



وزارة التعليم العالي والبحث العلمي  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique  
جامعة عبد الحميد ابن باديس مستغانم  
Université Abdelhamid Ibn Badis de Mostaganem  
كلية العلوم و التكنولوجيا  
Faculté des Sciences et de la Technologie



N° d'ordre : M...../GE/2018

## MEMOIRE DE FIN D'ETUDES MASTER ACADEMIQUE

**Filière : Electrotechnique**

**Spécialité : Electrotechnique Industrielle**

### *Thème*

Réalisation d'une carte d'acquisition pour le diagnostic des défauts dans la machine asynchrone

**Présenté par :**

- Meflah Abderrahmane Mohamed Reda
- Boussaada Hatem

*Soutenu le 04 / 07 / 2018 devant le jury composé de :*

Président : Mr MESKIN. S  
Examineur : Mr BENTOUMI.M  
Examineur : Mr BENDAHA.M  
Encadreur : Mr Azedine.M  
Encadreur : Mr CHAOUCH.A

**Année Universitaire : 2017 / 2018**

# *Remerciement*

*En préambule à ce mémoire nous remercions ALLAH qui nous aide et nous donne la patience et le courage durant ces longues années d'études.*

*La personne que nous tenons à remercier est notre encadreur Mr Azedine.M et Mr Chaouch.A pour l'orientation, la confiance.*

*Nous tenons à exprimer nos sincères remerciements à Mr Meskin.S d'être le président jury et Bentoumi.M ainsi que Mr Bendaha.M d'être examinateur et tous les professeurs Qui nous ont enseigné et qui par leur compétence nous ont soutenu dans la poursuite de nos études.*

*On n'oublie pas nos parents pour leur contribution, leur soutien et leur patience. Enfin, nous adressons nos plus sincères remerciements à tous nos proches et amis Qui nous ont toujours encouragés au cours de la réalisation de ces mémoires.*

Reda et Hatem

# Sommaire

Liste des abréviations .....	1
Introduction Générale .....	2
<b>Chapitre I .....</b>	<b>3</b>
<b>I. Généralités sur la machine asynchrone et les défauts .....</b>	<b>3</b>
I.1. Introduction: .....	4
I.2. Définition de la machine asynchrone : .....	4
I.3. La constitution de la machine asynchrone.....	4
I.3.1. Le stator .....	5
I.3.2. Le rotor .....	5
I.3.3. Les éléments mécaniques .....	6
I.4. Principe de fonctionnement .....	6
I.5. Création du champ tournant .....	6
I.6. Les paramètres de la machine asynchrone .....	8
I.7. Analyse des défauts (cause et conséquence) .....	9
I.8. Les différentes techniques de diagnostics .....	11
I.9. Conclusion .....	12
<b>Chapitre II.....</b>	<b>13</b>
<b>II. La chaine d'acquisition .....</b>	<b>13</b>
II.1. La chaine d'acquisition.....	14
II.1.1. Introduction .....	14
II.1.3. Schéma de notre chaine d'acquisition .....	16
II.2. Capteur.....	17
II.2.1. Les bases de la mesure de courant.....	17
II.3. SCT-013-000.....	19
II.3.1. Circuit diagramme .....	19
II.3.2. Rapport de tours primaire .....	19
II.3.2.1. La résistance à la charge .....	20
II.4. ACS712.....	21
II.4.1. Performance caractéristique ( $I_p=5A$ ).....	22
II.4.2. Bruit par rapport à la capacité du filtre externe .....	24
II.4.3. Comparaison entre les capteurs disponibles .....	24
II.4.4. L'étalonnage du capteur SCT 013 000 .....	27
II.4.4.1. Teste de résistance de charge .....	27
II.4.4.2. Linéarité du capteur.....	28
II.5. Additionneur .....	30

---

II.5.1.	Réalisation de la tension de référence ( $V_{ref}$ ).....	31
II.5.2.	Calcul de l'erreur du $V_{ref}$ .....	31
II.5.3.	Résultat de simulation avec Isis.....	32
II.6.	Le filtrage .....	33
II.6.1.	Amplificateur opérationnel.....	33
II.6.2.	Le filtre passe bas actif .....	34
II.6.3.	Choix de la structure de filtre .....	34
II.6.4.	Comment augmenter l'ordre du filtre ?.....	37
II.6.5.	Le choix du type de filtre « Pourquoi le Butterworth ? » .....	37
II.6.6.	Comparaison entre filtre Butterworth et Chebychev .....	38
II.6.7.	Le dimensionnement du filtre.....	39
II.6.8.	L'erreur du facteur de la qualité (Q).....	41
II.6.9.	Stabilité du filtre .....	42
II.6.10.	L'erreur de la fréquence de coupure .....	43
II.6.11.	Simulation du système avec MATLAB .....	43
II.6.12.	Simulation avec ISIS.....	46
II.6.13.	Résultat de simulation.....	47
II.6.14.	Interprétation des résultats .....	47
II.6.15.	Pourquoi le filtre commence à passer les signaux hauts fréquence ? .....	48
II.6.16.	Résultat pratique : .....	51
II.6.17.	Le choix du gabarit de filtre « pourquoi 200hz ? ».....	52
II.6.18.	Résultats des tests : .....	53
II.6.18.1.	Résultats sur l'oscilloscope .....	53
II.6.19.	Interprétation des résultats .....	54
II.7.	Résultats avec différents filtres .....	55
II.7.1.	Interprétation des résultats.....	57
II.8.	Conversion analogique numérique .....	58
II.8.1.	Généralités sur la Conversion analogique numérique .....	58
II.8.2.	Echantillonnage idéal .....	59
II.8.3.	Théorème de Shannon .....	60
II.8.4.	Mais pourquoi le sur-échantillonnage « Oversampling »?.....	60
II.8.5.	Les avantages du sur-échantillonnage .....	60
II.9.	Le filtrage numérique .....	62
II.9.1.	Généralité sur filtrage numérique .....	62
II.9.2.	Le modèle discret du filtre RC .....	63
II.9.3.	Application pratique .....	64

II.9.4.	Interprétation des résultats .....	67
II.10.	La technologie Arduino.....	68
II.10.1.	Généralité sur Arduino.....	68
II.10.2.	La carte Arduino DUE .....	68
II.10.2.1.	Spécifications .....	69
II.10.2.2.	Communication série.....	70
II.10.2.3.	Entrées analogiques.....	70
II.11.	Pourquoi l' « Arduino DUE » ?.....	70
II.12.	Conversion analogique-numérique sur l'Arduino DUE.....	71
II.12.1.	Caractéristiques du convertisseur .....	71
II.12.2.	Optimisation de la résolution .....	71
II.12.3.	Programmation de la CAN.....	71
II.12.4.	Test de la fréquence d'échantillonnage.....	72
II.12.5.	Principe de fonctionnement : .....	72
II.12.6.	Les modes de Déclenchement du CAN .....	73
II.12.7.	Activation d'une CAN .....	74
II.12.8.	La lecture : .....	74
II.12.9.	Comment varier la fréquence d'échantillonnage ? : .....	75
II.12.10.	Exemple et application : .....	75
II.12.11.	Résultat de test ( $10^6$ échantillons/S).....	76
II.13.	Les besoins de notre acquisition : .....	76
II.14.	Le stockage:.....	77
II.15.	Organigramme de transmission et Conversion analogique numérique.....	78
II.16.	Réalisation du circuit imprimé .....	79
II.17.	Traitement par le PC .....	80
II.17.1.	Exemple d'application .....	80
II.18.	Conclusion.....	81
<b>Chapitre III</b>	<b>.....</b>	<b>82</b>
<b>III. Résultats et commentaires</b>	<b>.....</b>	<b>82</b>
III.1.	Introduction .....	83
III.2.	Moteur asynchrone avec déséquilibre de la tension d'alimentation .....	83
III.2.1.	Description du Banc d'essai .....	83
III.2.2.	Les essais .....	83
III.2.3.	Calcul du déséquilibre de tension .....	86
III.2.3.2.	Déséquilibre en charge .....	87
III.3.	Les Résultats Temporelles et fréquentielle .....	89

