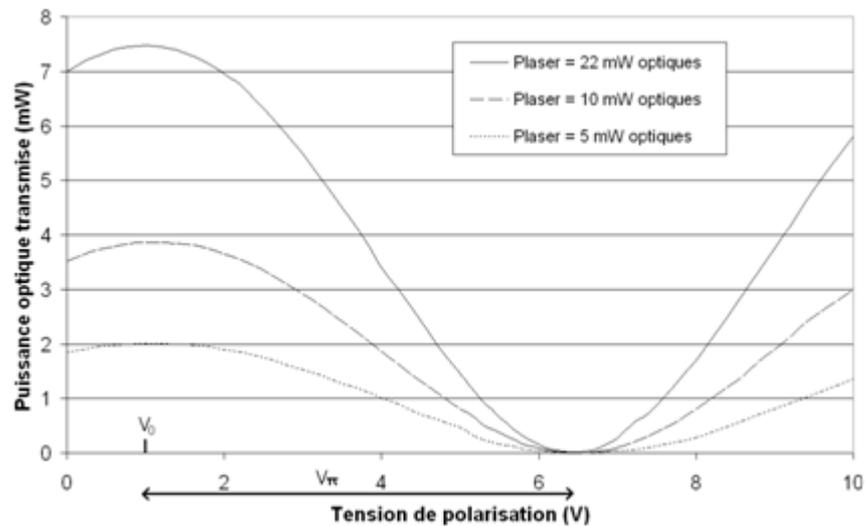


FIGURE 1.13 – Puissance optique à la sortie du Mach-Zehnder pour différentes puissances optiques à son entrée

1.4.3 Point de fonctionnement du Mach-Zehnder

◆ Définition du point de fonctionnement

Le modulateur d'intensité permet de convertir un signal numérique ou analogique électrique en un signal optique. La transmission d'un tel signal se fait autour d'un point de fonctionnement situé sur la caractéristique du modulateur d'intensité. Comme en électronique, il s'agit de moduler un signal électrique autour d'une tension continue. La tension de polarisation est appliquée à l'entrée DC du modulateur et permet d'ajuster le point de fonctionnement. Ce point de fonctionnement est choisi en fonction des applications de modulation envisagées (PAWELA 2012). On pourra par exemple moduler avec un point de fonctionnement en opposition de phase (Modulation DSB-CS), ou un point de fonctionnement en quadrature de phase (Modulation linéaire LM) tel que décrit par la figure 1.14 (ONILLON 2006).

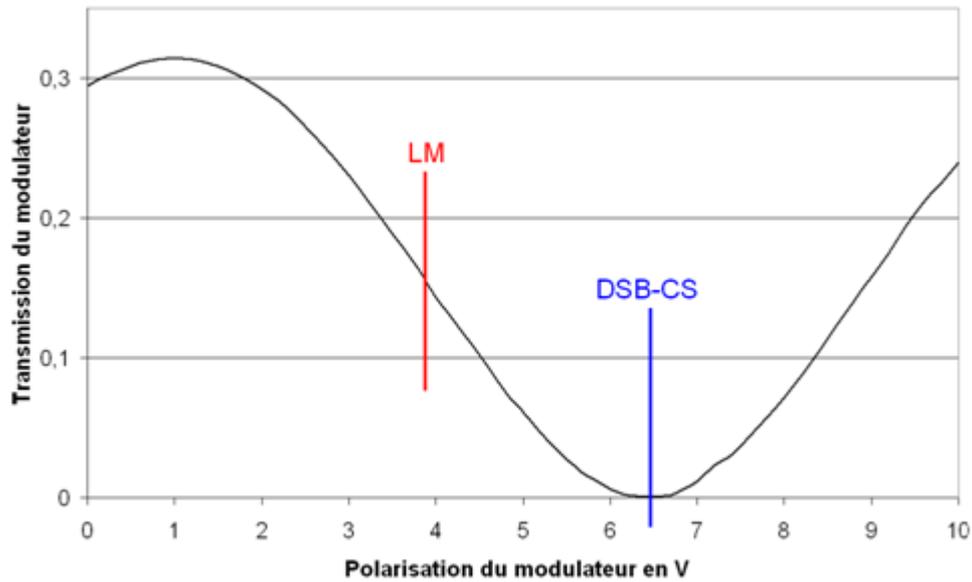


FIGURE 1.14 – Points de polarisation du Mach-Zehnder pour une modulation linéaire (LM) ou à l'annulation de porteuse (DSB-CS)

◆ Notion de DSB-CS

La porteuse ne contenant aucune information, il n'est pas nécessaire de conserver ses résidus (parfois bruités) dans le spectre du signal modulé. Afin d'éliminer ces résidus, on fait appel à la modulation DSB-CS (Double side band with carrier suppressed ou double bande latérale avec porteuse supprimée).

Polariser un MZ à l'annulation de la porteuse c'est donc l'amener à son minimum de transmission. D'après la figure 1.14 c'est appliquer à son entrée DC une tension V_{DSB-CS} qui va l'amener à avoir une transmission nulle (une tension qui va créer une opposition de phase entre les faisceaux issus de ses deux bras à la sortie) en absence de signal RF. En considérant la relation (1.5) et sachant qu'aucune tension n'est appliquée à l'entrée RF lors de la polarisation ($V_{RF}(t) = 0V$), le minimum de transmission est obtenue lorsque

$$\cos\left(\pi \frac{V_{DSB-CS} - V_0}{V_{\pi DC}}\right) = -1.$$

C'est à dire : $\pi \frac{V_{DSB-CS} - V_0}{V_{\pi DC}} = \pi(2k+1) \Rightarrow \frac{V_{DSB-CS} - V_0}{V_{\pi DC}} = (2k+1)$, k étant un entier relatif.

D'où :

$$V_{DSB-CS} = V_0 + (2k+1)V_{\pi DC}, \dots k \in \mathbb{Z} \quad (1.7)$$

Plusieurs points de fonctionnement correspondent donc à la modulation DSB-CS selon les valeurs de l'entier relatif k.

★ Intérêt de la modulation DSB-CS

Appliquons à l'entrée RF du MZ un signal sinusoïdal $V_{RF}(t) = b_0 \sin(2\pi ft)$ de faible amplitude. La tension V_{ph} aux bornes d'une photodiode de sensibilité S et de résistance de charge R recevant un pourcentage γ de la lumière à la sortie de ce Mach-Zehnder est :

$$\begin{aligned} V_{ph} &= \gamma RSP_{opt} = \frac{\gamma RSP_{las}}{2L_{ins}} \left(1 + \eta \cos\left(\pi \left(\frac{V_{DC} - V_0}{V_{\pi DC}} + \pi \left(\frac{b_0 \sin(2\pi ft)}{V_{\pi RF}(f)}\right)\right)\right)\right) \\ &= \frac{\gamma RSP_{las}}{2L_{ins}} \left(1 - \eta \cos\left(\pi \left(\frac{V_{DC} - V_0}{V_{\pi DC}} + \pi \left(\frac{b_0 \sin(2\pi ft)}{V_{\pi RF}(f)}\right) - (2k + 1)\pi\right)\right), k \in \mathbb{Z} \right) \\ &= \frac{\gamma RSP_{las}}{2L_{ins}} \left(1 - \eta \cos\left(\pi \left(\frac{V_{DC} - (V_0 + (2k + 1)V_{\pi DC})}{V_{\pi DC}} + \pi \left(\frac{b_0 \sin(2\pi ft)}{V_{\pi RF}(f)}\right)\right)\right) \end{aligned}$$

D'où la relation :

$$V_{ph} = \frac{\gamma RSP_{las}}{2L_{ins}} \left(1 - \eta \cos\left(\pi \left(\frac{V_{DC} - V_{DSB-CS}}{V_{\pi DC}} + \pi \left(\frac{b_0 \sin(2\pi ft)}{V_{\pi RF}(f)}\right)\right)\right) \quad (1.8)$$

On pose :

$$a = \pi \frac{V_{DC} - V_{DSB-CS}}{V_{\pi DC}} \dots et \dots b = \pi \frac{b_0}{V_{\pi RF}(f)} \quad (1.9)$$

On a alors :

$$V_{ph} = \frac{\gamma RSP_{las}}{2L_{ins}} \left(1 - \eta \cos(a + b \sin(2\pi ft))\right) \quad (1.10)$$

Pour la modulation DSB-CS, $V_{DC} = V_{DSB-CS}$. Ce qui implique $a = 0$ et la relation (1.10) devient :

$$V_{ph} = \frac{\gamma RSP_{las}}{2L_{ins}} \left(1 - \eta \cos(b \sin(2\pi ft))\right)$$

Pour un signal $V_{RF}(t)$ sinusoïdal et de faible amplitude, on peut approximer V_{ph} au second ordre grâce à la relation $\cos\theta \simeq 1 - \frac{\theta^2}{2}$ (pour des petites valeurs de θ) par :

$$V_{ph} \simeq \frac{\gamma RSP_{las}}{2L_{ins}} \left(1 - \eta + \eta \frac{b^2}{2} \sin^2(2\pi ft)\right) \quad (1.11)$$

Sachant que $\sin^2\theta = \frac{1}{2}(1 - \cos 2\theta) = \frac{1}{2}(1 + \sin(2\theta - \frac{\pi}{2}))$, la relation (1.11) donne :

$$V_{ph} \simeq \frac{\gamma RSP_{las}}{2L_{ins}} \left(1 - \eta + \eta \frac{b^2}{4} \left(1 + \sin(2\pi(2f)t - \frac{\pi}{2})\right)\right) \quad (1.12)$$

♣ On constate que la fréquence du signal de sortie est le double de la fréquence du signal appliqué à l'entrée RF. Le doublage de fréquence est avantageux puisqu'avec un modulateur conçu pour le 10Gbit/s , on pourra réaliser des liaisons en bande Ku (Kurz-unten) à moindre coût, par exemple la distribution d'oscillateur local à 16 GHz à bord d'un satellite (ONILLON 2006).

♣ L'autre avantage de la modulation DSB-CS est que, le modulateur fonctionnant à son minimum de transmission, le bruit Schottky rajouté par la photodiode est beaucoup plus faible, et donc le bruit de phase de la liaison est réduit (ONILLON 2006).

1.4.4 Dérive du point de fonctionnement du Mach-Zehnder

Les modulateurs MZ sur le niobate de lithium $LiNbO_3$ souffrent dans leur partie DC d'un phénomène de dérive du point de fonctionnement, ce qui influence leur stabilité à long terme. Il se traduit par le fait que le point de fonctionnement n'est pas stable au cours du temps. Autrement dit, cela signifie que la caractéristique se déplace dans le temps, dans la direction de l'axe des abscisses. Ceci induit une distorsion du signal qui augmente le taux d'erreur de transmission (RADOUANI 2006).

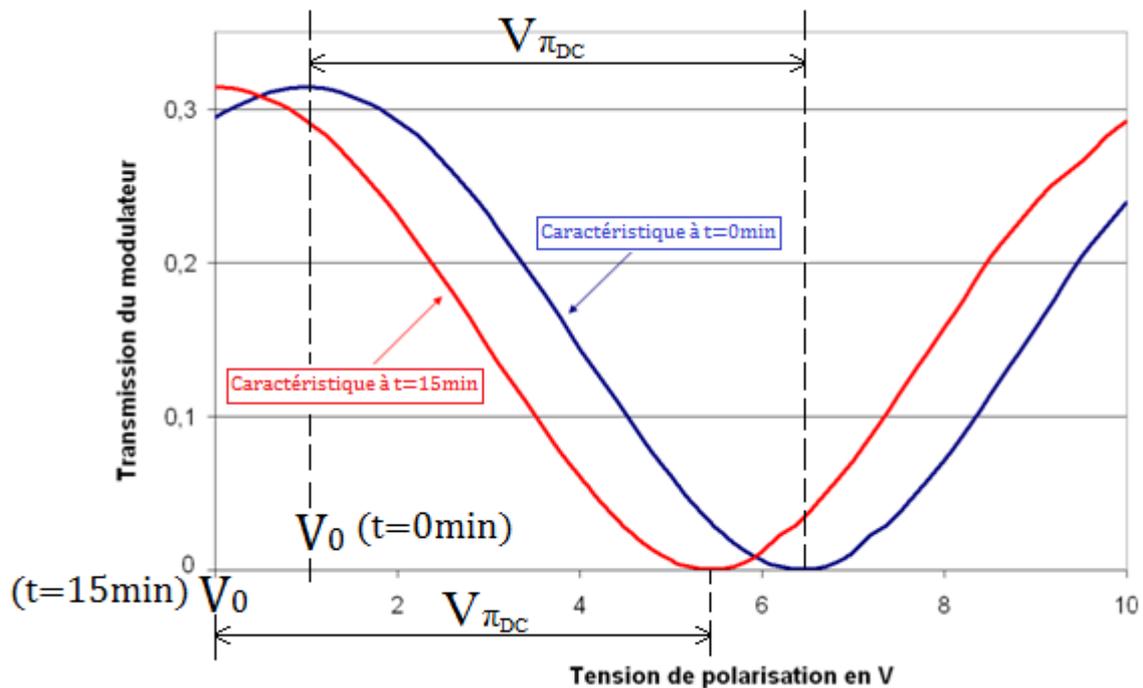


FIGURE 1.15 – Exemple de dérive de la caractéristique du MZ sur 15 min

◆ Les causes

Les études menées permettent de distinguer deux types d'origines au phénomène de dérive dans les modulateurs MZ sur $LiNbO_3$: Les origines intrinsèques et les origines extrinsèques.

La figure 1.16 résume et classe les différents effets possibles à l'origine des dérives (RADOUANI 2006).

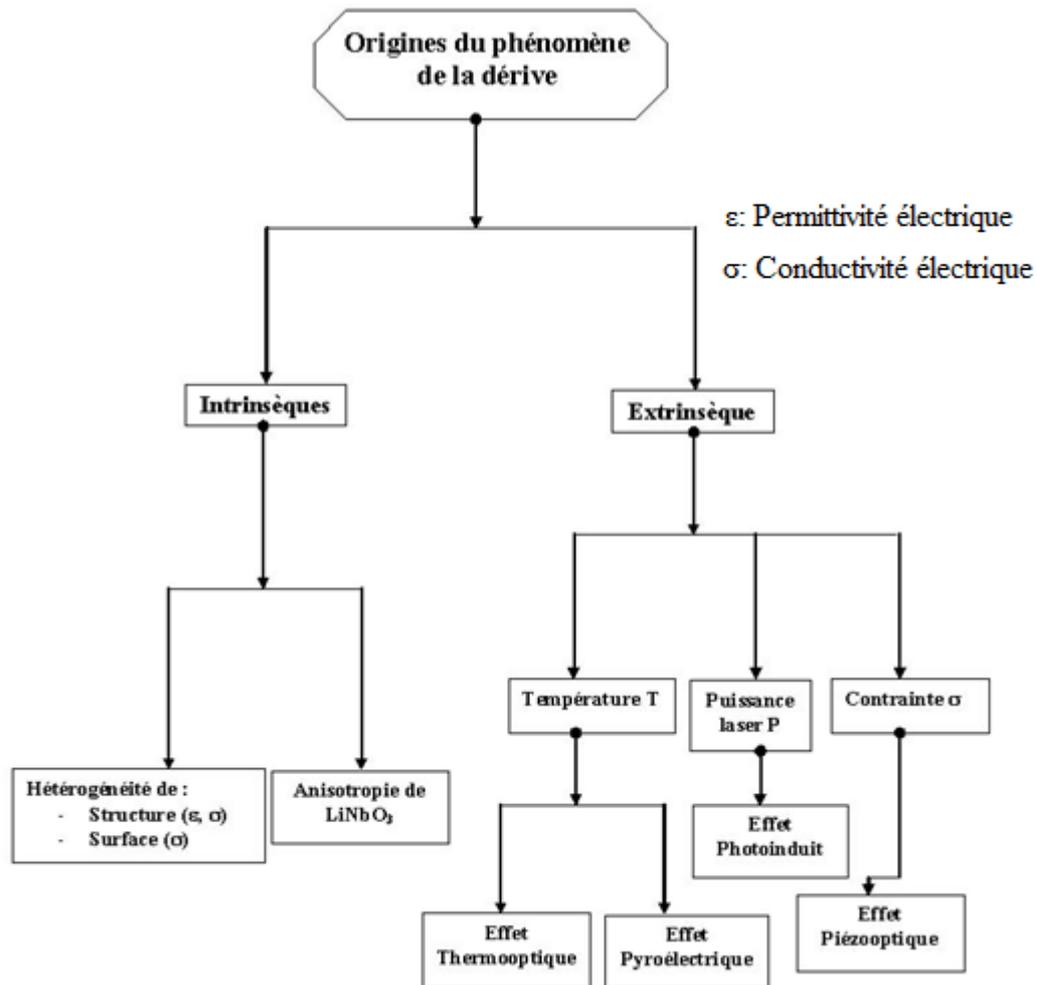


FIGURE 1.16 – Origines du phénomène de dérive

◆ **Caractérisation de la dérive du point de fonctionnement pour la modulation DSB-CS**

On applique à l'entrée RF du MZ un signal sinusoïdal de fréquence f et de faible amplitude b_0 . Une fois polarisé à l'annulation de la porteuse, on obtient à la sortie un signal de fréquence $2f$. Toute dérive du point de fonctionnement pour la modulation DSB-CS est traduite par la montée, dans le spectre du signal de sortie, d'une harmonique de fréquence f (ONILLON 2006). Cela peut s'expliquer de la manière suivante :

Partons de la relation (1.10) donnant la tension aux bornes d'une photodiode placée à la sortie du MZ et de la relation (1.9).

$$V_{ph} = \frac{\gamma R S P_{las}}{2L_{ins}} (1 - \eta \cos(a + b \sin(2\pi ft)))$$

$$a = \pi \frac{V_{DC} - V_{DSB-CS}}{V_{\pi DC}} \dots et \dots b = \pi \frac{b_0}{V_{\pi RF}(f)}$$

Tant que V_{DC} reste proche de V_{DSB-CS} , on peut approximer V_{ph} au second ordre grâce à la relation $\cos\theta \simeq 1 - \frac{\theta^2}{2}$ (pour des petites valeurs de θ) par :

$$V_{ph} \simeq \frac{\gamma RSP_{las}}{2L_{ins}} \left(1 - \eta \left(1 - \frac{(a + b \sin(2\pi ft))^2}{2} \right) \right)$$

D'où :

$$V_{ph} \simeq \frac{\gamma RSP_{las}}{2L_{ins}} \left(1 - \eta + \frac{\eta a^2}{2} + \eta a b \sin(2\pi ft) + \frac{\eta b^2}{2} \sin^2(2\pi ft) \right) \quad (1.13)$$

♣ Lorsque $V_{DC} = V_{DSB-CS}$, on a : $a = 0$. Dans ce cas, le MZ est polarisé à l'annulation de la porteuse optique (c'est à dire la composante continue de la relation (1.13) se réduit à $1 - \eta \simeq 0$ car $\eta \simeq 0.99$) et la tension aux bornes de la photodiode de sortie est identique à celle donnée par les relations (1.11) et (1.12).