---

III.3.1.	Essais à vide .....	89
III.3.2.	Essai en charge.....	92
III.4.	Moteur asynchrone avec la cassure des barres rotoriques.....	96
III.4.1.	Description de banc d'essais .....	96
III.4.2.	Essais sur cassure d'une barre rotorique.....	97
III.4.2.1.	Les Résultats expérimentaux.....	97
III.4.3.	Essais sur cassure (deux barres cassées).....	99
III.4.3.1.	Les Résultats expérimentaux.....	99
III.5.	Conclusion.....	101
	Conclusion Générale.....	102
	References .....	103
	Annexe.....	104

---

## Liste des figures

Figure I- 1: La machine asynchrone [3] .....	4
Figure I- 2: Stator en cours de bobinage.....	5
Figure I- 3:Rotor a cage.....	5
Figure I- 4:Le champ magnétique B dans une bobine.....	6
Figure I- 5: Champ magnétique tournant dans la MAS.....	7
Figure I- 6: Un rotor soumis à un champ magnétique.....	7
Figure II- 1: Schéma bloc de la chaine d'acquisition.....	15
Figure II- 2: Les taches assurer par la chaine d'acquisition.....	15
Figure II- 3: Schéma de notre chaine d'acquisition .....	16
Figure II- 4: Schéma bloc de capteur.....	17
Figure II- 5: SCT 013-000 circuit diagramme.....	19
Figure II- 6: Rapport des tours primaires .....	19
Figure II- 7: ACS712.....	21
Figure II- 8: La Variation de Non-linéarité en fonction de température ambiante.....	22
Figure II- 9: La Variation de Sensibilité en fonction de la température ambiante .....	22
Figure II- 10: La variation d'Erreur de sortie en fonction de température ambiante .....	23
Figure II- 11: La variation d'offset en fonction de Température ambiante.....	23
Figure II- 12: Bruit par rapport à la capacité du filtre externe .....	24
Figure II- 13: Les capteurs utilisés (ACS217 et SCT 013).....	25
Figure II- 14: La tension délivrée par l'ACS712 avec une tension d'entrer de 0 V.....	25
Figure II- 15: la tension délivrer par le capteur ACS712 .....	25
Figure II- 16:La tension délivrée par le capteur SCT-013.....	26
Figure II- 17: linéarité du capteur.....	29
Figure II- 18: circuit d'additionnement .....	30
Figure II- 19: Schéma tension de référence.....	31
Figure II- 20: la tension avant le décalage(en rouge) et après le décalage (en vert) .....	32
Figure II- 21: Symboles d'un A.Op.....	33
Figure II- 22: Structure général de Sallen-Key .....	34
Figure II- 23: Structure général de Sallen-Key avec un gain unitaire .....	34
Figure II- 24: structure Générale du filtre analogique 2 <sup>ème</sup> ordre topologie Sallen-Key.....	35
Figure II- 25: réalisation d'un filtre d'ordre paire .....	37
Figure II- 26: réalisation d'un filtre d'ordre impaire.....	37
Figure II- 27: différence entre un filtre anti-repliement idéal et pratique .....	38
Figure II- 28: comparaison entre les filtres : passe bas idéal, Chebyshev et Butterworth.....	39
Figure II- 29: filtre Butterworth passe bas d'ordre 5 ( $f_c=200\text{Hz}$ ).....	41
Figure II- 30: Le diagramme de Bode pour les trois étages .....	44
Figure II- 31: Le diagramme de Bode pour le système .....	45
Figure II- 32: Emplacement des pôles du système dans le plans de (s). .....	45
Figure II- 33: Réponse du système avec l'entrée échelon.....	46
Figure II- 34: Schémas du filtre avec le circuit de décalage .....	46
Figure II- 35: La réponse fréquentiel, en vert à la sortie du système en rouge à la sortie du deuxième étage. ....	47
Figure II- 36: circuit d'un A. Op réel. ....	48

Figure II- 37: un seul étage du filtre en haute fréquence.....	48
Figure II- 38: impédance de la sortie en fonction de fréquence pour le LM611 .....	49
Figure II- 39: impédance de la sortie en fonction de fréquence pour le AD8029 .....	49
Figure II- 40: L'impédance de l'Aop AD8029.....	50
Figure II- 41: Rhéostat raccordé au réseau.....	52
Figure II- 42: Courants triphasés à 50 Hz et 150 Hz absorbés par des charges linéaires .....	52
Figure II- 43: Allure du courant absorbé par pont redresseur triphasé avec filtrage capacitif .....	53
Figure II- 44: Allure du courant sans filtrage .....	53
Figure II- 45: Allure du courant après le filtrage.....	54
Figure II- 46: Allure du courant avec un filtre analogique passe bas 4 <sup>ème</sup> ordre ( $f_c = 1.1\text{kHz}$ ).....	55
Figure II- 47: Allure du courant avec un filtre analogique passe bas 4 <sup>ème</sup> ordre ( $f_c = 110\text{ Hz}$ ) .....	55
Figure II- 48: Allure du courant avec un filtre analogique passe bas 5 <sup>ème</sup> ordre ( $f_c = 195\text{ Hz}$ ).....	56
Figure II- 49: Allure du courant avec un filtre analogique passe bas 5 <sup>ème</sup> ordre ( $f_c = 237\text{Hz}$ ).....	56
Figure II- 50: Les phases de numérisation du signal .....	58
Figure II- 51: Principe d'échantillonnage.....	59
Figure II- 52: Conversion des impulsions à une séquence discrète.....	59
Figure II- 53: La représentation d'un échantillonneur .....	60
Figure II- 54: Comparaison entre un filtre numérique et analogique .....	62
Figure II- 55: filtre passe bas analogique. ....	63
Figure II- 56: Signal avec un filtre analogique 2 <sup>ème</sup> ordre ( $f_c = 40\text{ KHz}$ ).....	65
Figure II- 57: Le signal après le filtrage numérique.....	65
Figure II- 58: Signal avec un filtre analogique 4 <sup>ème</sup> ordre ( $f_c = 400\text{Hz}$ ).....	66
Figure II- 59: Le signal après le filtrage numérique .....	66
Figure II- 60: Emplacement du pôle.....	67
Figure II- 61: Arduino DUE .....	68
Figure II- 62: registre ADC_MR (lire – écrire).....	72
Figure II- 63: configurer de « settling time » .....	73
Figure II- 64: comparaison entre la configuration des PIN .....	74
Figure II- 65 : Résultat de test ( $10^6\text{e/S}$ ) .....	76
Figure II- 66 : Organigramme de transmission et Conversion analogique numérique .....	78
Figure II- 67: conception de circuit de conditionnement par Eagle .....	79
Figure II- 68: circuit de conditionnement de signal développé sur un circuit imprimé .....	79
Figure II- 69: La fft du courant absorbé par le rhéostat après le traitement par MATLAB .....	80
Figure II- 70 : Allure de courant visualiser par « Serial Oscilloscope ». ....	80
figure III- 1: Le banc d'essai de déséquilibre de tension d'alimentation.....	84
figure III- 2: schéma d'installation.....	84
figure III- 3: essai à vide.....	85
figure III- 4: essai en charge .....	85
figure III- 5: Allures du courant de phase de la MAS à vide sain et déséquilibré avec une chute de tension de 40 V .....	89
figure III- 6: Spectre du courant statorique de la MAS à vide avec phase sain et déséquilibré avec 40 V de chute de tension et 5.81% de déséquilibre.....	90
figure III- 7: Spectre de courant autour de fondamental .....	90
figure III- 8: Spectre du courant statorique .....	91

---

figure III- 9: Allure de courant statorique de machine asynchrone(en charge) sous le déséquilibre des tensions (9.66 %)	92
figure III- 10: Spectre de courant statorique de la machine asynchrone (en charge) sous les déséquilibres des tensions	93
figure III- 11: Spectre du courant autour du fondamentale	93
figure III- 12: Spectre du courant statorique	94
figure III- 13: Le Banc d'essai des défauts de cassure de barres rotoriques	96
figure III- 14:Image de rotor avec cassure d'une barre	97
figure III- 15: Spectres des courants statoriques de la machine(en charge) avec le rotor sain et défectueux (1barre cassée)	98
figure III- 16: Spectres des courants statoriques de la machine avec un rotor sain et défectueux	98
figure III- 17: Rotor défectueux avec deux trous	99
Figure III- 18: Les spectres des courants statoriques de la MAS à vide avec un rotor sain et défectueux (deux trous)	100
Figure III- 19: les spectres des courants statoriques de la MAS à vide avec un rotor sain et défectueux (deux trous)	100
Figure A- 1: la plaque signalétique de MAS DE LORENZO	104
Figure A- 2:la plaque signalétiques de la pompe utilisé	104
Figure A- 3:la plaque signalétiques de la génératrice	104
Figure A- 4: Rhéostat	105
Figure A- 5: Matrice des Lampes utilisé comme une charge	105

---

## Liste des tableaux

Tableau I- 1: présentation les différents défauts statorique [4] .....	9
Tableau I- 2 : Présentation les différents défauts rotorique [4] .....	10
Tableau I- 3: Présentation les différents défauts au niveau d'arbre [4].....	10
Tableau I- 4:les différentes techniques de diagnostic.....	11
Tableau II- 1:Comparaison entre les capteurs disponibles .....	24
Tableau II- 2:Teste de résistance de charge.....	27
Tableau II- 3: l'erreur absolue et l'erreur relatif.....	28
Tableau II- 4: L'erreur du V ref.....	31
Tableau II- 5: Comparaison entre filtre Butterworth et Chebychev .....	38
Tableau II- 6: tableau de normalisé Butterworth.....	39
Tableau II- 7: les valeurs des résistances et des capacités de l'étage 2 .....	40
Tableau II- 8: L'erreur du facteur de la qualité (Q).....	41
Tableau II- 9: les fonctions de transfert de chaque étage .....	42
Tableau II- 10: L'erreur de la fréquence de coupure.....	43
Tableau II- 11: Les paramètres de simulation .....	43
Tableau II- 12:comparaison entre A. Op idéal et réel .....	48
Tableau II- 13: Résultat pratique des tests avec le GBF.....	51
Tableau II- 14:Spécification d'Arduino Due.....	69
Tableau III- 1:Les resultats de mesure .....	86

## Liste des abréviations

**MAS**: Machine asynchrone

**f.é.m** : Force électromotrice

**f** : Fréquence

**g** : Glissement

**n<sub>s</sub>** : Vitesse de synchronisation

**n** : Vitesse de rotation de rotor

**$\omega_s$**  : Pulsation de courant statorique

**$\omega$**  : Pulsation de courant rotorique

**Aop** : Amplificateur opérationnel

**GBF** : Générateur de base fréquence

**F<sub>c</sub>** : Fréquence de coupure

**F<sub>e</sub>** : Fréquence d'échantillonnage

**Ke/S** : 1000 échantillons par seconde.

**DAC** : digital to analog converter (conversion numérique analogique)

**PWM** : pulse width modulation (Modulation de largeur d'impulsion)

**T<sub>e</sub>** : période d'échantillonnage

**KCL** : Kirchhoff's circuit laws (lois de Kirchhoff)

**TC** : transformateur de courant

## Introduction Générale

La maintenance aujourd'hui est devenue dans le secteur industriel un objectif indispensable, elle assure le succès et la continuité des industries, la productivité et la sécurité des personnes, ainsi que dans les autres secteurs qui s'appuient sur la technologie tels que l'industrie nucléaire, l'aéronautique .....etc. elle permet d'éviter des dégâts peuvent être très importants.

Dans le secteur industriel, le temps sa cout cher. Dans le cas d'arrêt représente des pertes économiques, et contrairement, dans le cas de la continuité représente la continuité du succès économique, Tout cela a incité les entreprises à s'efforcer de développer des méthodes de diagnostic et de Prédiction de la défaillance de leur technologie.

Dans notre recherche, nous intéressons au secteur électrique et aux appareils électriques spécifiquement les moteurs asynchrone, notre objectif est améliorer la méthode de détection, surveillance et diagnostique les défauts de la machine asynchrone à l'aide de la méthode de l'analyse spectrale de courant statorique .on a réalisé une carte d'acquisition de courant statorique. Cette carte a été développée avec Arduino DUE.il peut communiquer avec un PC via le port série.

Les données transmises au PC peuvent être visualisées, traitées, stockées, etc.

Ce mémoire comporte trois chapitres. Le premier chapitre concerne les généralités sur la machine asynchrone et les défauts qui peuvent affecter la machine pendant leur cycle de vie tels que les défauts électriques (court-circuit, rupture de barres) et les défauts mécaniques (excentricité, défauts de roulement).

Dans le deuxième chapitre, on explique la réalisation pratique de la chaîne d'acquisition qui on a utilisé à l'acquisition de signale du courant statorique, et le traitement de ce dernier par le PC.

Dans le troisième chapitre les interprétations des résultats obtenus .Et une conclusion qui résume notre travail et les difficultés rencontrées.

# Chapitre I

## Généralités sur la machine asynchrone et les défauts

### I.1. Introduction:

Dans ce chapitre, on explique la constitution de la machine asynchrone. Cette description va nous permettre de comprendre de telle façon le fonctionnement de la machine asynchrone.

### I.2. Définition de la machine asynchrone :

Les moteurs asynchrones triphasés représentent plus de 80 % du parc moteur électrique. Ils sont utilisés pour transformer l'énergie électrique en énergie mécanique grâce à des phénomènes électromagnétiques

### I.3. La constitution de la machine asynchrone

Les machines asynchrones triphasées peuvent se décomposer en trois parties [1] [2] :

- le stator, partie fixe de la machine.
- le rotor, partie tournante qui permet de mettre en rotation la charge mécanique.
- les éléments mécaniques, partie mécanique qui permet la mise en rotation de l'arbre moteur et la protection du moteur.

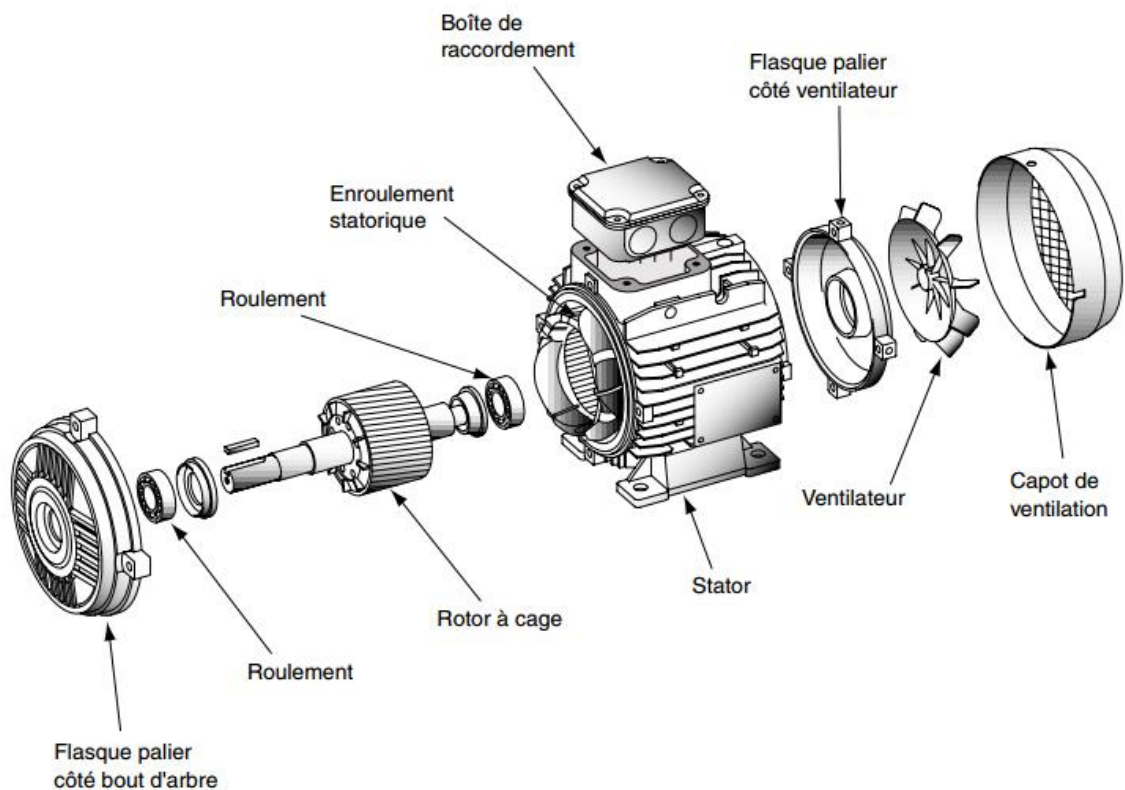


Figure I- 1: La machine asynchrone [3]

### I.3.1. Le stator

C'est la partie fixe du moteur. Une carcasse en fonte ou en alliage léger renferme une couronne de tôles minces (de l'ordre de 0,5 mm d'épaisseur) en acier au silicium. Les tôles sont isolées entre elles par oxydation ou par un vernis isolant. Le «feuilletage » du circuit magnétique réduit les pertes par hystérésis et par courants de Foucault. Les tôles sont munies d'encoches dans lesquelles prennent place les enroulements statorique destinés à produire le champ tournant (trois enroulements dans le cas d'un moteur triphasé). Chaque enroulement est constitué de plusieurs bobines. Le mode de couplage de ces bobines entre elles définit le nombre de paires de pôles du moteur, donc la vitesse de rotation.