♣ Par contre, lorsque $V_{DC} \neq V_{DSB-CS}$, on a : $a \neq 0$. Le MZ n'est plus polarisé à l'annulation de la porteuse. L'harmonique de fréquence f va donc apparaître dans le spectre du signal de sortie car son amplitude n'est plus nulle. Pareil pour la composante continue.

◆ Les solutions mises en oeuvre

L'une des solutions consiste à faire correspondre naturellement le point de fonctionnement souhaité du MZ : on parle de point de fonctionnement statique. Il n'est donc plus nécessaire dans ce cas d'appliquer une tension de polarisation à l'électrode DC, tension responsable des dérives de type intrinsèque. On recense plusieurs techniques pour ajuster le point de fonctionnement statique, mais ces technologies sont relativement contraignantes à mettre en oeuvre (PAWELA 2012).

L'autre solution est basée sur l'asservissement du point de fonctionnement du modulateur MZ à l'aide d'un système de contrôle. Ceci nécessite le prélèvement d'un petit pourcentage du signal optique. Ce type de prélèvement se fait de deux manières, soit à la sortie du modulateur (avec un coupleur optique), soit à l'aide d'un système de prélèvement intégré dans le modulateur MZ. Ce système d'asservissement est très complexe et également très onéreux (RADOUANI 2006). Plusieurs techniques d'asservissement du point de fonctionnement sont également disponibles pour différentes techniques de modulation. Pour ce travail, nous nous sommes particulièrement intéressés aux travaux de Bertrand ONILLON (ONILLON 2006) qui a proposé une solution pour contrer une « dérive lente » du point de fonctionnement pour la modulation DSB-CS.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons défini et expliqué le principe de fonctionnement d'un système asservi. Nous avons également parlé de la modulation optique et du problème de dérive du point de fonctionnement du modulateur MZ qui rend les tensions de polarisation variables au cours du temps. Pour éviter les erreurs de transmission, il est donc nécessaire de mettre sur pieds des systèmes de contrôle et de correction automatique de la tension de polarisation pour chaque technique de modulation. Dans le chapitre suivant nous décrirons la procédure de conception d'un de ces systèmes, un système d'asservissement d'un MZ pour la modulation DSB-CS.

MÉTHODE D'ASSERVISSEMENT D'UN MACH-ZEHNDER POUR LA MODULATION DSB-CS

Introduction

Une fois polarisé pour la modulation DSB-CS, le MZ fonctionne à son minimum de transmission. Cette technique de modulation permet ainsi de réduire le bruit de la liaison dû à la porteuse. Plus intéressant encore, elle permet de doubler la fréquence du signal transmis. Cependant, les modulateurs MZ sur le niobate de lithium $LiNbO_3$ souffrent dans leur partie DC d'un phénomène de dérive du point de fonctionnement, ce qui influence leur stabilité à long terme. Plusieurs solutions ont déjà été proposées dans la littérature pour différentes techniques de modulations. Nous nous sommes particulièrement intéressés aux travaux de Bertrand ONILLON (ONILLON 2006) qui a proposé une solution pour contrer une « dérive lente » du point de fonctionnement pour la modulation DSB-CS. Nous nous sommes inspirés de ses travaux et la solution que nous proposons, portant sur l'asservissement d'un MZ pour la modulation DSB-CS, peut être utilisée pour contrer même une dérive rapide et est basée sur les considérations suivantes :

2.1 Matériel utile pour le processus

Pour ce travail, nous avons utilisé les éléments suivants :

- ♣ Une source optique : une diode laser ;
- ♣ Un récepteur optique : une photodiode ;
- ♣ Un modulateur : le Mach-Zehnder (MZ) ;
- ♣ Un coupleur optique qui va prélever un pourcentage γ de la lumière à la sortie du MZ pour éclairer la photodiode ;

- ♣ Un générateur de signaux sinusoïdaux de hautes fréquences ;
- ♣ Un mélangeur qui permet de multiplier une tension par une autre ;
- ♣ Des composants électroniques analogiques : résistors, condensateurs, amplificateurs opérationnels idéaux.

2.2 Schéma structural du système complet

2.2.1 Principe de la correction

On applique à l'entrée RF du MZ une tension sinusoïdale $V_{RF}(t) = b_0 \sin(2\pi ft)$ de faible amplitude b_0 et de fréquence f . Toute dérive du point de fonctionnement sera traduite par la montée d'une harmonique de fréquence f dans le spectre du signal de sortie du MZ. D'après la relation (1.13) établie au chapitre 1, l'amplitude de ce signal est proportionnel au facteur « a » qui, d'après la relation (1.9), est proportionnel à la différence entre la tension de polarisation nécessaire V_{DSB-CS} et la tension de polarisation appliquée V_{DC} (c'est-à-dire proportionnel à l'erreur sur la tension de polarisation appliquée). Il sera donc question pour nous de l'extraire de l'amplitude de l'harmonique de fréquence f et de corriger de façon adéquate la tension de polarisation V_{DC} appliquée à l'entrée DC du MZ.

Réécrivons les relations (1.9) et (1.13) établies au chapitre 1.

$$a = \pi \frac{V_{DC} - V_{DSB-CS}}{V_{\pi DC}} \dots \text{et} \dots b = \pi \frac{b_0}{V_{\pi RF}(f)}$$

$$V_{ph} \simeq \frac{\gamma RSP_{las}}{2L_{ins}} \left(1 - \eta + \frac{\eta a^2}{2} + \eta ab \sin(2\pi ft) + \frac{\eta b^2}{2} \sin^2(2\pi ft) \right)$$

Où V_{ph} représente la tension aux bornes d'une photodiode recevant un pourcentage γ de la lumière à la sortie du MZ lorsque V_{DC} est proche de V_{DSB-CS} .

Pour extraire « a » :

★ On multiplie V_{ph} par $V_{RF}(t)$. Le mélangeur qui réalisera cette opération aura à sa sortie, s'il est bien réglé, une tension V_{ME} définie par :

$$V_{ME} \simeq \frac{\gamma RSP_{las}}{2L_{ins}L_{conv}} \left(\left(1 - \eta + \frac{\eta a^2}{2} \right) b_0 \sin(2\pi ft) + \eta ab b_0 \sin^2(2\pi ft) + \frac{\eta b^2 b_0}{2} \sin^3(2\pi ft) \right)$$

En utilisant les relations trigonométriques $\sin^2\theta = \frac{1}{2}(1 - \cos 2\theta) = \frac{1}{2}(1 + \sin(2\theta - \frac{\pi}{2}))$ et $\sin^3\theta = -\frac{1}{4}\sin 3\theta + \frac{3}{4}\sin\theta$, on obtient :

$$V_{ME} \simeq \frac{\gamma RSP_{las} b_0}{2L_{ins}L_{conv}} \left(\frac{\eta ab}{2} + \left(1 - \eta + \frac{\eta a^2}{2} + \frac{3\eta b^2}{8} \right) \sin(2\pi ft) + \frac{\eta ab}{2} \sin(2\pi(2f)t - \frac{\pi}{2}) - \frac{\eta b^2}{8} \sin(2\pi(3f)t) \right) \quad (2.1)$$

Où L_{conv} représente les pertes de conversion à la sortie du mélangeur.

★ On extrait la composante continue de la relation (2.1) par filtrage passe-bas : On place à la sortie du mélangeur un amplificateur suivi d'un filtre passe-bas qui, en atténuant les harmoniques de fréquences f , $2f$ et $3f$, aura à sa sortie une tension V_{FPB} définie par :

$$V_{FPB} = \frac{\gamma RSP_{las} b_0}{2L_{ins} L_{conv}} \left(\frac{\eta ab}{2} \right) \beta \quad (2.2)$$

En utilisant la relation (1.9) on obtient :

$$V_{FPB} = \frac{\eta \gamma RSP_{las} \pi^2 b_0^2}{4L_{ins} L_{conv} V_{\pi DC} V_{\pi RF}(f)} (V_{DC} - V_{DSB-CS}) \beta \quad (2.3)$$

Ou plus simplement :

$$V_{FPB} = \alpha \varepsilon \quad (2.4)$$

Où :

* β est un terme lié au déphasage du filtre aux bases fréquences, à son gain statique et au facteur d'amplification G de l'amplificateur placée avant la filtre ;

* $\varepsilon = V_{DSB-CS} - V_{DC}$ représente l'erreur sur la tension de polarisation ;

$$*\alpha = - \frac{\eta \gamma RSP_{las} \pi^2 b_0^2}{4L_{ins} L_{conv} V_{\pi DC} V_{\pi RF}(f)} \beta.$$

Il ne reste plus qu'à mettre sur pieds un système de correction de l'erreur ε .

Pour cela, nous avons choisi de régler le gain G du préamplificateur de sorte que le facteur de proportionnalité α de la relation (2.4) soit égal à 1 ($\alpha = 1$). On a alors :

$$V_{FPB} = \varepsilon \quad (2.5)$$

La tension à la sortie du filtre est dans ces conditions égale à l'erreur sur la tension de polarisation. En faisant une analogie avec la structure générale d'un système asservi (Figures 1.5 et 1.6 présentées au chapitre 1), la sortie du filtre correspond à la sortie du comparateur. Asservir le MZ pour la modulation DSB-CS revient alors à placer un correcteur entre le filtre et l'entrée DC du MZ. Notre système asservi a donc la structure suivante :

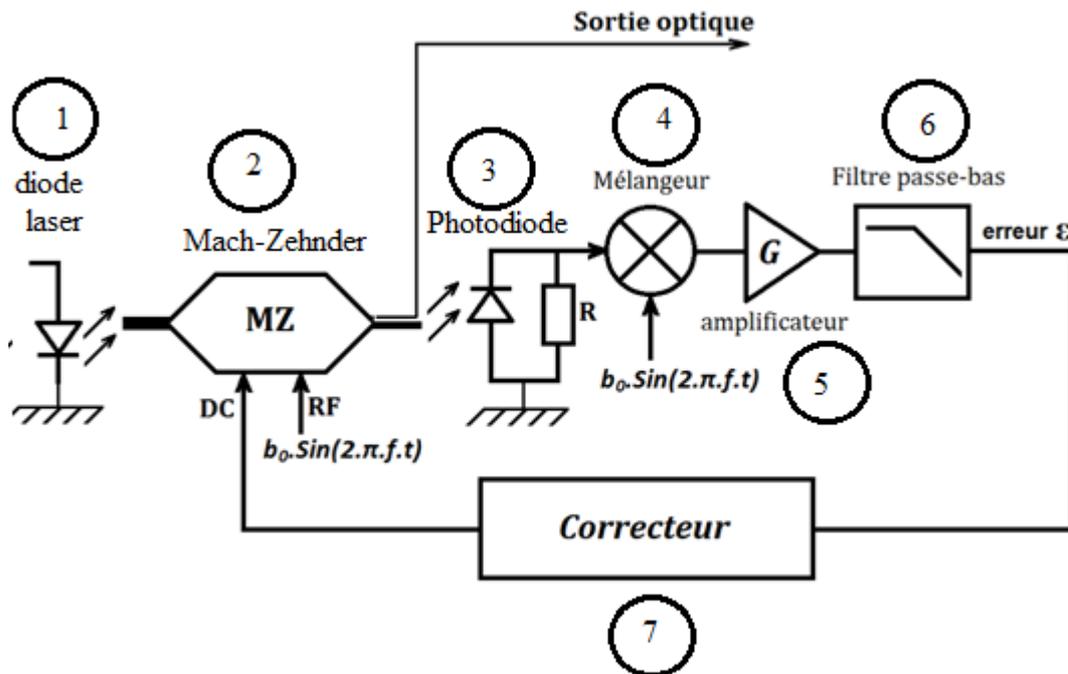


FIGURE 2.1 – Schéma détaillé du système asservi

2.2.2 Traitement du signal

- ◆ Une diode laser (1) émet à l'entrée optique du MZ (2) un faisceau de lumière continu ;
- ◆ À la sortie optique du MZ, on a une onde lumineuse modulée en amplitude. Le signal modulant, de nature électrique, étant appliqué à son entrée RF ;

- ◆ Un coupleur optique récupère une partie de l'onde lumineuse modulée pour éclairer une photodiode rapide (3) (utilisable pour des transmissions de haut débit). La photodiode transforme l'onde lumineuse reçue en courant électrique.

- ◆ Lorsque la tension V_{DC} appliquée à l'électrode DC du MZ est égale à une des tensions de polarisation pour la modulation DSB-CS décrite par la relation (1.7), on a d'après la relation (1.12) une harmonique de fréquence $2f$ dans le spectre du signal à la sortie de la photodiode (la fréquence du signal modulant est doublée). Par contre, lorsque V_{DC} n'est égale à aucune des tensions de la relation (1.7), en plus de l'harmonique de fréquence $2f$ il y a une harmonique de fréquence f dont l'amplitude est proportionnelle à l'erreur sur la tension de polarisation.

- ◆ L'ensemble constitué par le mélangeur (4), le préamplificateur (5) et le filtre passe-bas (6) permet d'extraire l'erreur conformément aux calculs fait plus haut. Le correcteur (7) élabore la commande qui corrige l'erreur et applique la tension électrique correspondante à l'entrée DC du MZ.

2.3 Étude théorique du système

Nous considérons ici que notre système est soumis à des perturbations responsables de la dérive des points de fonctionnement du MZ pour la modulation DSB-CS. Comme nous l'avons vu au chapitre 1 la dérive se traduit par un déplacement des points de fonctionnement suivant l'axe des abscisses de la caractéristique du MZ. Nous allons alors supposer que la tension demi-onde $V_{\pi DC}$ de l'électrode DC ne soit pas affectée. Les tensions de polarisation étant selon la relation (1.5) définie par $V_{DSB-CS} = V_0 + (2k + 1)V_{\pi DC}$, ($k \in \mathbb{Z}$), leurs variations au cours du temps est alors due à la variation de V_0 .

Pour ce travail, nous allons considérer une dérive au cours de laquelle V_0 décroît exponentiellement avec une constante de temps τ_w suivant la loi :

$$V_0 = \exp\left(-\frac{t}{\tau_w}\right), \dots \text{valeur..en..volts} \quad (2.6)$$

2.3.1 Choix des correcteurs

Théoriquement, le rôle du correcteur est de fournir à partir d'un signal d'erreur, une commande qui la corrige. Il doit également assurer rapidité et stabilité du système. Pour éviter de faire de longs calculs en déterminant mathématiquement le correcteur approprié, nous allons tout simplement tester les correcteurs classiques cités au chapitre 1.

L'erreur sur la tension de polarisation est obtenue en atténuant des signaux de hautes fréquences avec un filtre passe-bas. Tout correcteur pouvant effectuer un filtrage passe-haut est donc à rejeter car pourrait faire ressurgir ces signaux de hautes fréquences et rendre le système instable.

- Nous rejetons donc le correcteur PD qui est un filtre passe-haut.
- Bien que le correcteur PID ait des propriétés remarquables, nous le rejetons à cause de l'action « dérivé » qui lui fait amplifier les signaux de hautes fréquences.
- Nous retenons donc les correcteurs P et PI.

Dans les paragraphes suivant nous allons étudier théoriquement la stabilité et la précision de notre système asservi avec ces deux correcteurs.

2.3.2 Étude de la stabilité

Afin de faciliter cet étude, nous allons remplacer l'ensemble « diode laser +MZ+coupleur optique+photodiode+mélangeur+filtre passe-bas » par un système équivalent appelé procédé, système dont l'entrée correspond à l'entrée DC du MZ et la sortie à la sortie du filtre

passé-bas. Désignons par « e » la consigne (tension de polarisation pour la modulation DSB-CS : V_{DSB-CS} et « u » la commande élaborée par le correcteur (tension appliquée à l'électrode DC du MZ : V_{DC}). La fonction à la sortie du procédé étant $y = \varepsilon = e - u$, on peut assimiler le procédé à un simple comparateur. Notre système asservi a alors la structure décrite par la figure 2.2.