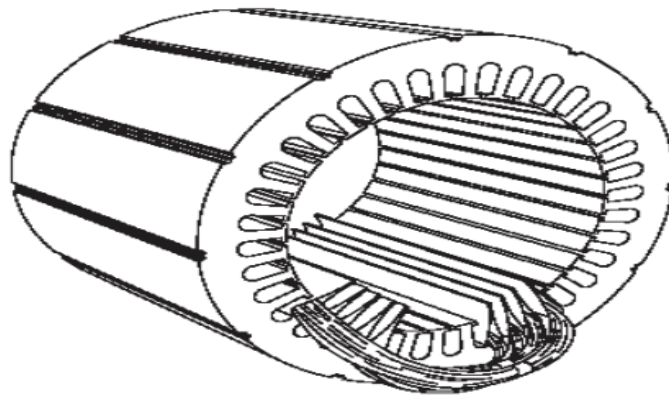


Figure I- 2: Stator en cours de bobinage

### I.3.2. Le rotor

Le rotor est constitué d'un noyau laminé cylindrique avec des fentes parallèles pour porter les conducteurs du rotor qui, il convient de le noter, ne sont pas des fils mais sont constitués de barres de cuivre, d'aluminium ou d'alliages.



Figure I- 3:Rotor a cage

Une barre est placée dans chaque encoche, Ces encoches, fermées ou semi fermées. Les barres de rotor sont brasées ou soudées électriquement ou boulonnées à deux bagues d'extrémité de court-circuitage lourdes et robustes, ce qui nous donne, ce que l'on appelle une construction en boîtier d'écureuil.

Il est à noter que les barres de rotor sont en permanence en court-circuit sur elles-mêmes, il n'est donc pas possible d'ajouter une résistance externe en série avec le circuit rotor pour les fins de démarrage.

Les encoches du rotor sont généralement inclinées, il aide à faire tourner le moteur tranquillement et en réduisant le verrouillage magnétique [2].

### I.3.3. Les éléments mécaniques

Des éléments qui permettent de supporter et de mettre en rotation l'arbre rotorique, sont constitués de flasques et de roulements à billes insérés à chaud sur l'arbre. Les flasques, moulés en fonte, sont fixés sur le carter statorique grâce à des boulons ou des tiges de serrage

### I.4. Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone repose sur la création d'un courant induit dans un conducteur lorsque celui-ci coupe les lignes de force d'un champ magnétique, d'où le nom de « moteur à induction ». L'action combinée de ce courant induit et du champ magnétique crée une force motrice sur le rotor du moteur.

### I.5. Création du champ tournant

La circulation d'un courant dans une bobine crée un champ magnétique  $B$ . Ce champ est dans l'axe de la bobine, sa direction et son intensité sont fonction du courant  $I$ . C'est une grandeur vectorielle. Si le courant est alternatif, le champ magnétique varie en sens et en direction à la même fréquence que le courant

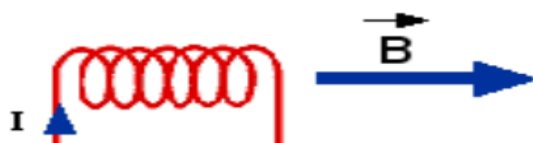


Figure I- 4:Le champ magnétique  $B$  dans une bobine

Trois enroulements, géométriquement décalés de  $120^\circ$ , sont alimentés chacun par une des phases d'un réseau triphasé alternative. Les enroulements sont parcourus par des courants alternatifs présentant le même décalage électrique, et qui produisent chacun un champ magnétique alternatif sinusoïdal. Le champ magnétique résultant tourne à la même fréquence que le courant ce champ magnétique est appelé champ tournant.

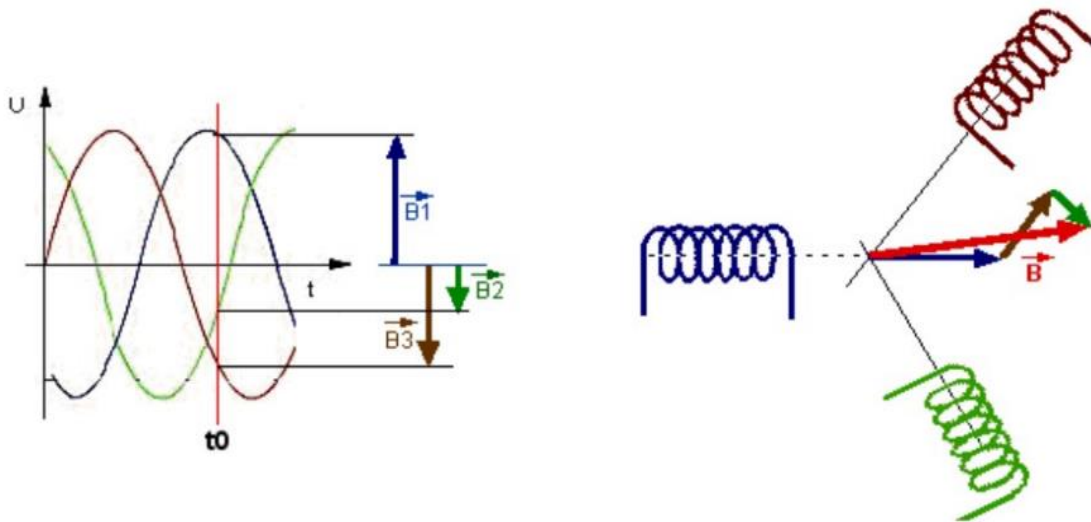


Figure I- 5: Champ magnétique tournant dans la MAS

Les conducteurs du rotor, balayés par le champ tournant d'entrefer, sont le siège de f.é.m. induites. Le rotor étant en court-circuit, ces f.é.m. produisent des courants induits. Ces courants placés dans le champ tournant sont soumis à des forces électromagnétiques.

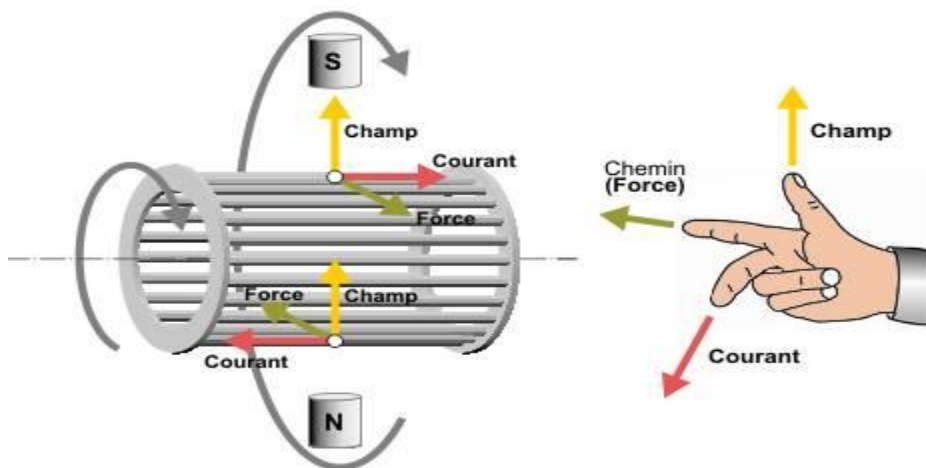


Figure I- 6: Un rotor soumis à un champ magnétique

Ces forces produisent un couple qui fait tourner le rotor. Le sens de rotation est tel que, d'après la loi de Lenz, la rotation s'oppose à la cause qui lui donne naissance. Cette cause est le déplacement du champ par rapport aux conducteurs du rotor.