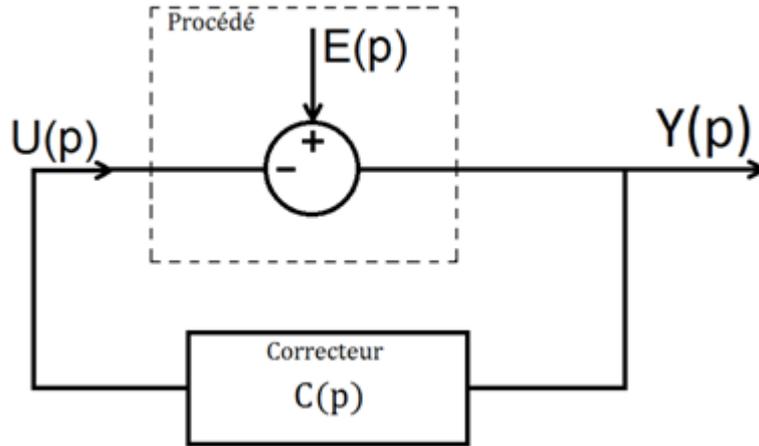


FIGURE 2.2 – Schéma équivalent du système asservi

Soit $T(p)$ la fonction de transfert de notre système asservi (de la consigne e vers la sortie $y = \varepsilon$) en boucle fermée et $C(p)$ la fonction de transfert du correcteur.

$$\text{On a : } C(p) = \frac{U(p)}{Y(p)} \Rightarrow U(p) = Y(p) \cdot C(p) \text{ et } Y(p) = E(p) - U(p).$$

$$\text{Alors } Y(p) = E(p) - Y(p) \cdot C(p)$$

$$\Rightarrow Y(p) = \frac{E(p)}{1 + C(p)} \quad (2.7)$$

$$T(p) \text{ est défini par : } T(p) = \frac{Y(p)}{E(p)}$$

D'où :

$$T(p) = \frac{1}{1 + C(p)} \quad (2.8)$$

Notre système sera stable si tous les pôles de $T(p)$ ont une partie réelle négative.

★ Pour un **correcteur P**, $C(p) = K_p$, $K_p > 0$.

Le système est automatiquement stable car, la fonction de transfert $T(p) = \frac{1}{1 + K_p}$ est un réel.

★ Pour un **correcteur PI**, $C(p) = K_{PI} \left(1 + \frac{1}{\tau_I \cdot p}\right)$.

$T(p)$ n'admet qu'un pôle $p_0 = -\frac{K_{PI}}{(1 + K_{PI})\tau_I}$. p_0 étant un réel négatif, on conclut que le système est stable.

2.3.3 Étude de la précision

L'erreur statique Δu de la commande u sur la consigne e est définie par :

$$\Delta u = \left| \lim_{t \rightarrow +\infty} \varepsilon(t) \right| = \left| \lim_{t \rightarrow +\infty} y(t) \right|.$$

D'après le théorème de la valeur finale : $\left| \lim_{t \rightarrow +\infty} y(t) \right| = \left| \lim_{p \rightarrow 0} pY(p) \right|$

En se servant de la relation (2.7) on obtient :

$$\Delta u = \left| \lim_{p \rightarrow 0} \left(\frac{pE(p)}{1 + C(p)} \right) \right| \quad (2.9)$$

Or $e(t) = V_{DSB-CS} = V_0 + (2k + 1)V_{\pi DC} = \exp\left(-\frac{t}{\tau_w}\right) + (2k + 1)V_{\pi DC}$, ($k \in \mathbb{Z}$).

On pose :

$$e(\infty) = (2k + 1)V_{\pi DC} \quad (2.10)$$

On a alors : $e(t) = \exp\left(-\frac{t}{\tau_w}\right) + e(\infty) \Rightarrow E(p) = \frac{1}{p + \frac{1}{\tau_w}} + \frac{e(\infty)}{p}$

La relation (2.9) devient :

$$\Delta u = \left| \lim_{p \rightarrow 0} \left(\frac{e(\infty)}{1 + C(p)} \right) \right| \quad (2.11)$$

♣ Pour le correcteur **P** : $\Delta u = \left| \lim_{p \rightarrow 0} \left(\frac{e(\infty)}{1 + K_p} \right) \right| = \left| \frac{e(\infty)}{1 + K_p} \right|.$

♣ Pour le correcteur **PI** :

$$\Delta u = \left| \lim_{p \rightarrow 0} \left(\frac{e(\infty)}{1 + K_{PI}\left(1 + \frac{1}{\tau_I p}\right)} \right) \right| = \left| \lim_{p \rightarrow 0} \left(\frac{\tau_I p e(\infty)}{\tau_I p + K_{PI}(\tau_I p + 1)} \right) \right| = 0$$

On a alors le tableau suivant :

Correcteurs	Correcteur P	Correcteur PI
Stabilité	Stable	Stable
Précision	$\left \frac{x(\infty)}{1 + K_p} \right $	0

Tableau 2.1 : Résumé sur la stabilité et la précision du système asservi

Remarque :

- ♣ Tous ces correcteurs assurent la stabilité du système ;
- ♣ Le correcteur PI annule l'erreur statique ;
- ♣ Plus le facteur K_p du correcteur P est élevé, plus il est précis. L'erreur statique est minimale lorsque $|e(\infty)|$ est minimal ($k = -1$ ou $k = 0$).

2.3.4 Le contrôle de la polarisation

Il faut noter ici que la polarisation se fait automatiquement autour d'un seul point de fonctionnement de la modulation DSB-CS : le plus proche de la tension initiale à l'entrée DC du MZ (0 V dans notre cas). Nous pouvons nous même choisir un autre point de fonctionnement de la modulation DSB-CS si nous introduisons une référence de polarisation au niveau du correcteur.

Il s'agit d'imposer une tension initiale C_0 (la référence de polarisation) à l'entrée DC du MZ et la polarisation se fera en principe autour du point de fonctionnement de la modulation DSB-CS le plus proche de C_0 . On place alors un sommateur après le correcteur qui va faire la somme de la réponse de celui-ci et C_0 .

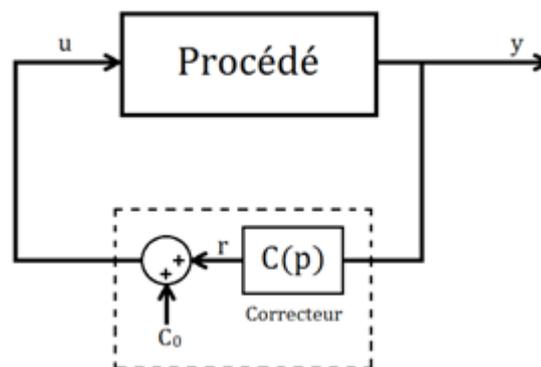


FIGURE 2.3 – Schéma en bloc du système asservi avec référence de polarisation

La sortie du système réalise la fonction $y = \varepsilon = e - u = e - C_0 - r$. C_0 étant une tension continue, on a : $Y(p) = E(p) - \frac{C_0}{p} - R(p) = E(p) - \frac{C_0}{p} - Y(p).C(p)$

$$\Rightarrow Y(p) = \frac{E(p) - \frac{C_0}{p}}{1 + C(p)}.$$

L'erreur statique sur la commande u est définie par :

$$\Delta u = \left| \lim_{t \rightarrow +\infty} \varepsilon \right| = \left| \lim_{t \rightarrow +\infty} y \right| = \left| \lim_{p \rightarrow 0} pY(p) \right| = \left| \lim_{p \rightarrow 0} \left(\frac{pE(p) - C_0}{1 + C(p)} \right) \right|$$

En se servant des relations (2.9), (2.10) et (2.11) on obtient :

$$\Delta u = \left| \lim_{p \rightarrow 0} \left(\frac{e(\infty) - C_0}{1 + C(p)} \right) \right| \quad (2.12)$$

Avec $e(\infty) = (2k + 1)V_{\pi DC}$ et $k \in \mathbb{Z}$.

On pourra dans ce cas choisir un point de fonctionnement. Mais, le plus intéressant est que l'erreur statique peut être améliorée. Si $C_0 = e(\infty)$ (c'est-à-dire si la référence de polarisation C_0 est un multiple impair de la tension demi-onde $V_{\pi DC}$ de l'électrode DC du MZ), l'erreur statique est nulle ($\Delta u = 0$) d'après la relation (2.12) quelque soit le correcteur, à condition que $\left| \lim_{p \rightarrow 0} (1 + C(p)) \right| \neq 0$

2.3.5 Réglage du filtre et des correcteurs

Il ne suffit pas pour le système d'être stable, il doit être suffisamment stable. En plus d'être précis, il doit être suffisamment rapide. Pour que la correction soit satisfaisante, le filtre passe-bas et les correcteurs doivent être paramétrés correctement.

◆ Réglage du filtre passe-bas

Le filtre passe-bas à utiliser doit générer à sa sortie l'erreur sur la tension de polarisation appliquée. Ce filtre doit être suffisamment rapide pour suivre les effets de la perturbation qui fait varier la tension de polarisation à appliquer en fonction du temps. Il doit également avoir une bande passante assez réduite, ce qui lui permettra d'atténuer suffisamment les signaux de hautes fréquences provenant du mélangeur. Nous avons opté pour sa simplicité, d'utiliser un filtre passe-bas de premier ordre, réalisable grâce à un résistor et un condensateur, et dont l'expression de la fonction de transfert $H(p)$ est donnée par la relation (2.13).

$$H(p) = \frac{1}{1 + \tau p} \quad (2.13)$$

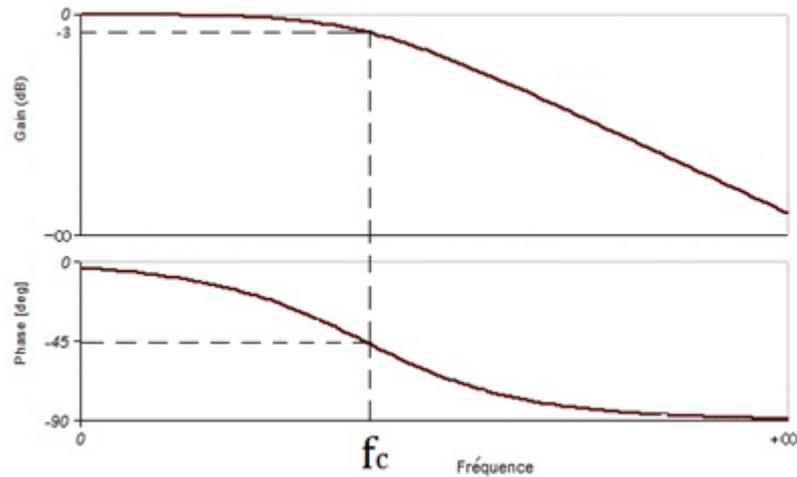


FIGURE 2.4 – Diagrammes de BODE du filtre

♣ Son temps de réponse t_r à 5%, et sa fréquence de coupure f_c à -3 dB sont donnés par la relation (2.14).

$$t_r = \tau \ln(20) \simeq 3\tau, \dots \dots \dots f_c = \frac{1}{2\pi\tau} \quad (2.14)$$

Ainsi, plus la constante de temps τ est petite, plus le temps de réponse est petit et plus le filtre est rapide.

D'autre part, plus la constante de temps est petite, plus la fréquence de coupure est élevée et plus la bande passante est large. Ce qui n'est pas très avantageux pour nous.

La constante de temps τ devra donc être choisie de manière assurer une rapidité acceptable du filtre et une fréquence de coupure assez faible.

♣ Le déphasage entre l'entrée et la sortie de ce filtre tend vers 0 aux basses fréquences et son gain statique est égal à 1 (0 dB). Nous allons alors considérer que le filtre n'agit ni sur la phase, ni sur l'amplitude du signal recueilli. Le facteur β de la relation (2.3) se réduit dans ce cas au gain G du préamplificateur que nous avons choisi de régler de sorte que le coefficient de proportionnalité α de la relation (2.4) soit égal à 1. On a alors :

$$G = \beta = -\frac{4L_{ins}L_{conv}V_{\pi DC}V_{\pi RF}(f)}{\eta\gamma RSP_{las}\pi^2b_0^2} \quad (2.15)$$

◆ Réglage des correcteurs

★ Pour le correcteur P : on augmente K_p jusqu'à obtenir rapidité et précision voulue sans rendre le système instable (c'est-à-dire sans faire apparaître des oscillations sur la ten-

sion délivré par le correcteur).

★ Pour le correcteur PI : on règle la constante d'intégration τ_I de manière à amortir les oscillations et limiter les dépassements du régime transitoire ; on règle K_{PI} pour la rapidité (la durée de la phase transitoire).

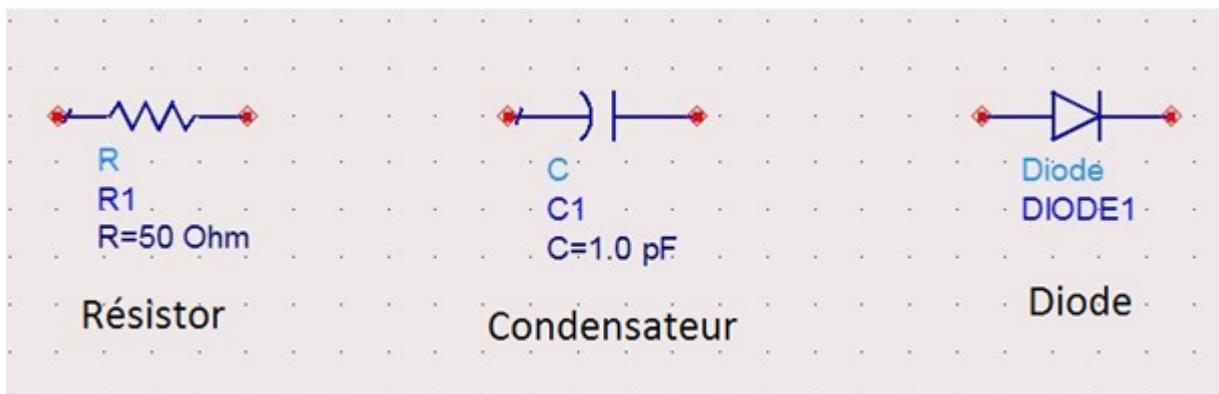
2.4 Le logiciel ADS

ADS (Advanced Design System) d'Agilent Technologies est un logiciel de CAO permettant de simuler tout système RF et microonde, du composant électronique au système complet de télécommunication, et ainsi de concevoir et tester des modèles de transmissions radio très proches de la réalité grâce à une importante bibliothèque d'éléments. Nous allons l'utiliser pour tester notre asservissement mais avant cela, nous tenons à faire une brève description de son fonctionnement.

2.4.1 Identification des éléments

Sous ADS, on reconnaît un élément :

* Soit par son symbole ;



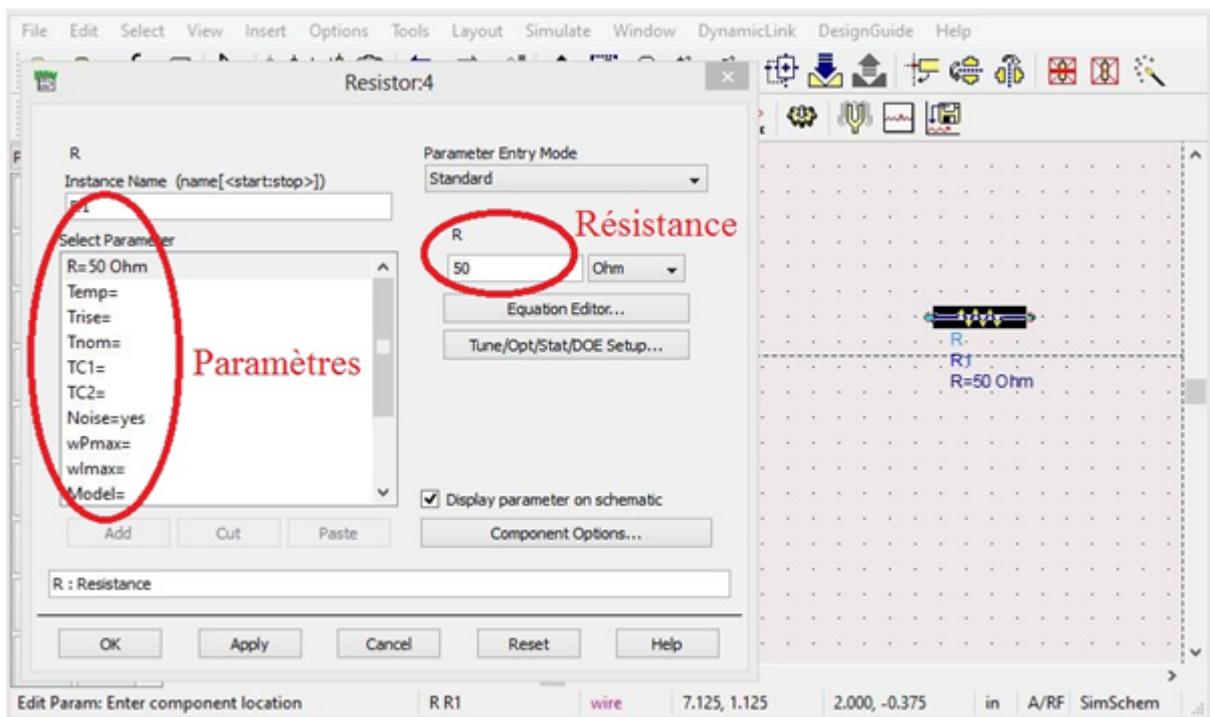
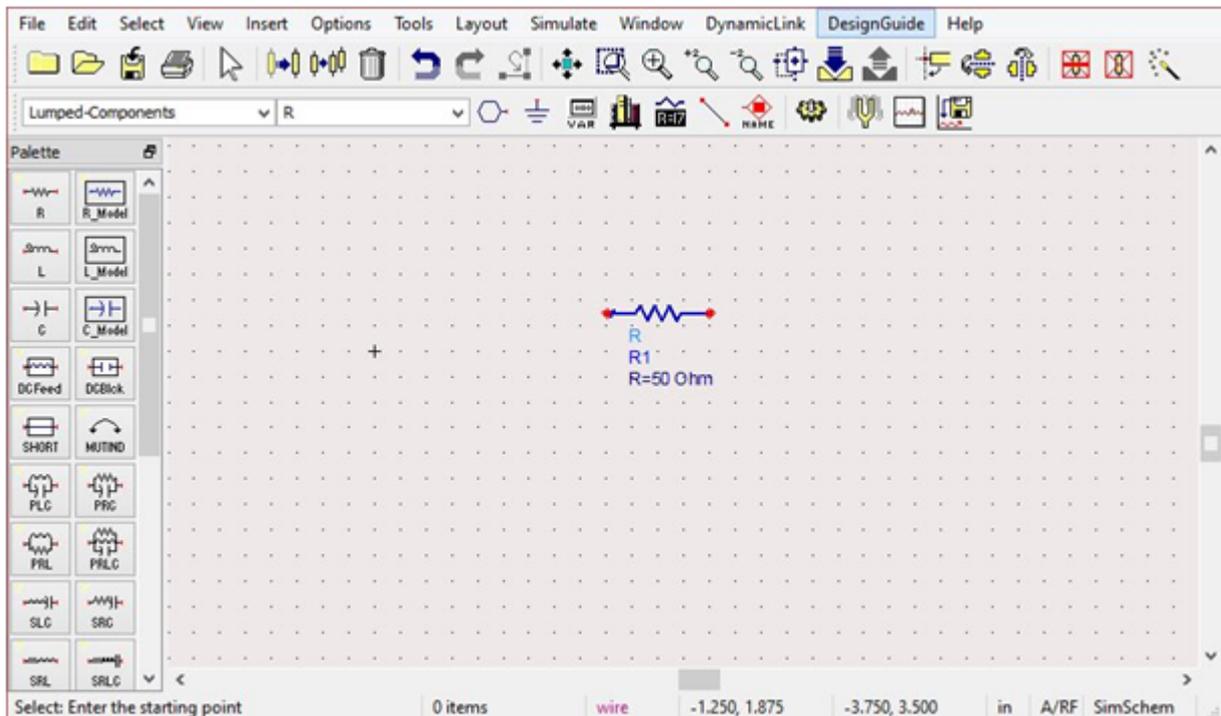
* Soit par le nom présent sur le message qui s'affiche lorsque le pointeur de la souris est placé sur lui.

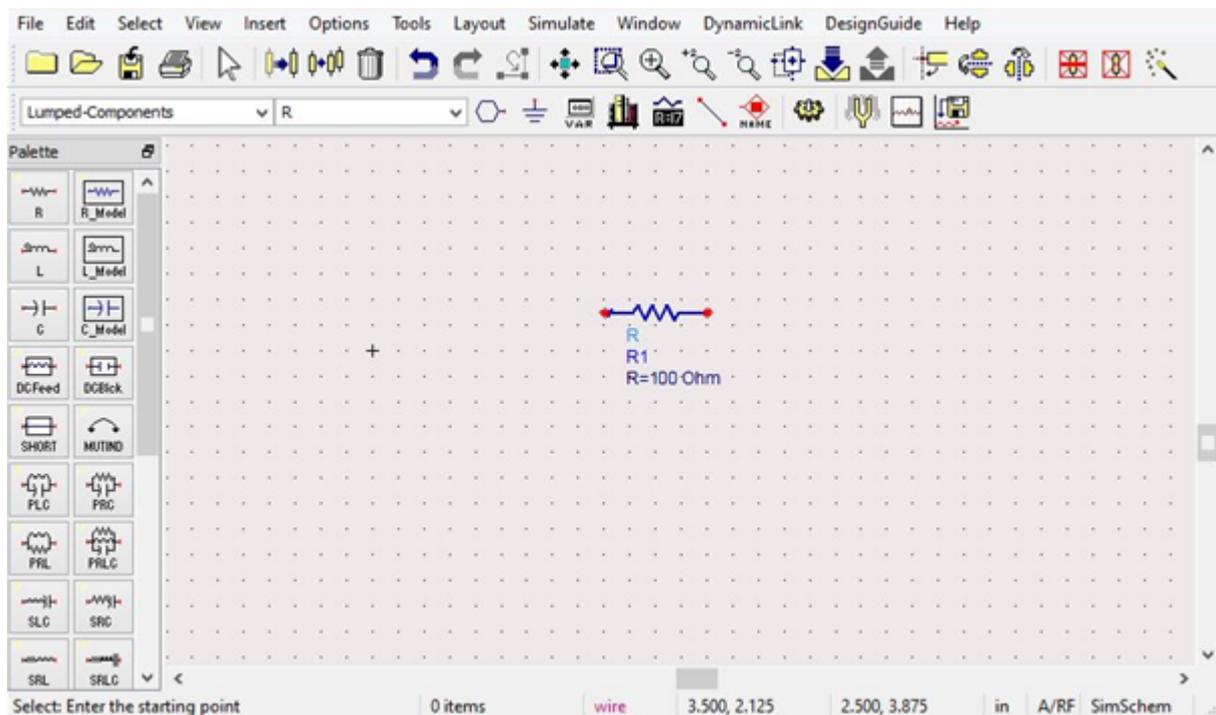
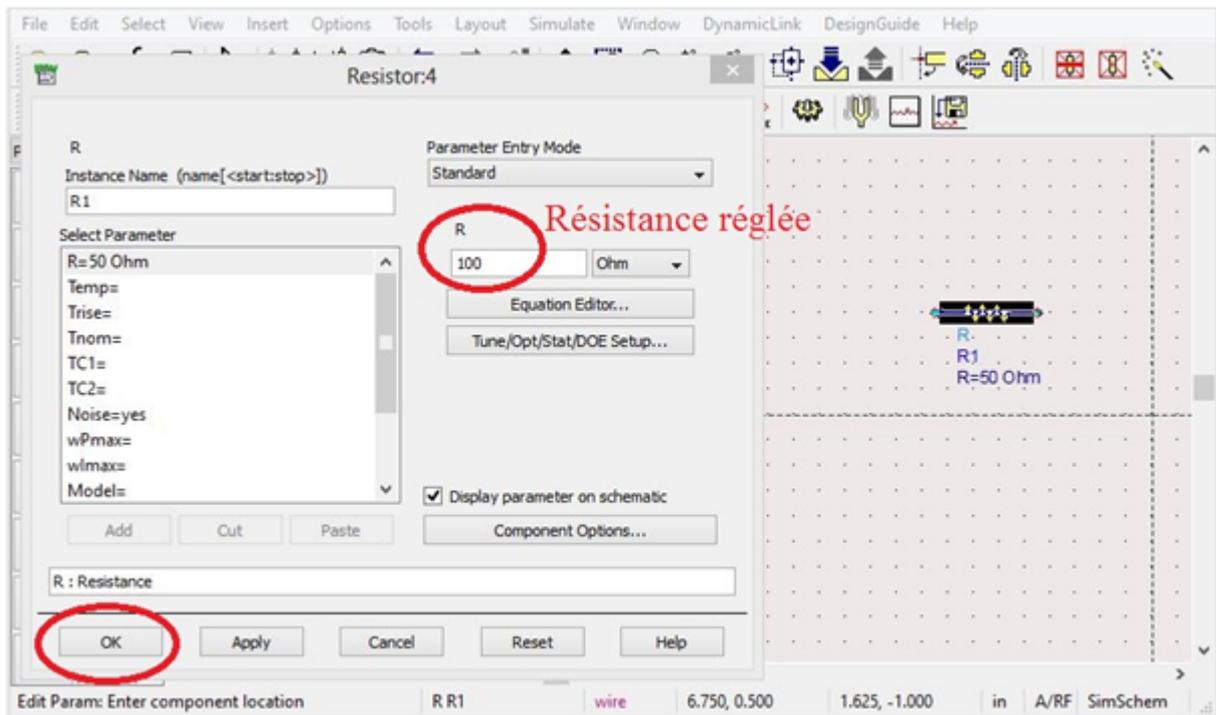
2.4.2 Méthode d'entrée des paramètres

* Il suffit de faire un double clic sur l'élément dont on souhaite modifier les paramètres. Une petite page apparaît donnant toutes les caractéristiques de l'élément.

* On fait un clic sur le paramètre à modifier, on saisie au clavier la valeur souhaitée et on clique sur « ok ».

* **EXEMPLE** : Prenons le cas d'un résistor de résistance 50Ω . Nous voulons lui attribuer une résistance de 100Ω .



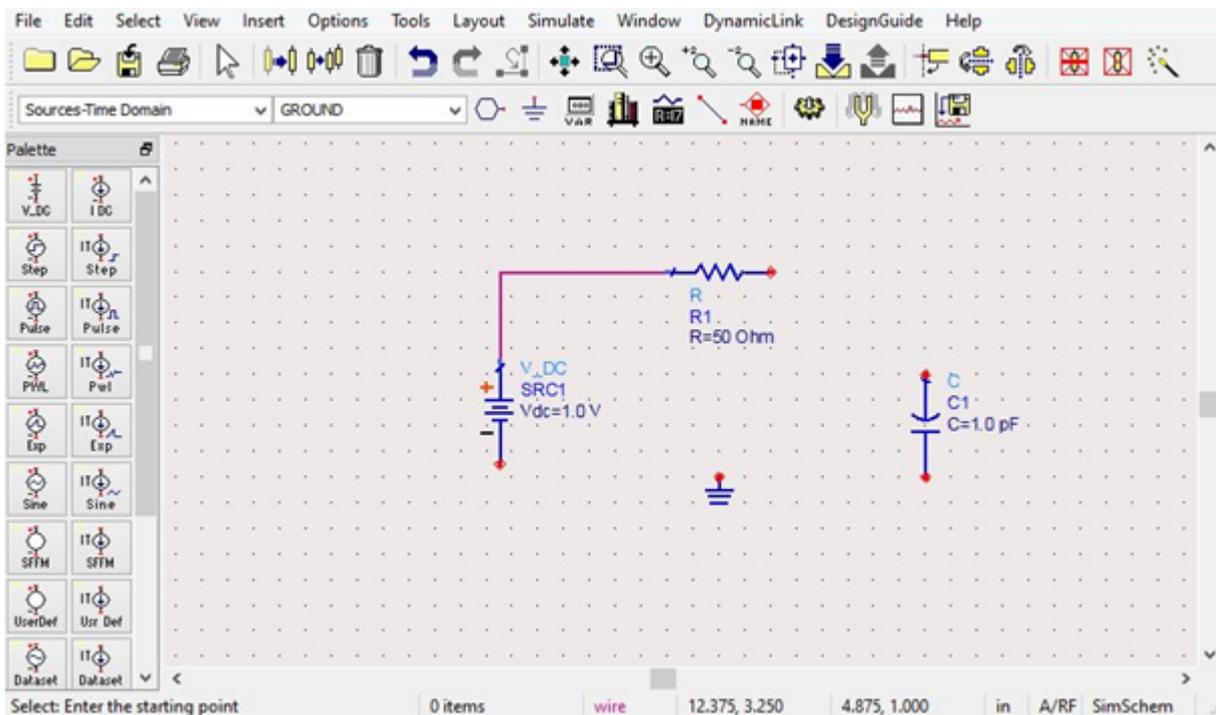
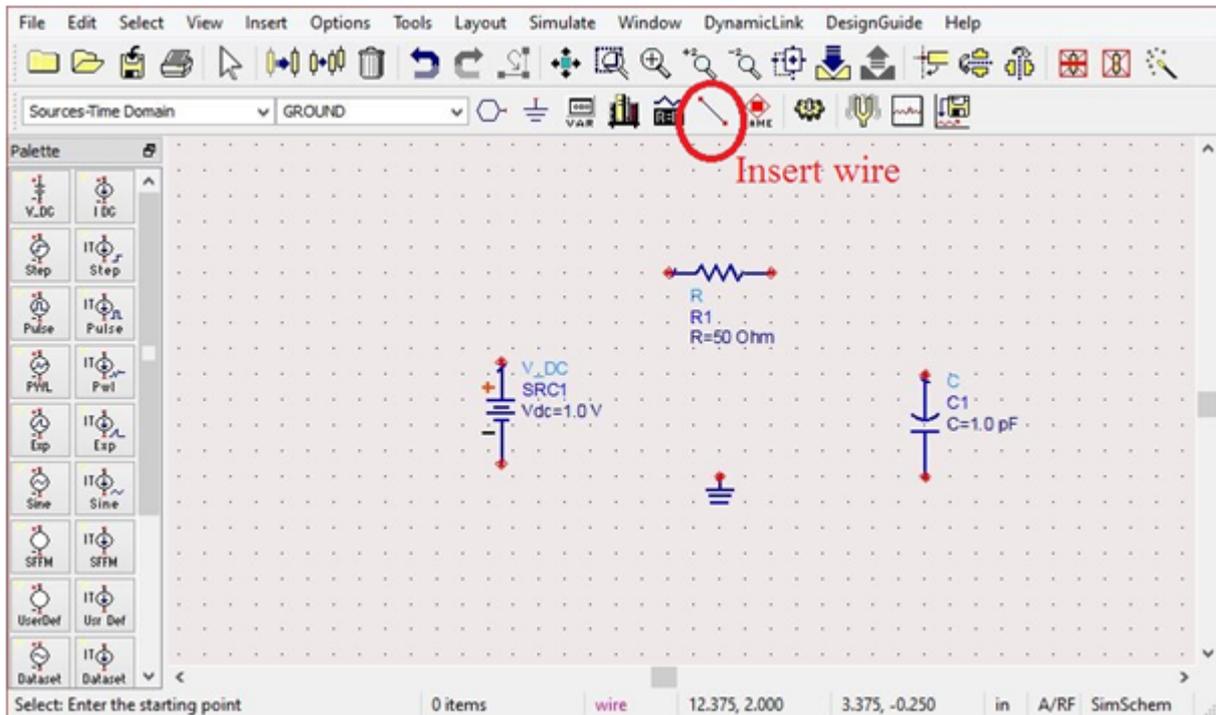


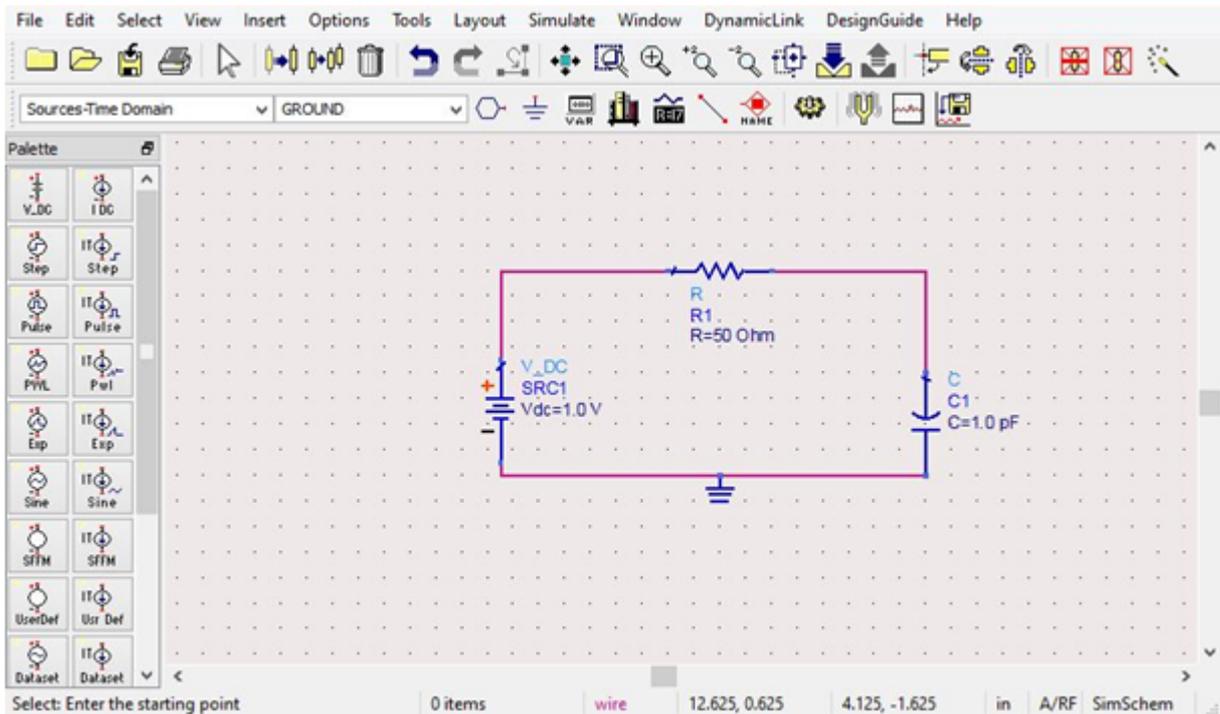
2.4.3 Principe du montage d'un système

Pour faire un montage sous ADS il suffit de placer tous les éléments du montage sur la page de dessin et relier leurs bornes conformément au schéma théorique du montage. Pour relier un élément à un autre, on peut :

*Soit joindre deux de leurs bornes en les déplaçant ;

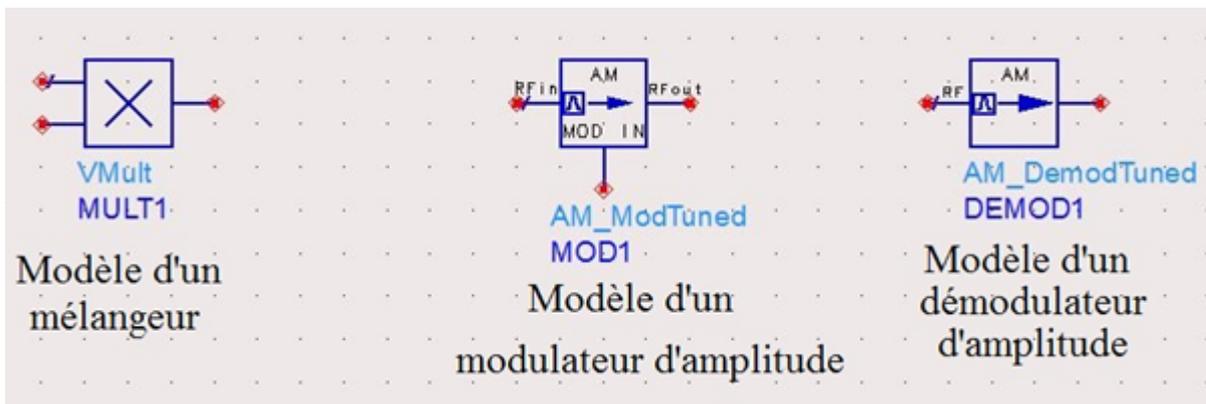
*Soit utiliser des fils de connexions : On fait un clic sur l'outil « insert wire » présent sur la barre d'outils. Ensuite on clique successivement sur les deux bornes que l'on souhaite relier. Une ligne reliant les deux bornes apparait automatiquement.