Le rotor tourne donc pour rattraper le champ, soit dans le même sens que le champ. Mais il ne peut tourner aussi vite que le champ ; car il n'y aurait plus déplacement du champ par rapport au rotor, donc plus de courants induits et plus de couple moteur. C'est parce que le mouvement du rotor n'est pas synchrone de celui du champ que ce moteur est dit **asynchrone**.

### I.6. Les paramètres de la machine asynchrone

La vitesse du rotor sera toujours inférieure à celle du champ tournant à cause de la variation du flux enchaîné.

Le glissement mesure l'écart relatif entre la vitesse de rotation de la machine et la vitesse de synchronisme

La vitesse de synchronisme est la vitesse de rotation du champ tournant :

$$n_s(\text{tr/s}) = \frac{f(\text{Hz})}{p} \quad (\text{I-1})$$

$$\omega_s (\text{rad/s}) = \frac{\omega}{p} = \frac{2\pi f}{p} \quad (\text{I-2})$$

$$g = \frac{n_s - n}{n_s} = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s} \times 100\% \quad (\text{I-3})$$

$$n = n_s(1 - g) \quad (\text{I-4})$$

avec :  $g$  = glissement (  $0 < g < 1$  )

Lorsque  $g = 0$  : le rotor tourne à la même vitesse que le champ tournant (synchronisme)

$g = 1$  : le rotor est à l'arrêt

$g = -2$  : le rotor tourne à la même vitesse que le champ tournant mais en sens inverse

En fonctionnement normal, le glissement n'excède pas quelques pourcent à vide, un moteur asynchrone tourne pratiquement à la vitesse de synchronisme, le courant consommé à vide est important, la vitesse de rotation varie peu avec la charge.

## I.7. Analyse des défauts (cause et conséquence)

Après avoir rappelé la constitution de cette machine, les trois tableaux suivants montre les différents défauts pouvant survenir sur chacun d'eux, [4].

composants	Défaillance	Cause possibles	Effet sur la machine	observable
<b>Stator</b>	-Court-circuit Entre spires.		-Augmentation du courant statoriques.	-Température. -Vibration. -Courant. -Puissance.
	-Court-circuit Entre phases.	-Décharge partielle.	-Fusion du conducteur. -Déséquilibre des courant statoriques.	-Température. -Tension. -Courant. -Puissance.
	-Court-circuit Entre phase et bâti.	-Dégradation des 'isolant.	-Augmentation du courants statoriques. -Augmentation de la température -Création de couple pulsatoire.	-Courant de fuite .
	-Circuit magnétique.	-Saturation. -Excentricité.	-Dissymétrie de fonctionnement de la machine. -Surchauffe. -Surtension. -élévation de courant.	-Température. -Tension. -Courant.

Tableau I- 1: présentation les différents défauts statorique [4]

composants	Défaillance	Cause possibles	Effet sur la machine	observable
rotor	-Rupture des barres et/ou des anneaux.	- Surcharge. -bulle de coulées. -dilatation différentielle.	-diminution de couple. -oscillation de la vitesse. -déséquilibre de répartition des courants dans les barres.	-vibration . -couple. -puissance. -courant.
	-excentricité.	- Positionnement incorrecte du palier lors de l'assemblage. -défaut de fabrication	-Oscillation de couple	-Vibration. -Courant. -couple.

Tableau I- 2 : Présentation les différents défauts rotorique [4]

composants	Défaillance	Cause possibles	Effet sur la machine	observable
arbre	- Roulement.	- Pert de lubrification. - Température élevé. - Corrosion.	- Oscillation du couple de charge. - Augmentation des pertes. - Augmentation de vibration.	- Vibration. - Courant. - puissance.

Tableau I- 3: Présentation les différents défauts au niveau d'arbre [4]

## I.8. Les différentes techniques de diagnostics

Le tableau I-4 présente les différentes techniques de diagnostic, le principe de la technique et leurs avantages et les inconvénients de chaque technique.

Les techniques de diagnostic	Le principe	Les avantages	Les inconvénients
Mesure de la température	Elle consiste à mesurer la température de chaque phase de l'enroulement statoriques et la comparer avec la valeur limite	Sert à la protection des enroulements statoriques	Ne concerne pas la totalité des défauts
Chimique	La dégradation de l'isolation électrique dans le moteur produit l'oxyde de carbone qui apparaît dans le circuit de l'air de refroidissement et qui peut être détecté par une technique d'absorption infrarouge.	Détecter les défauts d'enroulements	Ils sont utilisés uniquement dans les moteurs à grande puissance
Flux magnétique	cette technique consiste à placer une bobine enroulé autour de l'arbre de la machine ou par un arrangements systématique simple des bobines placées à l'extrémité de la machine, les tensions induites dans ces bobines sont captées et analysées puis comparées à celle du moteur	Détecter les défauts de fabrication, la rupture de barres et des anneaux rotoriques, les courts-circuits entre les spires statoriques, les coupures des phases	Nécessite un montage spécial. Manque de souplesse
Analyse vibratoire	La perturbation des aux défauts entraînent des fluctuations sont mesurées par un instrument qui utilise la technique de calcul de signal moyen synchronisme à la fréquence de synchronisme du moteur.	Elle donne de clairs indicateurs sur la dégradation du circuit rotoriques	Ne concerne pas la totalité des défauts. Coût relativement élevé des capteur
Analyse par courant statorique	Un capteur de courant permet d'extraire le signal et signal traité par le transformée de Fourier	Simple à réaliser Riche en information	Perturbation extérieur

Tableau I- 4: les différentes techniques de diagnostic

## **I.9. Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons présenté une généralité sur le moteur asynchrone à savoir le principe de fonctionnement, les différents défauts affectant la machine et en dernier les méthodes utilisés pour le diagnostic de ces défauts. Parmi ces méthodes nous proposons dans le chapitre suivant notre réalisation pratique pour le diagnostic des défauts de déséquilibre et cassure des barres rotorique par analyse spectrale du courant statorique.

# Chapitre II

## La chaîne d'acquisition

## **II.1. La chaîne d'acquisition**

### **II.1.1.Introduction**

Tous les systèmes de traitement industriel, les usines, les machines, sont constitués de composants matériels et de logiciels dont le comportement suit les lois de la physique dont lequel nous les connaissons. Ces systèmes contiennent des milliers de phénomènes mécaniques et électriques qui changent continuellement; ils ne sont pas stables. Les grandeurs mesurables qui représentent les caractéristiques de tous les systèmes sont appelées variables.

La plupart des variables doivent être mesurées à l'aide d'un dispositif qui convertit les phénomènes en une forme qu'un humain peut percevoir, comme un affichage visuel, un transducteur de son pour exploiter ces données. Les dispositifs de conversion sont appelés transducteurs ou capteurs, et ils traduisent les phénomènes physiques en signaux électriques (ou vice versa) à mesurer avec des instruments électroniques. Et les variables peuvent être observées en temps réel. Mais un besoin croissant d'enregistrer et de préserver ces phénomènes et de les analyser plus tard a obligé les ingénieurs à développer des enregistreurs de données et des systèmes d'acquisition de données.

La chaîne d'acquisition de données est l'ensemble des éléments nécessaires à la "capture" des données (analogiques ou numériques) à leur transmission jusqu'au récepteur et à l'utilisateur (homme ou machine) des données capturées. Cet utilisateur peut exploiter et traiter ces données immédiatement ou les stocker pour les utiliser ultérieurement.

### **II.1.2.Synoptique de base de la chaîne d'acquisition**

Une chaîne d'acquisition doit pouvoir assurer au moyen des dispositifs appropriés les fonctions suivantes :

- L'Extraction de l'information concernant ou la conversion d'une grandeur physique à un signal électrique au moyen de capteur ;
- Le Conditionnement de signal pour rendre la sortie du capteur apte au traitement à l'aide des amplificateurs, des filtres des circuits de décalage « offset » ;
- La numérisation du signal pour passer à l'exploitation de signal au Pc on utilise des convertisseurs analogiques numériques et des échantillonneurs bloqueurs ;
- La communication entre la carte d'acquisition et le Pc par la liaison série ;
- L'analyse et l'exploitation des données par le Pc.