2.4.4 Exemples de modèles d'appareils

En plus des composants analogiques connus, la bibliothèque d'ADS contient des modèles de plusieurs appareils qu'on peut paramétrer selon nos désirs pour faire des simulations.

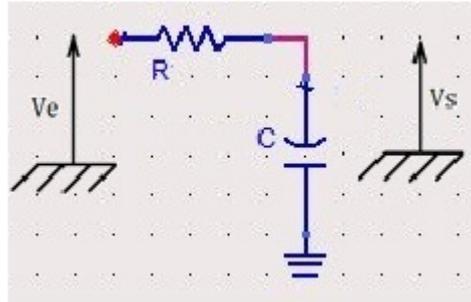


ADS nous offre également la possibilité de créer nos propres modèles d'éléments. Nous allons d'ailleurs présenter et expliquer le fonctionnement du modèle que nous avons construit à l'image de l'ensemble « diode laser+ MZ+ le coupleur optique+la photodiode ».

2.5 Principe et analogie pour la simulation sous ADS

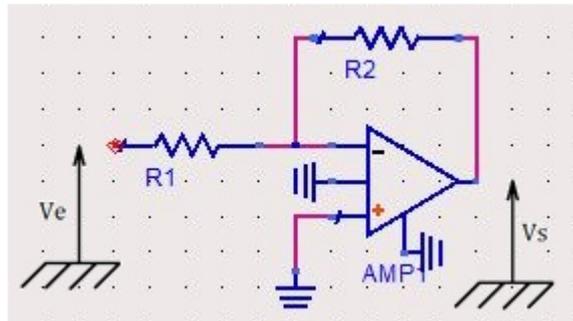
2.5.1 Schémas électroniques des systèmes de correction et de filtrage

◆ Le filtre passe-bas



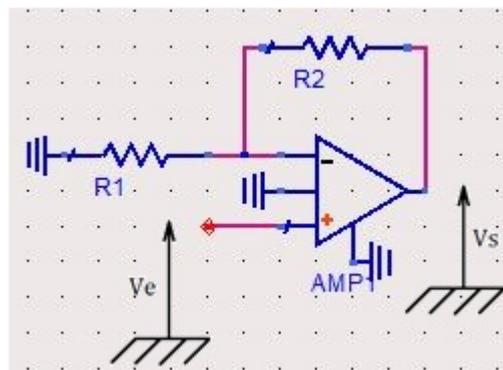
Sa fonction de transfert est $H(p) = \frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{1 + \tau p}$ avec $\tau = RC$.

◆ Amplificateur inverseur



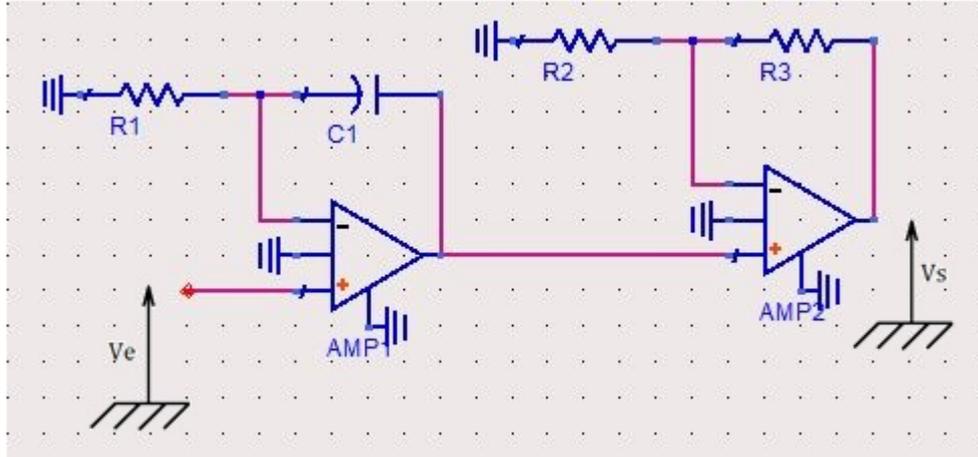
Sa fonction de transfert est $B(p) = \frac{V_s}{V_e} = -\frac{R_2}{R_1}$.

◆ Amplificateur non inverseur



Sa fonction de transfert est $B(p) = \frac{V_s}{V_e} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$.

◆ Le correcteur PI



Sa fonction de transfert est $C(p) = \frac{V_s}{V_e} = K_{PI} \left(1 + \frac{1}{\tau_I p}\right)$ avec $\tau_I = R_1 C_1$ et $K_{PI} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$.

2.5.2 Les paramètres de la simulation sous ADS

Nous avons fait des simulations avec les paramètres suivants :

- ★ Puissance du LASER émis par la diode LASER : $P_{las} = 50mW$.
- ★ Le taux d'extinction du MZ : $\eta = 0.99$.
- ★ Pertes d'insertion du LASER à l'entrée du MZ : $L_{ins} = 6dB$, soit $L_{ins} \simeq 2$.
- ★ Résistance d'entrée du port DC du MZ : $R_{DC} = 1M\Omega$.
- ★ Résistance d'entrée du port RF du MZ : $R_{RF} = 50\Omega$.
- ★ Tension à l'entrée RF du MZ (signal modulant) : $V_{RF}(t) = b_0 \sin(2\pi ft)$ avec $b_0 = 1V$, $f = 8GHz$.
- ★ Tension demi-onde de l'électrode DC du MZ : $V_{\pi DC} = 5.5V$.
- ★ Tension demi-onde de l'électrode RF du MZ : $V_{\pi RF}(f) = 4.5V$.
- ★ Pourcentage de la puissance optique prélevée à la sortie du MZ (par le coupleur optique) pour faire l'asservissement : $\gamma = 10\%$.
- ★ Sensibilité de la photodiode : $S = 0.8A/W$.
- ★ Résistance de charge de la photodiode : $R = 50\Omega$.
- ★ Résistances des entrées du mélangeur : $R_{ME} = 1M\Omega$.
- ★ Résistance de sortie du mélangeur : $R_{MS} = 50\Omega$.
- ★ Pertes de conversion à la sortie du mélangeur : $L_{conv} \simeq 0dB$, soit $L_{conv} \simeq 1V$
- ★ Gain G du préamplificateur : En se servant de la relation (2.15) établie plus haut et des valeurs ci-dessus on trouve : $G = -101.3211836$.

★ La perturbation : Nous allons considérer une dérive rapide au cours de laquelle la constante de temps de V_0 (voir relation (2.6)) vaut $\tau_w = 3\mu s$.

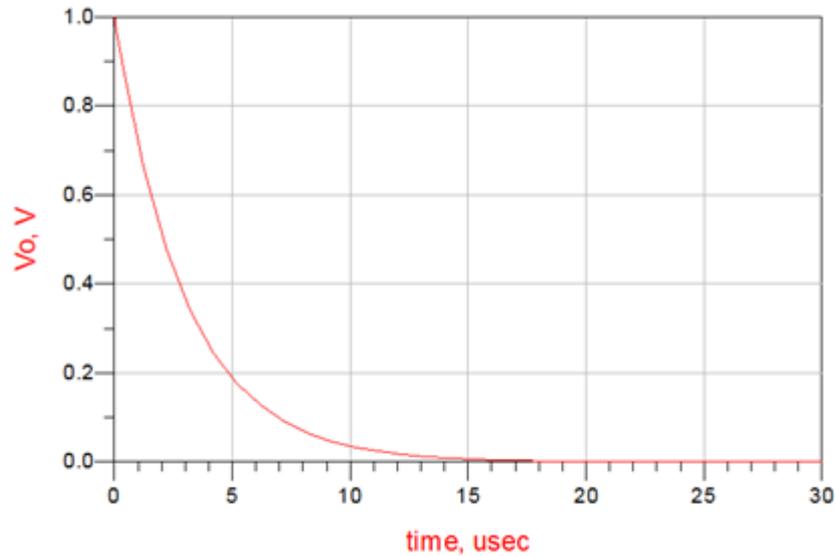


FIGURE 2.5 – Variation considérée de V_0 (tension du premier maximum de la transmission) en fonction du temps

- ★ La constante de temps du filtre passe-bas : $\tau = 1\mu s$.
- ★ Les amplificateurs opérationnels que nous utiliserons sont des amplificateurs opérationnels idéaux.

2.5.3 Le modèle de l'ensemble « Diode LASER+MZ+Coupleur optique+Photodiode »

ADS ne dispose pas de tous les éléments dont nous avons besoin dans sa bibliothèque, par contre il nous offre la possibilité de créer des modèles de tous ces éléments là. Nous allons donc créer un modèle de l'ensemble « Diode LASER+MZ+Coupleur Optique+Photodiode ». La figure 2.6 de la page 50 représente le modèle en question.

Pour créer ce modèle, nous avons utilisé les éléments **VtExp** et **SDD3P** de la bibliothèque de ADS.

★ L'élément VtExp est paramétré pour générer la tension du premier maximum de polarisation (V_0). Pour ce travail nous avons considéré que, à cause des perturbations auxquelles est soumis le MZ, cette tension n'est pas constante mais, varie suivant la loi décrite

par l'équation 2.6 avec une constante de temps $\tau_w = 3\mu s$.

★ Les ports 1 et 3 de l'élément $SDD3P$ représentent respectivement les entrées RF et DC du MZ. Leurs résistances d'entrées étant respectivement $R_{RF} = 50\Omega$ et $R_{DC} = 1M\Omega$ les courants $I[1,0]$ et $I[3,0]$ sont donnés par les relations suivantes :

$$I[1,0] = \frac{V_{RF}}{R_{RF}} = \frac{V_1}{50} \text{ et } I[3,0] = \frac{V_{DC}}{R_{DC}} = \frac{V_3}{1000000}.$$

★ Le port 2 de l'élément $SDD3P$ représente la photodiode. Le photocourant (courant délivré par la photodiode) est défini par : $I_{ph} = I[2,0] = \gamma SP_{opt}$.

La puissance optique à la sortie du MZ est définie par :

$$P_{opt} = \frac{P_{las}}{2L_{ins}} \left(1 + \eta \cos\left(\pi \left(\frac{V_{DC} - V_0}{V_{\pi DC}} \right) + \pi \left(\frac{V_{RF}(t)}{V_{\pi RF}(f)} \right) \right) \right)$$

$$\Rightarrow I_{ph} = I[2,0] = \frac{\gamma SP_{las}}{2L_{ins}} \left(1 + \eta \cos\left(\pi \left(\frac{V_{DC} - V_0}{V_{\pi DC}} \right) + \pi \left(\frac{V_{RF}(t)}{V_{\pi RF}(f)} \right) \right) \right)$$

$$\Rightarrow I[2,0] = \frac{\gamma SP_{las}}{2L_{ins}} \left(1 + \eta \cos\left(\pi \left(\frac{V_3}{V_{\pi DC}} \right) + \pi \left(\frac{V_1}{V_{\pi RF}(f)} \right) \right) \right).$$

En tenant compte des paramètres présentés plus haut, on obtient :

$$I[2,0] = 0.001 \times \left(1 + 0.99 \times \cos\left(\left(\frac{V_3}{5.5} + \frac{V_1}{4.5}\right) \times 3.1416\right) \right).$$

$I[1,0]$, $I[2,0]$ (ou I_{ph}) et $I[3,0]$ en Ampères ; V_1 et V_3 en Volts (V).

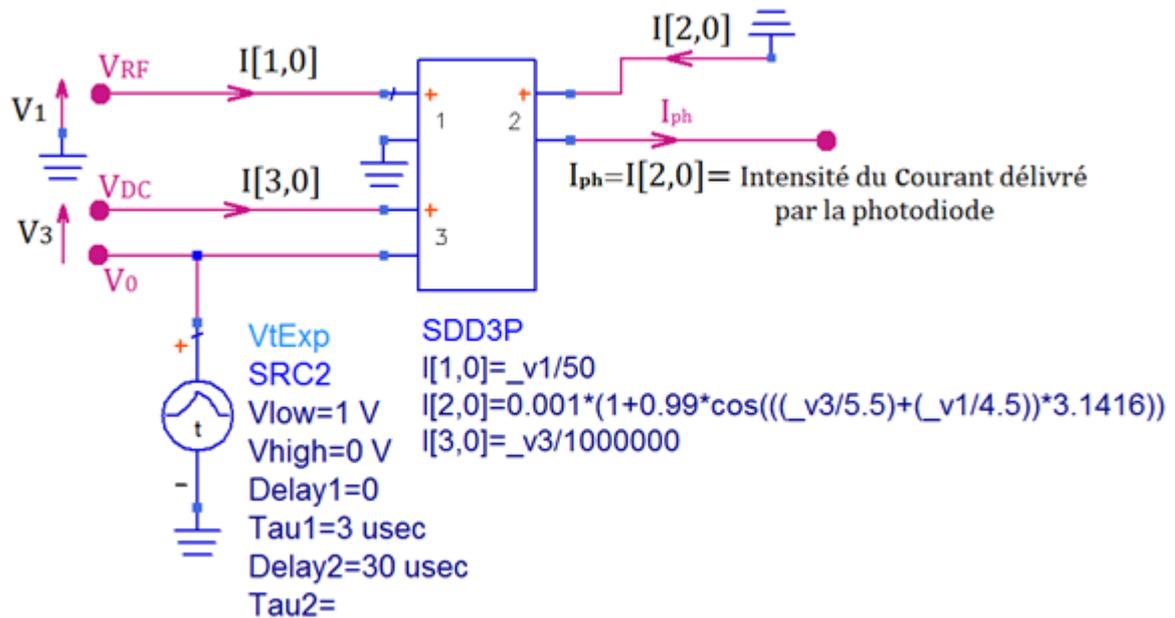


FIGURE 2.6 – Modèle de l'ensemble « Diode LASER+MZ+Coupleur optique+Photodiode » sous ADS

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté comment nous comptons éliminer les effets de la dérive des points de fonctionnement d'un MZ pour la modulation DSB-CS grâce à un asservissement. Nous avons également présenté les conditions dans lesquelles nous allons faire des simulations dans le but de montrer la véracité et la pertinence de nos calculs et considérations. Dans le chapitre suivant, nous présenterons les résultats obtenus.

APPLICATION DE LA MÉTHODE DE SIMULATION SOUS ADS POUR LA CONCEPTION NUMÉRIQUE D'UN SYSTÈME D'ASSERVISSEMENT D'UN MACH-ZEHNDER POUR LA MODULATION DSB-CS

Introduction

Il est clair que simuler ce n'est pas démontrer. Mais la simulation permet de vérifier si des hypothèses sont fondées et valables. On simule aussi pour éviter de commettre des erreurs en situations réelles, erreurs pouvant avoir de graves conséquences. Nous avons conçu notre système asservi sous le logiciel de CAO ADS. Il est question pour nous dans ce chapitre de présenter les résultats obtenus.

3.1 But de la conception

Nous voulons asservir un MZ soumis à des perturbations pour qu'il réalise à chaque instant une modulation DSB-CS. Nous avons décrit au chapitre II la procédure pour y arriver et il est question pour nous d'appliquer cette procédure et de vérifier si les résultats obtenus sont en accords avec les attentes théoriques. Nous allons donc concevoir notre système asservi sous ADS que nous allons utiliser en mode transitoire. Ce qui nous permettra de suivre l'évolution des tensions appliquées à l'électrode DC du MZ par chacun de nos correcteurs (avec et sans référence de polarisation) et de les comparer aux tensions attendues (tensions de polarisation du MZ pour la modulation DSB-CS). Nous allons également vérifier s'il ya doublage de la fréquence du signal RF à la sortie du MZ en visualisant la tension aux bornes

de la photodiode.

3.2 Principe structural

Il s'agira conformément aux méthodes décrites au chapitre 2 de :

★ Placer tous les éléments nécessaires au processus dans le simulateur (selon le plan décrit par la figure 2.1) en tenant compte des modèles ;

★ Régler les paramètres des différents modèles conformément aux conditions que nous nous sommes données ;

★ Marquer l'entrée DC du MZ et la sortie de la photodiode sans oublier de régler la durée de la simulation ;

★ Faire plusieurs simulations en faisant varier les paramètres des correcteurs pour agir sur les performances du système asservi.