Notre chaîne qui on a réalisé au niveau de laboratoire résumé par le schéma bloc suivant :

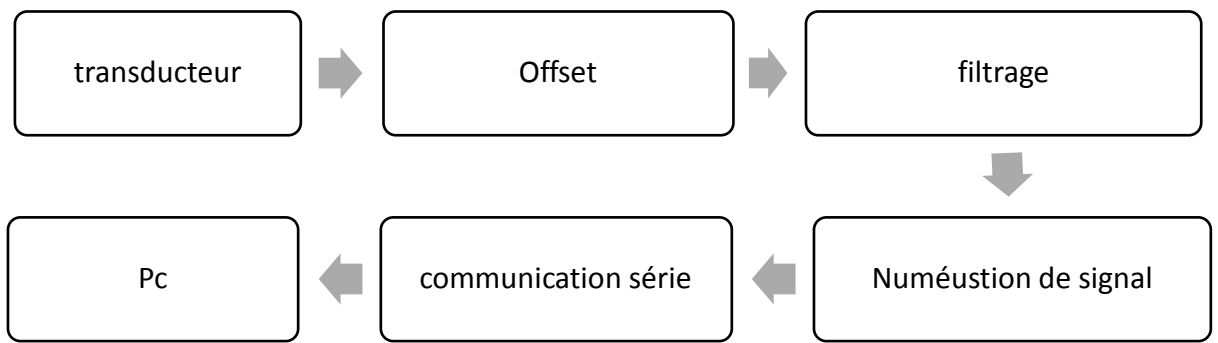


Figure II- 1: Schéma bloc de la chaine d'acquisition

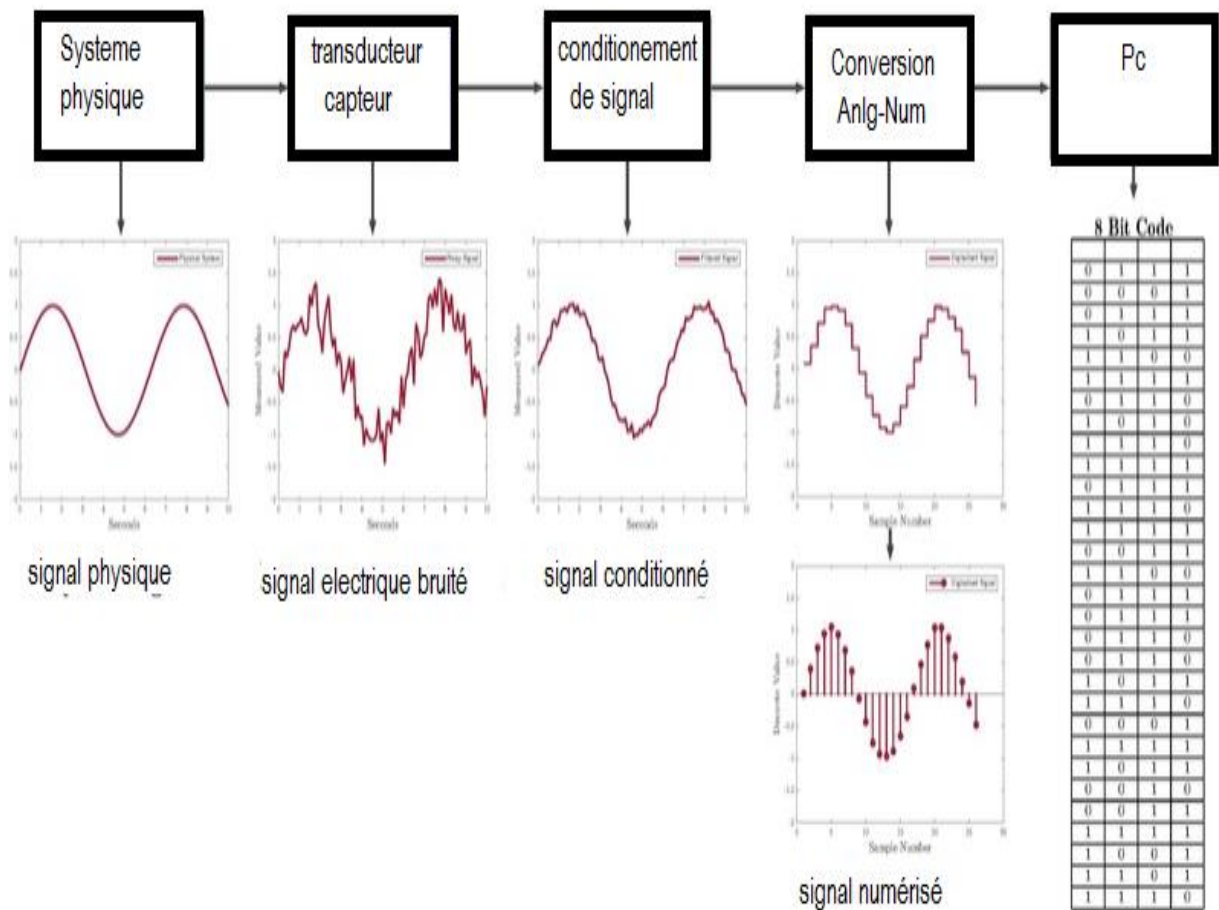


Figure II- 2: Les taches assurer par la chaine d'acquisition

## II.1.3. Schéma de notre chaîne d'acquisition

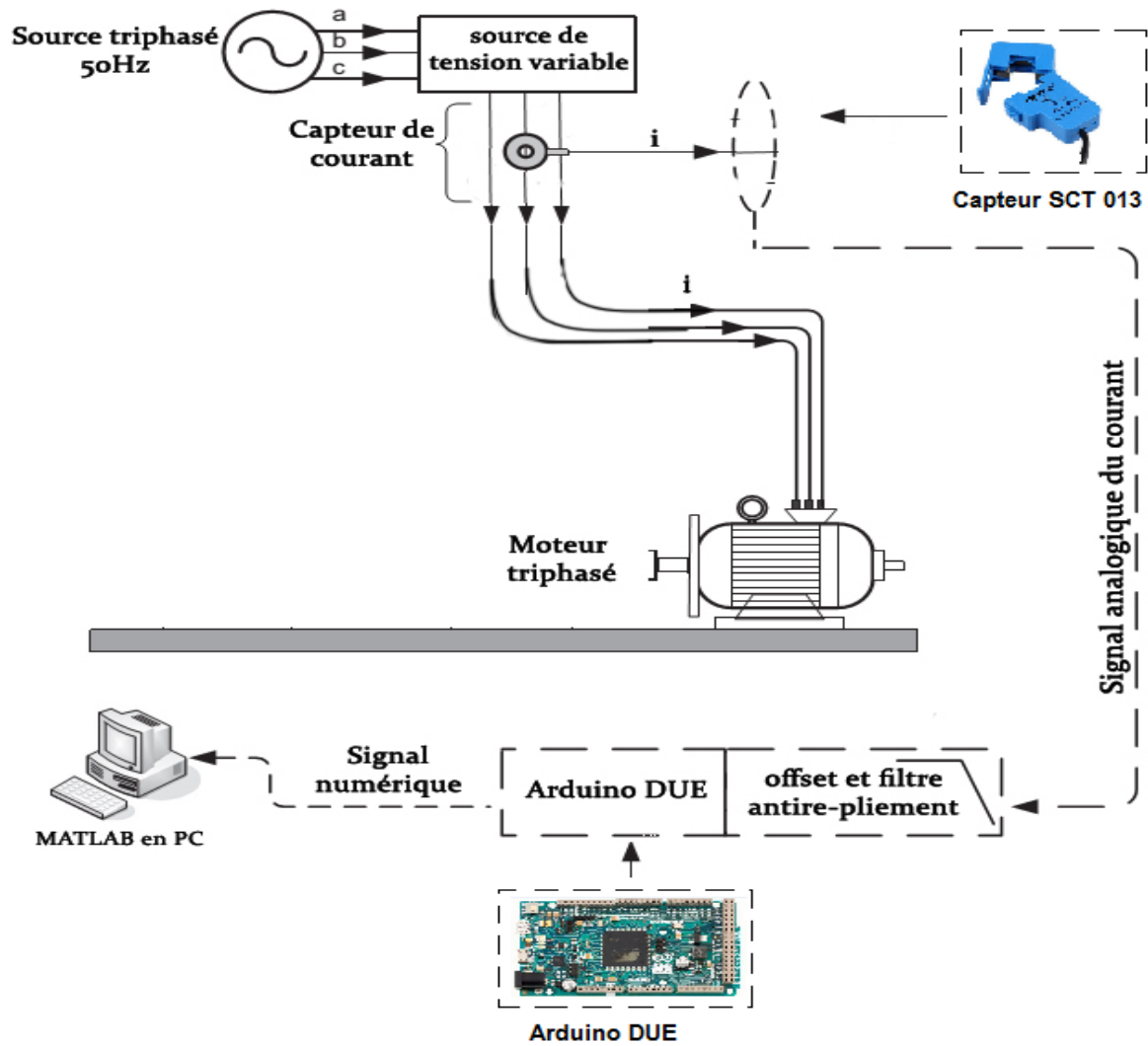


Figure II- 3: Schéma de notre chaîne d'acquisition

## II.2. Capteur

La bonne exploitation et la sécurité des moteurs asynchrones, se font par l'intermédiaire d'équipements de protection et de contrôle-commande qui exigent la connaissance permanente des deux grandeurs électriques fondamentales que sont le courant  $I$  et la tension  $U$ .

La connaissance de courant comporte plusieurs aspects comme La qualité d'énergie, .Plusieurs phénomènes physiques peuvent être mis en application pour la mesure des courants. Ces différentes méthodes utilisent plusieurs types de capteurs. Pour aboutir à la meilleure spécification possible des capteurs à installer il faut pouvoir évaluer leurs performances. La connaissance du fonctionnement des différents types est nécessaire pour faire cette évaluation

C'est l'élément qui va permettre sous l'effet du mesurande d'en délivrer une image exploitable (signal électrique par exemple). On parle aussi de transducteur, la grandeur physique d'entrée (le mesurande) étant transformée en une autre grandeur physique de sortie ou en un signal électrique

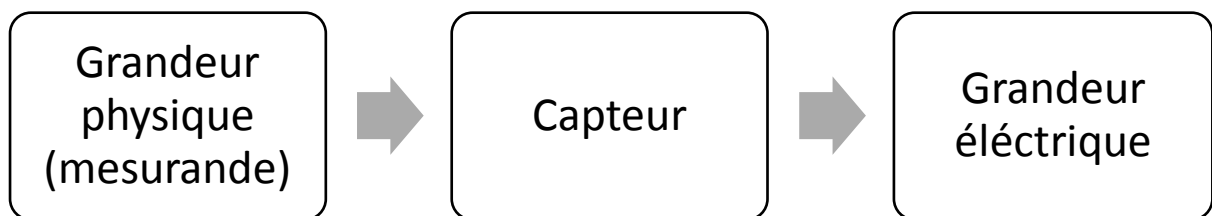


Figure II- 4: Schéma bloc de capteur

On classifie les capteurs en deux familles en fonction de la caractéristique électrique de la grandeur de sortie .le Capteurs passif comporte en sortie comme un dipôle passif qui peut être résistif, capacitif ou inductif. Et la sortie du capteur actif est équivalente à un générateur. C'est un dipôle actif qui peut être du type courant, tension ou charge

### II.2.1. Les bases de la mesure de courant

Le principe le plus direct consiste à exploiter la loi d'Ohm en mesurant la tension aux bornes d'une résistance de valeur connue précisément (shunt de mesure) et parcourue par le courant à mesurer. Toutes les autres méthodes sont des méthodes indirectes : les transducteurs qu'elles mettent en œuvre étant sensibles aux grandeurs magnétiques (champ, induction, flux magnétique) induites par le courant à mesurer. Autrement dit, elles font appel au théorème de Maxwell-Ampère. Parmi les nombreux transducteurs possibles, on peut citer les capteurs de Hall

---

(basés sur des matériaux semi-conducteurs), les transformateurs de courant (basés sur des inductances)

Les principaux capteurs de courant :

- Résistance de shunt ;
- Les transformateurs de courant ;
- Les bobines de Rogowski ;
- Capteurs de courant à effet Hall.

Dans notre chaine de mesure Nous avons testé deux capteurs « ACS712 » et « SCT-013-000 » et après l'exploitation des résultats, nous avons choisir le bon capteur.

### II.3. SCT-013-000

Le transformateur de courant (TC) est un tore ferromagnétique comportant un enroulement primaire de 1 spire le câble qui parcouru par le courant à mesurer  $i_{mes}$  et un enroulement secondaire comportant 2000 spires avec un Courant d'entrée de [0-100] A et un Courant de sortie de [0-50] mA

#### II.3.1.Circuit diagramme

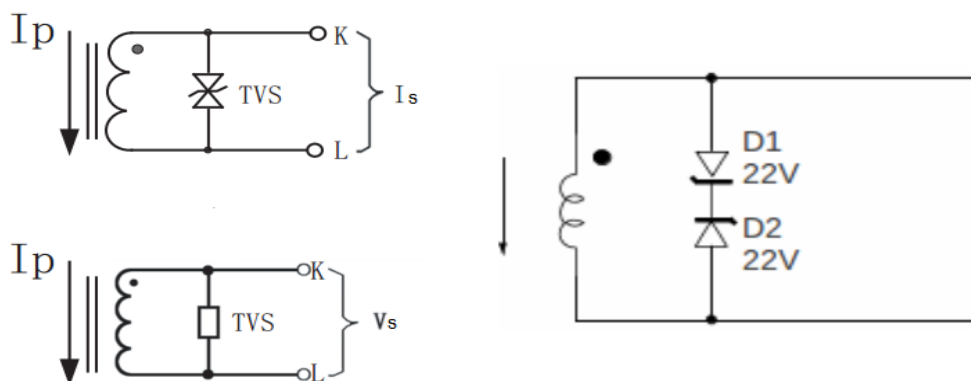


Figure II- 5: SCT 013-000 circuit diagramme

Le but des deux diodes Zéner de 22 V est de limiter la tension qui peut apparaître sur la prise et à travers les enroulements.

#### II.3.2.Rapport de tours primaire

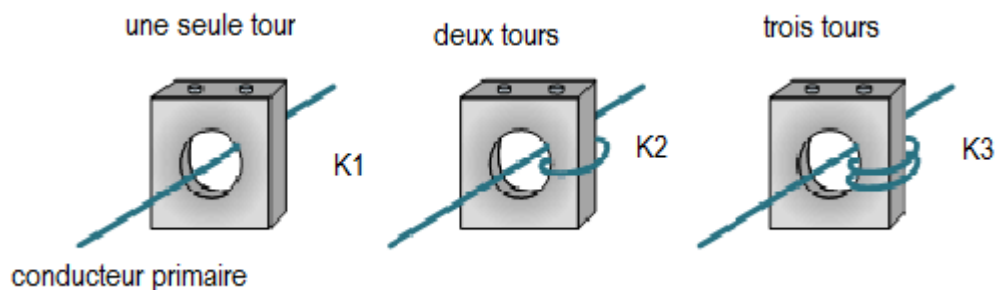


Figure II- 6: Rapport des tours primaires

Le rapport de transformation  $k$  :  $\frac{N_{primaire}}{N_{secondaire}}$

II- 1

Le rapport du transformateur de courant peut être modifié en ajoutant plus de tours primaires au transformateur. En ajoutant des tours primaires

- $K_1: \frac{1}{2000}$
- $k_2: \frac{2}{2000}$
- $k_3: \frac{3}{2000}$

### Remarque :

Quand on augmente le nombre des spires au niveau d'enroulement primaire le rapport K est augmente

#### II.3.2.1. La résistance à la charge

$$\text{La résistance à la charge (ohms)} = \frac{((V_{REF}/2) \times TC \text{ spires})}{(2\sqrt{2} \times \text{courant primaire efficace})} \quad \text{II- 2}$$

#### Courant primaire =100 A

- $V_{REF} = 3.3 \text{ v}$
- TC spires = 2000
- Courant primaire max =  $100 \times \sqrt{2}$
- La résistance à la charge (ohms)=  $\frac{(1.65 \times 2000)}{141.4}$   
=23.33  $\Omega$

#### Courant primaire pour (R=270 $\Omega$ , R=390 $\Omega$ )

- $V_{REF} = 3.3 \text{ v}$
- TC spires = 2000
- Courant primaire max =  $I \times \sqrt{2}$
- La résistance à la charge (ohms)=  $\frac{(1.65 \times 2000)}{I \times \sqrt{2}}$

II- 3

- **Pour R=270  $\Omega$  :**

$$I = \frac{(1.65 \times 2000)}{270 \times \sqrt{2}}$$

$$I = 8.64 \text{ A}$$

On utilise cette résistance parce que elle correspondant à courant nominal de moteur triphasé qui on va utiliser pour étudier le défaut de déséquilibre

- **Pour R=390  $\Omega$  :**

$$I = \frac{(1.65 \times 2000)}{390 \times \sqrt{2}}$$

$$I = 5.98 \text{ A}$$

On utilise cette résistance parce qu'elle correspond à courant nominal du moteur monophasé qui on va utiliser pour étudier le défaut de cassure des barres rotoriques.