3.3 Application

3.3.1 Cas du correcteur P

Rappelons que le correcteur P est un simple amplificateur de fonction de transfert $C(p) = K_p$. Les résultats présentés ici sont obtenus pour $K_p = 101$.

◆ Cas du correcteur P sans référence de polarisation

La polarisation s'effectue autour de $V_{DSB-CS_1} = V_0 - V_{\pi DC} = \exp\left(-\frac{t}{\tau_w}\right) - 5.5$ (en volts (V)).

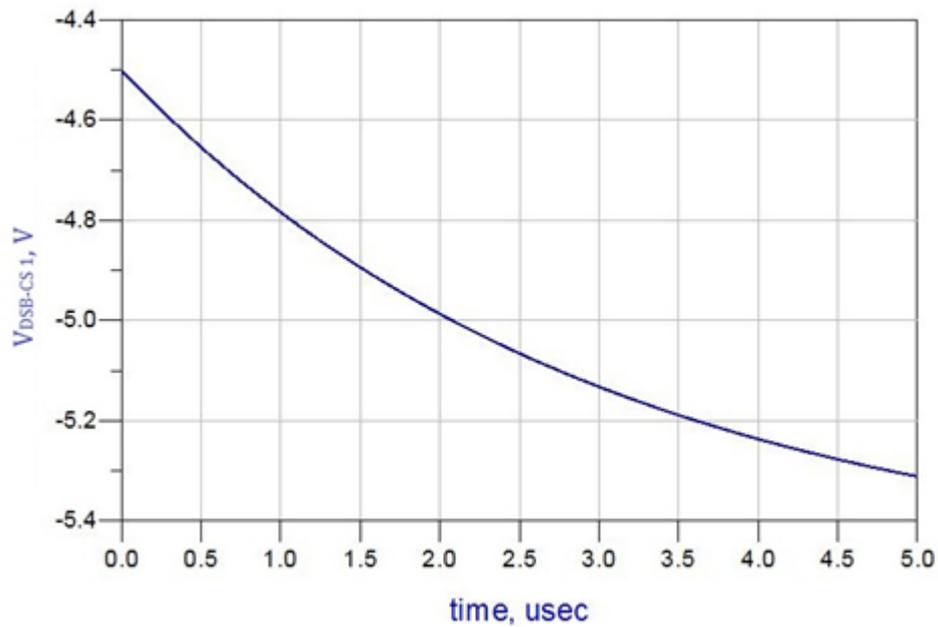


FIGURE 3.1 – V_{DSB-CS_1} entre 0 et $5\mu s$

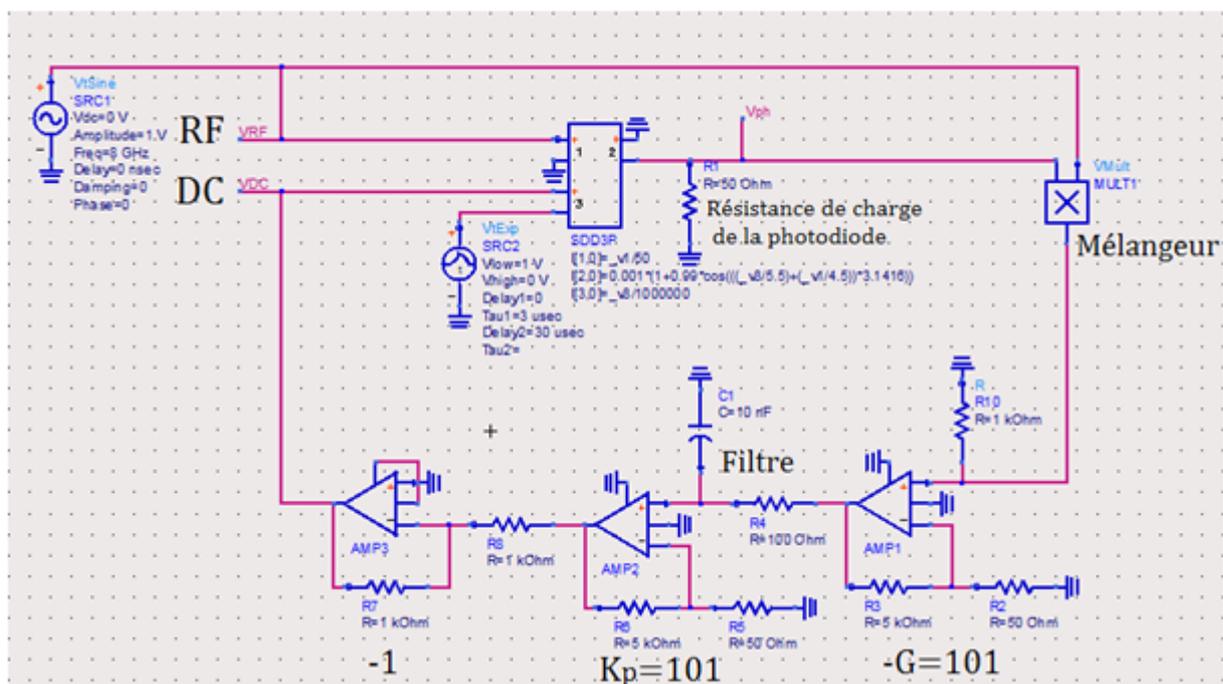


FIGURE 3.2 – Schéma du système asservi doté du correcteur P sans référence de polarisation sous ADS

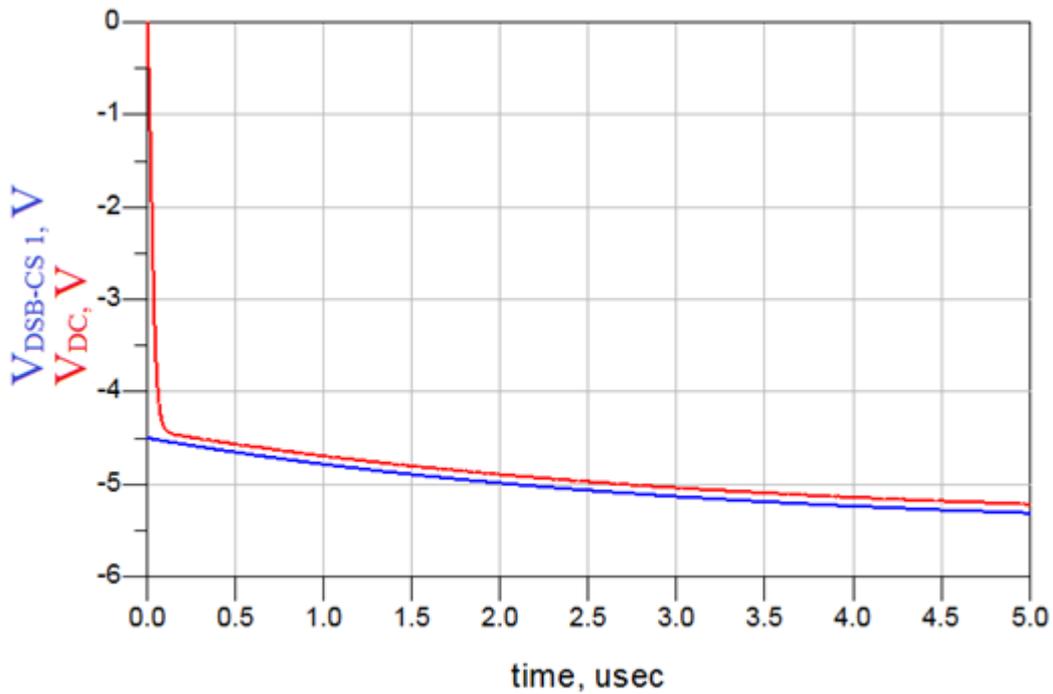


FIGURE 3.3 – Tension à l’entrée DC du MZ (en rouge) et tension souhaitée (en bleu) pour le système asservi doté du correcteur P sans référence de polarisation

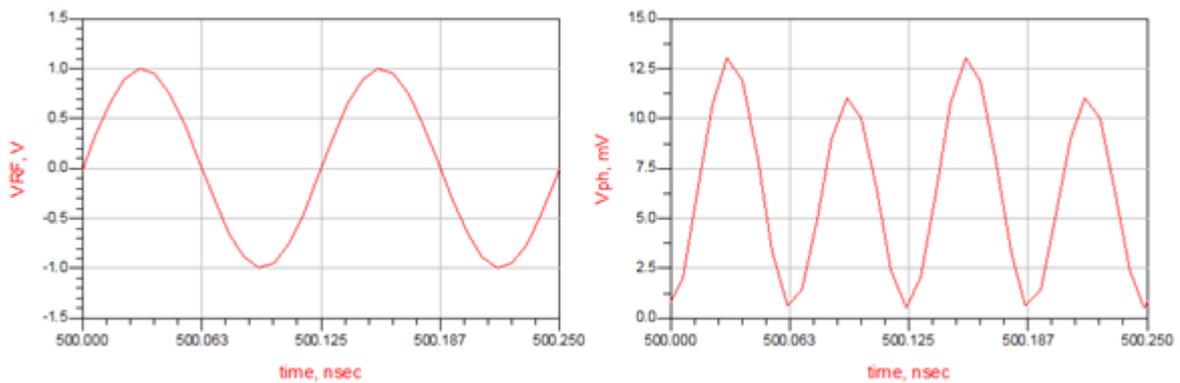


FIGURE 3.4 – Tension à l’entrée RF du MZ (à gauche) et tension aux bornes de la photodiode (à droite) pour le système asservi doté du correcteur P sans référence de polarisation

◆ Cas du correcteur P avec référence de polarisation

La référence de polarisation choisie ici est $C_0 = V_{\pi DC} = 5.5V$ et la polarisation s’effectue autour de :

$$V_{DSB-CS_2} = V_0 + V_{\pi DC} = \exp\left(-\frac{t}{\tau_w}\right) + 5.5 \text{ (en volts (V))}.$$

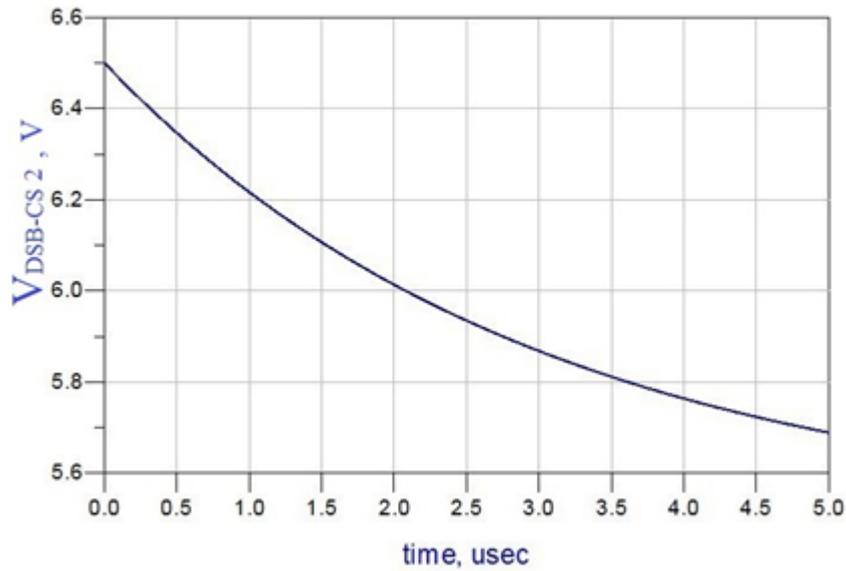


FIGURE 3.5 – V_{DSB-CS_2} entre 0 et $5\mu s$

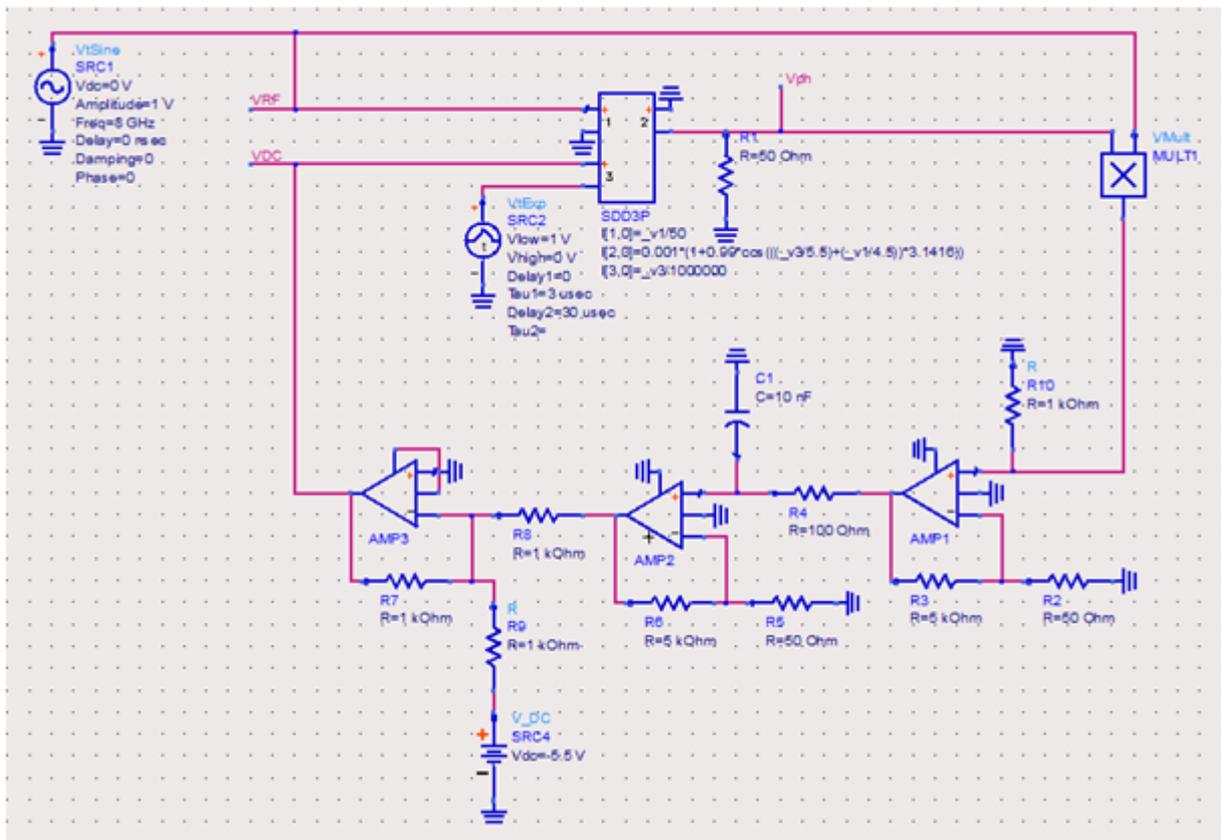


FIGURE 3.6 – Schéma du système asservi doté du correcteur P avec référence de polarisation ($C_0 = 5.5V$) sous ADS

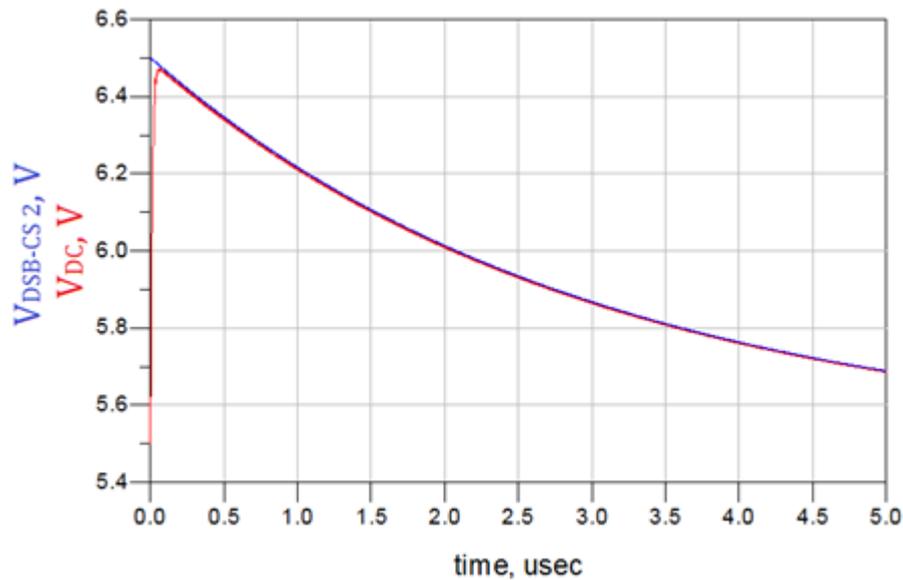


FIGURE 3.7 – Tension à l’entrée DC du MZ (en rouge) et tension souhaitée (en bleu) pour le système asservi doté du correcteur P avec référence de polarisation ($C_0 = 5.5V$)

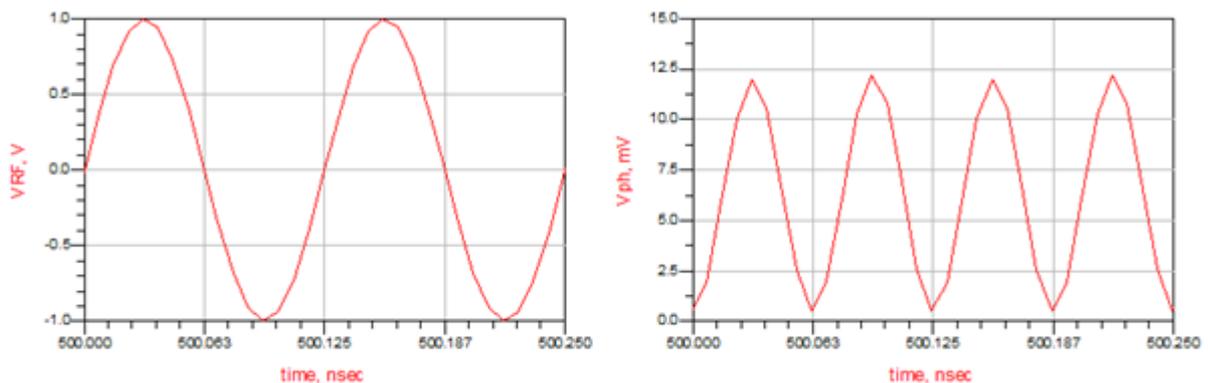


FIGURE 3.8 – Tension à l’entrée RF du MZ (à gauche) et tension aux bornes de la photodiode (à droite) pour le système asservi doté du correcteur P avec référence de polarisation ($C_0 = 5.5V$)

◆ Interprétation des résultats

★ Le correcteur P avec référence de polarisation nous offre une erreur statique nulle (les courbes en bleu et rouge se confondent) après un régime transitoire de quelques dixièmes de microsecondes. La tension V_{ph} aux bornes de la photodiode présente deux fois plus d’alternances que la tension V_{RF} appliquée à l’entrée RF du MZ dans le même intervalle de temps

(entre 500 et 500.25ns). Preuve que la fréquence de la tension aux bornes de la photodiode est le double de celle appliquée à l'entrée RF. On a donc 8GHz à l'entrée RF du MZ et 16GHz à sa sortie. Ce qui correspond bien à nos attentes.

★ La réponse du correcteur P sans la référence de polarisation a un léger écart (erreur statique) avec la consigne. La tension aux bornes de la photodiode présente également deux fois plus d'alternances que celle appliquée à l'entrée RF du MZ. Sauf qu'ici, les amplitudes sont légèrement différentes. Nous pensons que cela est due à l'erreur statique qui caractérise ce correcteur car, nous avons constaté que plus le système est précis, plus ces alternances ont des amplitudes voisines.

3.3.2 Cas du correcteur PI

On rappelle que le correcteur PI a pour fonction de transfert $C(p) = K_{PI}(1 + \frac{1}{\tau_I \cdot p})$. Les résultats présentés ici sont obtenus pour $K_{PI} = 100$ et $\tau_I = 100ns$.

◆ Cas du correcteur PI sans référence de polarisation

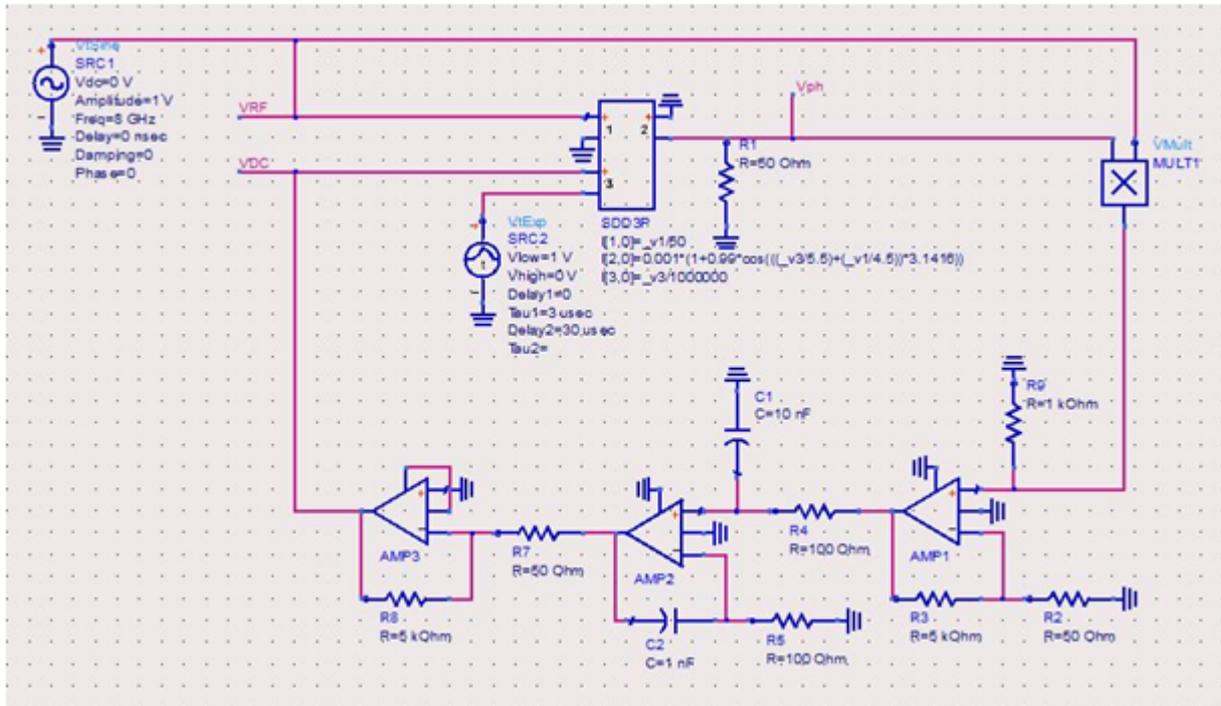


FIGURE 3.9 – Schéma du système asservi doté du correcteur PI sans référence de polarisation sous ADS

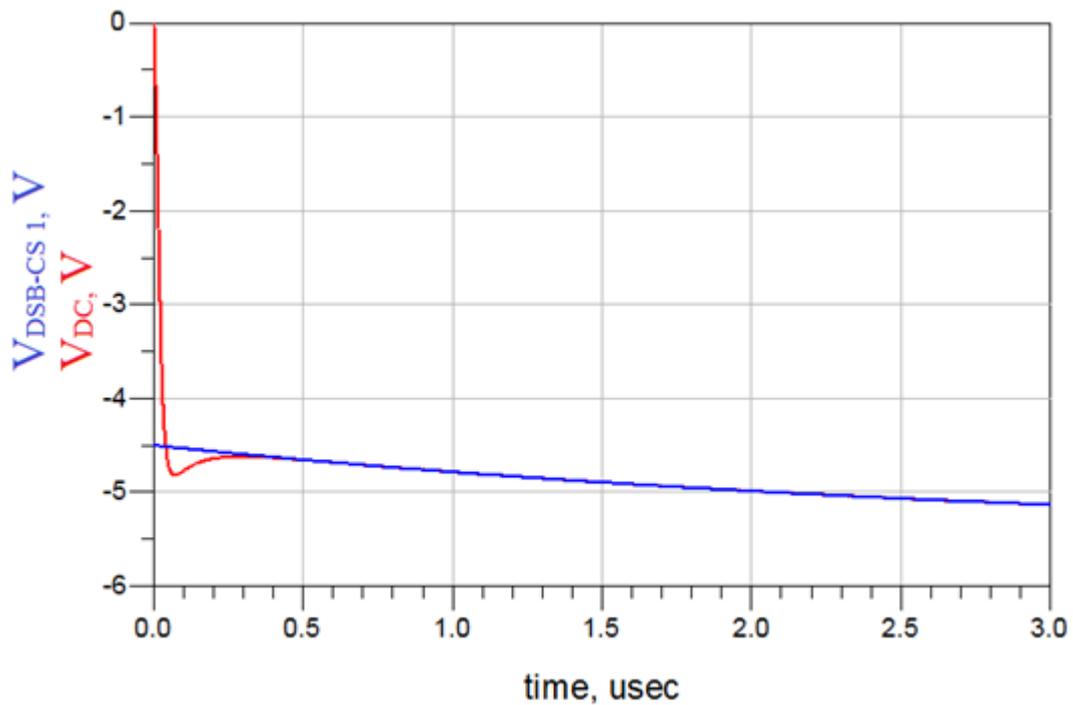


FIGURE 3.10 – Tension à l'entrée DC du MZ (en rouge) et tension souhaitée (en bleu) pour le système asservi doté du correcteur PI sans référence de polarisation

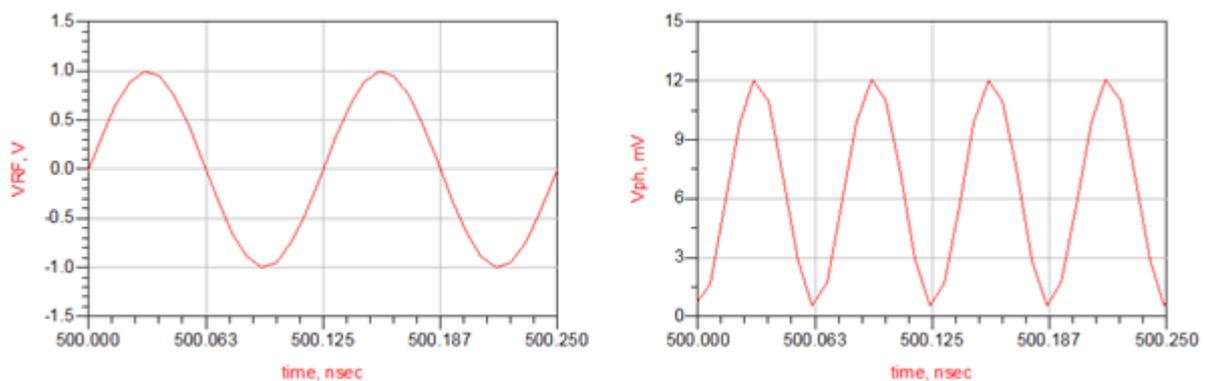


FIGURE 3.11 – Tension à l'entrée RF du MZ (à gauche) et tension aux bornes de la photodiode (à droite) pour le système asservi doté du correcteur PI sans référence de polarisation

◆ Cas du correcteur PI avec référence de polarisation

La référence de polarisation choisie ici est $C_0 = V_{\pi DC} = 5.5V$ et la polarisation s'effectue autours de V_{DSB-CS_2} .

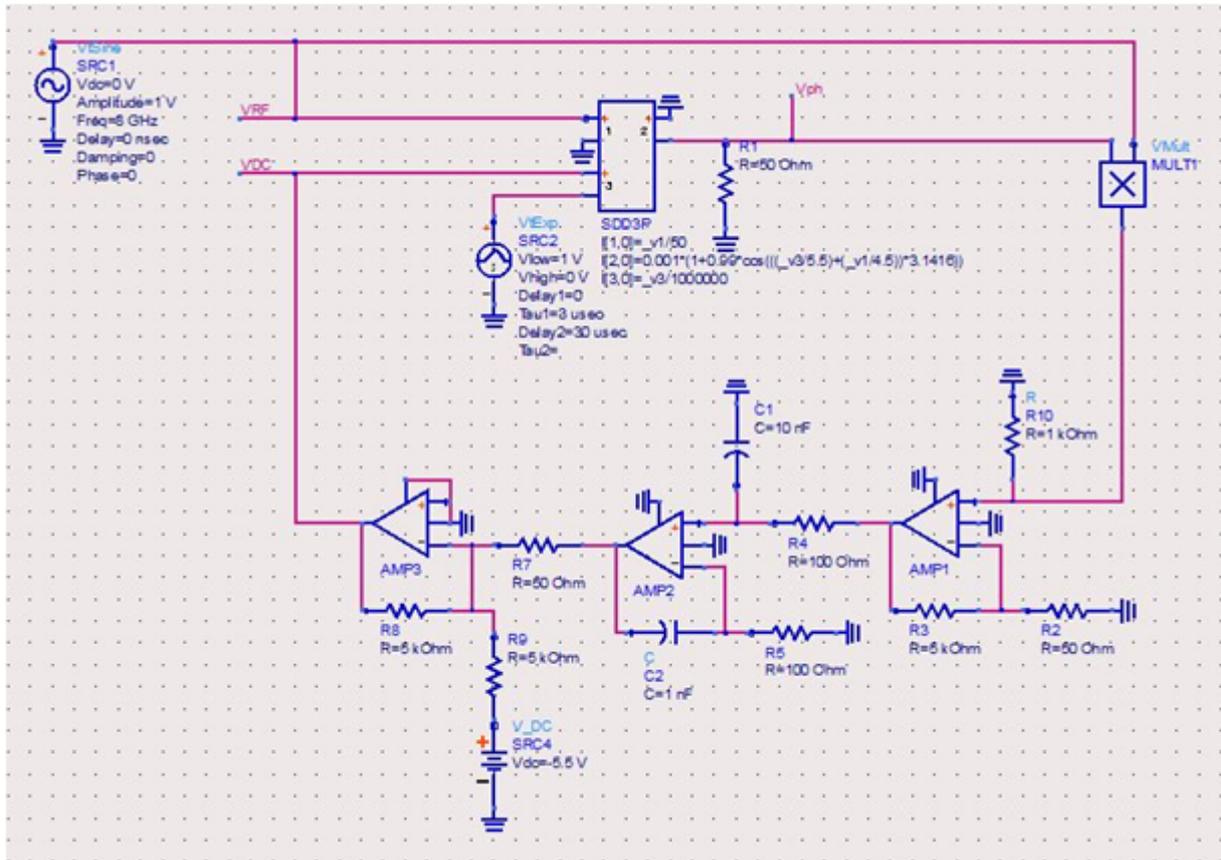


FIGURE 3.12 – Schéma du système asservi doté du correcteur PI avec référence de polarisation ($C_0 = 5.5V$) sous ADS

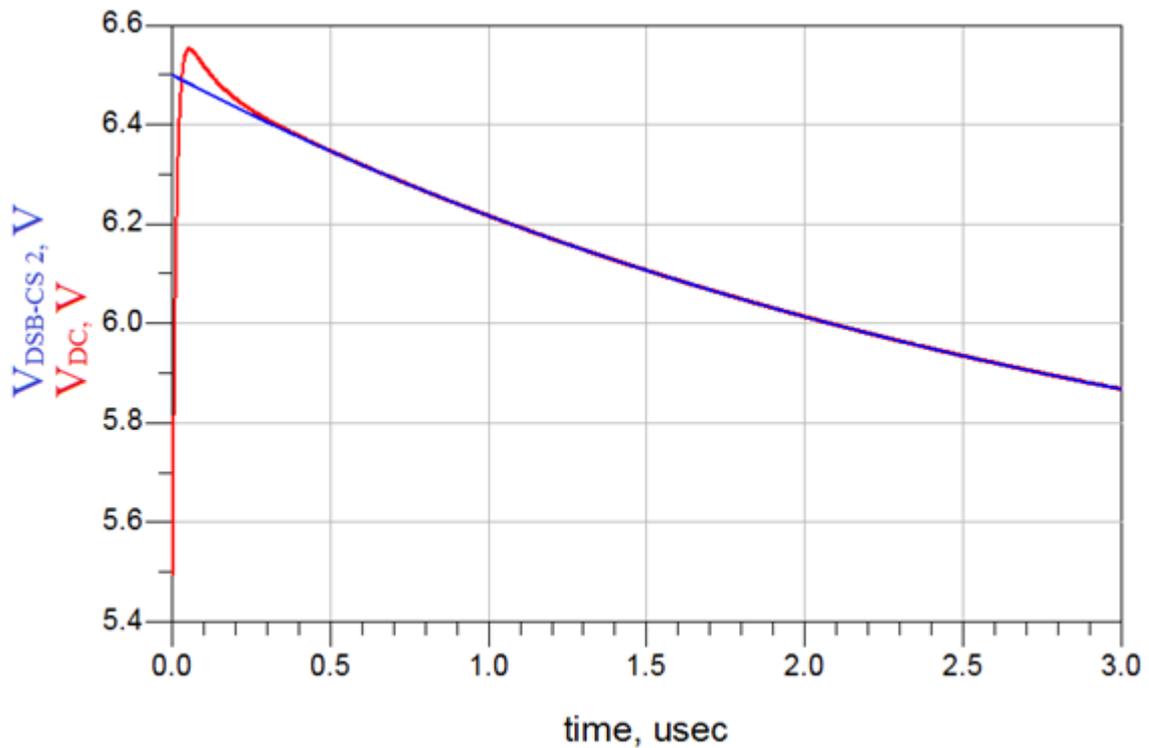


FIGURE 3.13 – Tension à l'entrée DC du MZ (en rouge) et tension souhaitée (en bleu) pour le système asservi doté du correcteur PI avec référence de polarisation ($C_0 = 5.5V$)

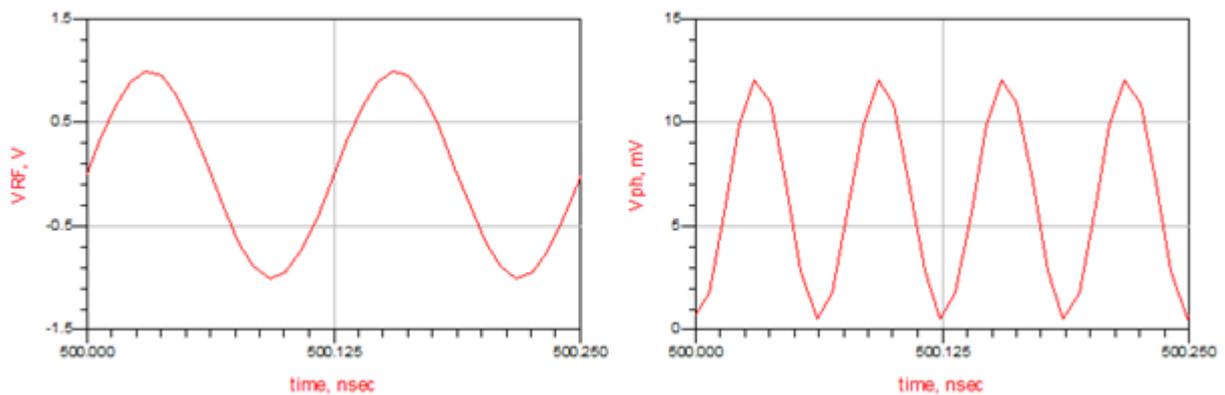


FIGURE 3.14 – Tension à l'entrée RF du MZ (à gauche) et tension aux bornes de la photodiode (à droite) pour le système asservi doté du correcteur PI avec référence de polarisation ($C_0 = 5.5V$)

◆ Interprétation des résultats

★ La réponse du correcteur PI (avec ou sans la référence de polarisation) se confond à la consigne (erreur statique nulle) après un régime transitoire d'environ $0.4\mu s$ caractérisé par un léger dépassement. Comme pour le correcteur P avec référence de polarisation, on a $16GHz$ à la sortie du MZ pour $8GHz$ à son entrée RF. Ce qui correspond bien à nos attentes.

3.4 Résultats globaux

★ En général, une fois l'asservissement lancé, on observe deux phases :

- ♣ Un régime transitoire dont la durée dépend des paramètres du correcteur. Il est caractérisé par la convergence de la commande u vers la consigne e .
- ♣ Un régime permanent ou établi qui permet d'évaluer la précision (l'erreur statique) du système.

★ Sans la référence de polarisation, quelque soit le correcteur, la polarisation se fait automatiquement autour de $V_{DSB-CS_1} = V_0 - V_{\pi DC}$.

★ Comme prévu théoriquement, grâce à la référence de polarisation, on est en mesure de choisir le point de fonctionnement pour la modulation DSB-CS autour duquel doit s'effectuer la polarisation et pour une référence de polarisation égale à un multiple impair de la tension demi-onde de l'électrode DC $V_{\pi DC}$ du MZ l'erreur statique est nulle.

★ Le tableau suivant résume l'influence des paramètres des correcteurs sur les caractéristiques du système asservi et donne bien raison à nos attentes théoriques présentées dans les chapitres précédents.

Correcteurs			Influence des paramètres
Noms	Fonctions de transferts C(p)	Paramètres	
P	K_p	K_p	<p>*Plus K_p est grand, plus le système est rapide (régime transitoire de courte durée) et précis.</p> <p>*Pour des valeurs extrêmement grandes de K_p, le système devient instable. La commande élaborée par le correcteur oscille alors de façon permanente autour de la consigne et l'amplitude de ces oscillations croît avec K_p.</p>
PI	$K_{pI} \left(1 + \frac{1}{\tau_I \cdot p} \right)$	K_{pI}	<p>*Plus K_{pI} est grand, plus le système est rapide (phase transitoire courte);</p> <p>*Le système devient instable pour des valeurs extrêmement grandes de K_{pI}.</p>
		τ_I	<p>*Plus τ_I est petit, plus le régime transitoire est de courte durée et plus on a de dépassements ;</p> <p>*En augmentant τ_I, on augmente la durée de la phase transitoire, mais le nombre de dépassements diminue ainsi que leurs amplitudes (Plus τ_I est grand, plus le système est amorti) ;</p> <p>*Pour $\tau_I \geq \tau$, il n'y a aucun dépassement.</p> <p>NB : Pendant le régime permanent, le correcteur applique exactement la tension de polarisation pour la modulation DSB-CS à l'entrée DC du MZ (erreur statique nulle) et la fréquence du signal à la sortie du MZ est le double de celle du signal à son l'entrée RF.</p>

Tableau 3.1 : Récapitulatif de l'influence des paramètres des correcteurs sur les caractéristiques du système asservi

Conclusion

Dans ce chapitre, il était question pour nous de présenter les résultats obtenus après simulations sur ADS. Les résultats que nous obtenons sont bien en accords avec nos prévisions théoriques, preuve de la validité de nos calculs et considérations. Nous attachons une attention particulière au correcteur PI qui agit de façon efficace avec ou sans la référence de polarisation.

IMPLICATIONS PÉDAGOGIQUES

Dans les liaisons des télécommunications optiques, l'émetteur est une diode laser associée ou non à modulateur (Le MZ), le canal de transmission est une fibre optique et le récepteur est une photodiode. Le MZ réalise une modulation d'amplitude en faisant interférer les faisceaux lumineux de ses deux bras à sa sortie. Ce travail met donc en avant :

- ★ Le phénomène d'interférences lumineuses (étudié en classes de terminales scientifiques) ;
- ★ Le transport de la lumière à travers une fibre optique (étudié en classes de premières) ;
- ★ Les diodes (étudié en classes de secondes).

Dans les lignes qui suivent nous allons présenter les intérêts didactiques de ce travail et une fiche pédagogique pour permettre à un enseignant de réviser les notions ci-dessus avec des élèves.

INTÉRÊT DIDACTIQUE

En ce qui me concerne, grâce à ce travail, j'ai pu voir en quoi est ce que peut servir les interférences lumineuses mis à part le fait de permettre la mise en évidence du caractère ondulatoire de la lumière. Je pense que je pourrais rendre mes cours plus attirant en faisant des petits commentaires sur l'utilisation et l'importance des interférences lumineuses, de la fibre optique et des diodes dans les liaisons des télécommunications optiques. Ainsi, les élèves verront que je ne cherche pas à les remplir la tête des choses qui ne servent à rien, mais que je cherche à leurs apporter la vérité.

FICHE PÉDAGOGIQUE

CONTENUS	ACTIVITÉS D'ENSEIGNEMENTS	ACTIVITÉS D'APPRENTISSAGES
<p>LES DIODES</p>	<p>L'enseignant pose des questions :</p> <p>*Q1 : Qu'est ce qu'une jonction P-N ?</p> <p>*Q2 : Citer des exemples de diodes à jonctions ;</p> <p>*Q3 : Quelles sont particularités des diodes électroluminescentes et des photodiodes.</p> <p>*Q4 : Quelle est la différence entre une diode à jonction et une diode Zener ?</p> <p>*Q5 : Quand dit-on qu'une diode est bloquée ?</p> <p>*Q6 : Quand dit-on qu'une diode est passante ?</p>	<p>Les élèves répondent aux questions :</p> <p>*Q1 : C'est une jonction qui ne conduit le courant que dans un seul sens ;</p> <p>*Q2 : Diode au germanium, diode au silicium,....</p> <p>*Q3 : Les diodes électroluminescentes produisent de la lumière lorsqu'elles sont parcourues par un courant et les photodiodes produisent du courant électrique lorsqu'elles sont éclairées ;</p> <p>*Q4 : Contrairement aux diodes à jonction, la diode Zener conduit le courant dans les deux sens ;</p> <p>*Q5 : La diode est bloquée lorsqu'elle ne laisse passer aucun courant quand il y a une différence de potentiel entre ses bornes ;</p> <p>*Q6 : La diode est passante lorsqu'elle laisse passer le courant ;</p>
<p>LA FIBRE OPTIQUE</p>	<p>L'enseignant pose des questions :</p> <p>*Q1 : Définir réfraction de la lumière ;</p> <p>*Q2 : Lorsqu'un rayon lumineux passe d'un milieu à un autre moins réfringent, si l'angle d'incidence est supérieur à une valeur limite λ_c, le rayon émergent est réfléchi.</p> <p>*Comment appelle-t-on cet angle limite ?</p>	<p>Les élèves répondent aux questions :</p> <p>*Q1 : Réfraction de la lumière: C'est le brusque changement de direction que subit la lumière lorsqu'elle rencontre le surface de séparation de deux milieux transparents ;</p> <p>*Q2 :</p> <p>*Angle de réfraction limite ;</p> <p>*Réflexion totale ;</p>

<p>LA FIBRE OPTIQUE</p>	<p>*Quel nom donne t-on à ce phénomène ? *Q3 : Décrire une fibre optique ; *Q4 : Comment est l'indice de réfraction du cœur par rapport à celui de la gaine ? *Q5 : Dans les liaisons de télécommunications optiques ce sont des rayons lumineux qui transportent les informations. Comment évoluent-ils dans la fibre la fibre optique ? L'enseignant pose des questions :</p>	<p>*Q3 : La fibre optique est constituée de deux milieux transparents (le cœur et la gaine) et d'un emballage de protection ; *Q4 : Le cœur a un indice de réfraction supérieur à celui de la gaine ; *Q5 : Ils subissent des réflexions totales ;</p>
<p>LE PHÉNOMÈNE D'INTERFÉRENCE LUMINEUSE</p>	<p>*Q1 : Deux ondes synchrones peuvent se superposer et donner naissance à une nouvelle onde. *Quel donne t-on à ce phénomène ? * Quand dit-on qu'une interférence est constructive ? * Quand dit-on qu'une interférence est destructrice ? *Q2 : Définir interférence ; *Q3 : Quel propriété de la lumière le phénomène d'interférence lumineuse permet-il de mettre en évidence ?</p>	<p>Les élèves répondent aux questions :</p> <p>*Q1 : *Interférence ; *Quand l'amplitude de l'onde résultante est maximale ; * Quand l'amplitude de l'onde résultante est minimale ; *Q2 : Interfrange : Distance entre deux franges successives de même nature. *Q3 : Le phénomène d'interférence lumineuse permet de mettre en évidence le caractère ondulatoire de la lumière.</p>

CONCLUSION GÉNÉRALE ET PERSPECTIVES

Dans le thème de mémoire intitulé « Conception numérique d'un système électronique d'asservissement d'un Mach-Zehnder pour la modulation DS-CS dans les liaisons des télécommunications optiques », il était question de concevoir numériquement un système de contrôle et de correction automatique de la tension de polarisation d'un Mach-Zehnder (MZ) pour que celui-ci réalise à chaque instant et ceci malgré les perturbations une modulation à annulation de la porteuse optique. Pour y parvenir nous avons procédé de la manière suivante :

★ Dans un premier temps nous avons fait un parcours de la littérature sur la technologie incluant le thème à étudier ;

★ Puis, nous avons présenté la méthode permettant de réaliser le travail en question. Sachant que toute dérive du point de fonctionnement de la modulation DSB-CS se traduit par l'apparition dans le spectre du signal à la sortie du MZ d'une harmonique intrusive dont l'amplitude est proportionnelle à l'erreur sur la tension de polarisation appliquée, notre travail consistait à extraire cette erreur grâce à un système constitué d'un filtre passe-bas et un mélangeur et de corriger la tension de polarisation appliquée.

★ En fin, nous nous sommes proposé de tester notre système asservi dans ADS dans le but de vérifier la validité de nos calculs et considérations.

À l'issue de ce travail, nous proposons quatre circuits de contrôle et de correction avec et sans référence de polarisation dont deux sont dotés d'un correcteur P et les deux autres d'un correcteur PI. Les résultats obtenus par simulation sous ADS sont très satisfaisants, et bien en accord avec nos prévisions théoriques. Ce qui signifie que nos hypothèses et approximations sont bien fondées et valables. Nous avons considéré une dérive rapide des points de fonctionnement pour la modulation DSB-CS et tenu compte de plusieurs paramètres dans nos calculs et lors de la simulation dans le but de nous rapprocher d'une situation réelle et montrer ainsi l'efficacité de nos circuits de contrôles et de corrections qui, une fois réglés

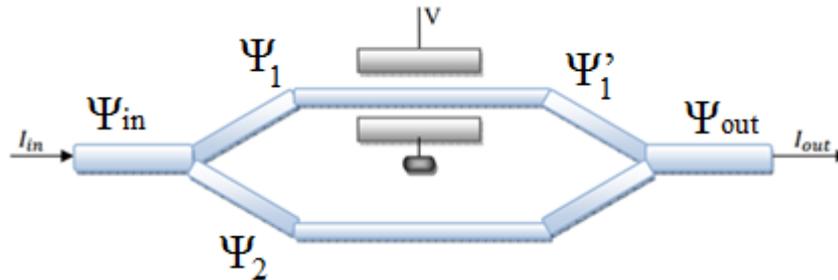
convenablement, assurent stabilité, rapidité et précision de notre système asservi. Ce travail pourrait donc un peu améliorer les travaux de Bertrand ONILLON (ONILLON 2006) pour une « dérive lente ». Cependant il faut noter que la réalisation de cet asservissement avec des composants électroniques analogiques peut parfois conduire à des résultats peu satisfaisants.

En effet à cause de leurs limites physiques (la vitesse de réaction ou slew rate des amplificateurs opérationnels, saturations, tension d'offset, courants de polarisations,...), les erreurs de fabrication et les bruits qui les caractérisent, sans oublier le nombre de soudures nécessaires pour les assembler, les composants électroniques analogiques manquent souvent cruellement de fiabilité. Bien que plus coûteux à mettre en oeuvre, il serait dans certains cas préférable d'utiliser si possible, des systèmes numériques. Dans les procédés industriels, la tendance actuelle est d'utiliser des méthodes numériques pour réaliser les correcteurs. Le correcteur n'est plus dans ce cas un appareil à part, mais se présente sous la forme d'un algorithme, c'est-à-dire d'un programme de calcul mémorisé dans l'ordinateur : On parle alors de correcteur numérique.

Un travail complémentaire pourrait consister à réaliser un calculateur numérique pouvant remplacer les éléments placés entre la photodiode et l'entrée DC du Mach-Zehnder (Le mélangeur, le préamplificateur, le filtre passe-bas, le correcteur).

ANNEXE

Considérons le Mach-Zehnder de la figure suivante :



On envoie à son entrée un faisceau lumineux de fonction d'onde Ψ_{in} .

Ce faisceau est divisé en deux faisceaux Ψ_1 et Ψ_2 de mêmes amplitudes tels que :

$$\Psi_1 = \Psi_2 = \frac{\Psi_{in}}{2}.$$

Le champ électrique créé par la tension V fait varier (par effet électro-optique) de φ la phase de l'onde Ψ_1 qui devient Ψ'_1 .

$$\Psi'_1 = \Psi_1 \cdot \exp(j\varphi) = \frac{\Psi_{in}}{2} \exp(j\varphi).$$

Les ondes Ψ_2 et Ψ'_1 s'additionnent à la sortie pour donner Ψ_{out} .

$$\Psi_{out} = \Psi'_1 + \Psi_2 = \frac{\Psi_{in}}{2} (1 + \exp(j\varphi)).$$

L'intensité de l'onde lumineuse à la sortie est :

$$I_{out} = |\Psi_{out}|^2 = \left| \frac{\Psi_{in}}{2} \right|^2 \cdot |1 + \exp(j\varphi)|^2.$$

Or :

$$*I_{in} = |\Psi_{in}|^2;$$

$$*1 + \exp(j\varphi) = 1 + \cos\varphi + j\sin\varphi;$$

$$\Rightarrow |1 + \exp(j\varphi)|^2 = (1 + \cos\varphi)^2 + \sin^2\varphi = 1 + \cos^2\varphi + \sin^2\varphi + 2\cos\varphi.$$

$$\Rightarrow |1 + \exp(j\varphi)|^2 = 2(1 + \cos\varphi).$$

$$\text{D'où } I_{out} = 2\frac{I_{in}}{4}(1 + \cos\varphi) = \frac{I_{in}}{2}(1 + \cos\varphi).$$

La tension V crée un déphasage φ . Notons V_π la tension créant un déphasage de π .

$$\text{En utilisant la règle de trois : } \frac{V}{V_\pi} = \frac{\varphi}{\pi} \Rightarrow \varphi = \pi \frac{V}{V_\pi}$$

On a alors :

$$I_{out} = \frac{I_{in}}{2}(1 + \cos\varphi) = \frac{I_{in}}{2}\left(1 + \cos\left(\pi \frac{V}{V_\pi}\right)\right)$$

Références bibliographiques

★ J.BAILLOU, J.P.CHEMLA, B. GASNIER, M.LETHIECQ : « Cours de Systèmes Asservis ».

★ Houda BRAHIMI, « Étude en bruit de systèmes optiques hyperfréquences. Modélisation, caractérisation et application à la métrologie en bruit de phase et à la génération de fréquence », Thèse de doctorat, Université Paul Sabatier de Toulouse, 2010.

★ Mohammed EL GIBARI, « Conception optique et hyperfréquence d'un modulateur électro-optique sur polymère : optimisation de transitions ultra-large bande pour l'électrode de commande », Thèse de doctorat, Université de Nantes, 2009.

★ Delphine MARRIS-MORINI, Gilles RASIGADE, Melissa ZIEBELL, Papichaya CHAISAKUL, Jean-Marc FÉDÉLI, Giovanni ISELLA, Daniel CHRASTINA, Laurent VIEN « Modulateurs optiques pour la photonique silicium ou la révolution des systèmes de communication optiques de demain », Éditions T.I, 2012.

★ Bertrand ONILLON , « Liaisons optiques faible bruit pour la distribution de références de fréquences micro-ondes », Thèse de doctorat, Université Paul Sabatier de Toulouse, 2006.

★ Yvan PAWELA, « Étude de la correction du point de fonctionnement de modulateurs électro-optiques intégrés sur niobate de lithium par laser femtoseconde », Thèse de doctorat, Université de Franche-Comté, Besançon, Décembre 2012.

★ Rachid RADOUANI, « Dérive dans les modulateurs électro-optiques Mach-Zehnder. Analyse physique et résolution », Thèse de doctorat, Université Paul Verlaine-Metz, 2006.

★ Christophe SUEUR, Philippe VANHEEGHE, Pierre BORNE : « AUTOMATIQUE DES SYSTÈMES CONTINUS : Éléments de cours et exercices résolus », Éditions Technip, Paris (1997).