## II.4. ACS712

L'ACS712 est un capteur du courant à effet hall, le dispositif est constitué d'un circuit de détection de Hall linéaire et précis, avec un trajet de conduction en cuivre situé près de la surface de la matrice. Le courant appliqué circulant à travers ce trajet de conduction de cuivre génère un champ magnétique qui est détecté par la cellule de Hall intégré et converti en une tension proportionnelle. La précision du dispositif est optimisée grâce à la proximité du signal magnétique au transducteur Hall. Qui détecte les courants positifs et négatifs dans la plage de -5 A à +5 A avec une sensibilité de 185 mV/A. le capteur fonctionne avec une tension Vcc de 5V DC et une offset de  $\frac{V_{cc}}{2}$  ou 2.5 V. le ACS712 contient un filtre passe bas de fréquence de coupure 80K HZ ce capteur utilisable pour les courants alternatifs et continus. La résistance interne de ce chemin conducteur est typique de 1,2 m  $\Omega$ , ce qui permet une faible perte de puissance

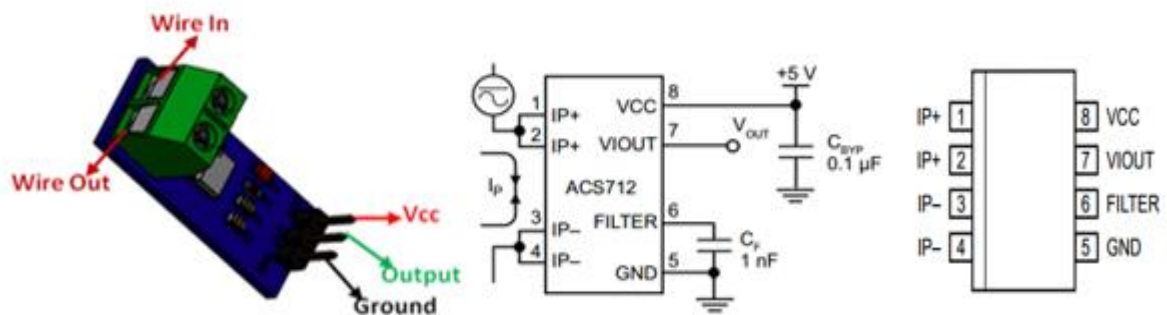


Figure II- 7: ACS712

### Remarque :

L'ACS712 contient une résistance interne, une connexion par broche FILTER à la carte de circuit imprimé et un amplificateur tampon interne. Avec cette architecture de circuit, les utilisateurs peuvent implémenter un simple filtre RC via l'ajout d'un condensateur, CF de 1 nF. Par conséquent, le dispositif ACS712 est idéal pour une utilisation dans des applications de haute précision ne permettant pas l'atténuation du signal associée à l'utilisation d'un filtre passe-bas RC externe.

### II.4.1. Performance caractéristique ( $I_p=5A$ )

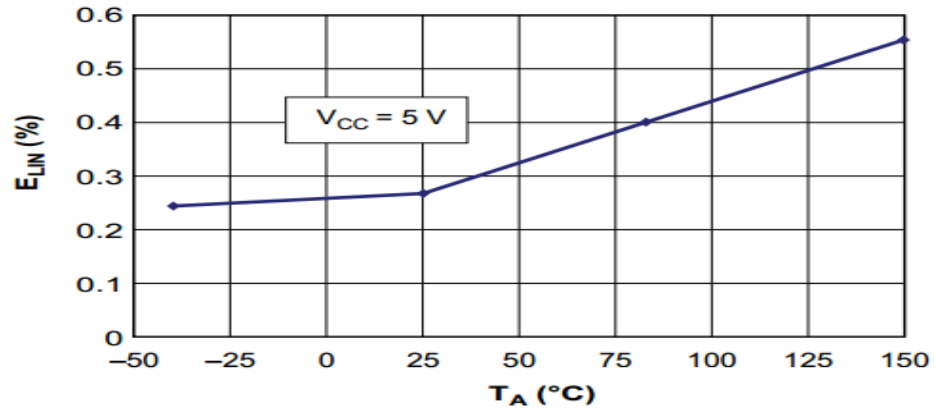


Figure II- 8: La Variation de Non-linéarité en fonction de température ambiante

L'erreur de linéarité augment quand la température dépasse 25°C°

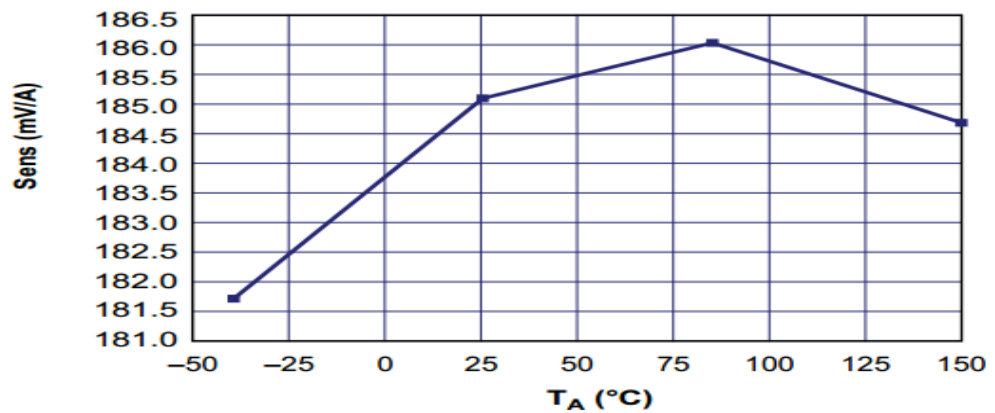


Figure II- 9: La Variation de Sensibilité en fonction de la température ambiante

La sensibilité est meilleur quand la température ambiante est inferieur a 25 C°

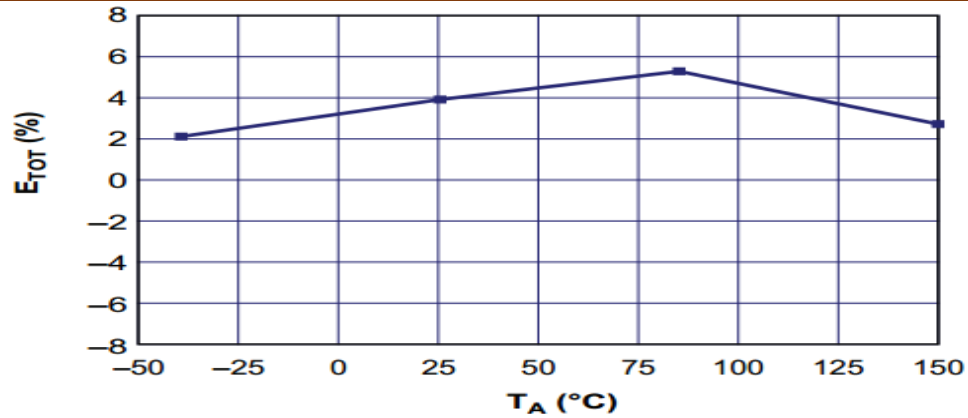


Figure II- 10: La variation d'Erreur de sortie en fonction de température ambiante

L'erreur de sortie variée en fonction de la température ambiante dans 2 intervalles comme la suite :

[-40 80] : L'erreur de sortie augmente de 2% jusqu'à 5.5%

[80 150] : L'erreur de sortie abaisse de 5.5% jusqu'à 3%

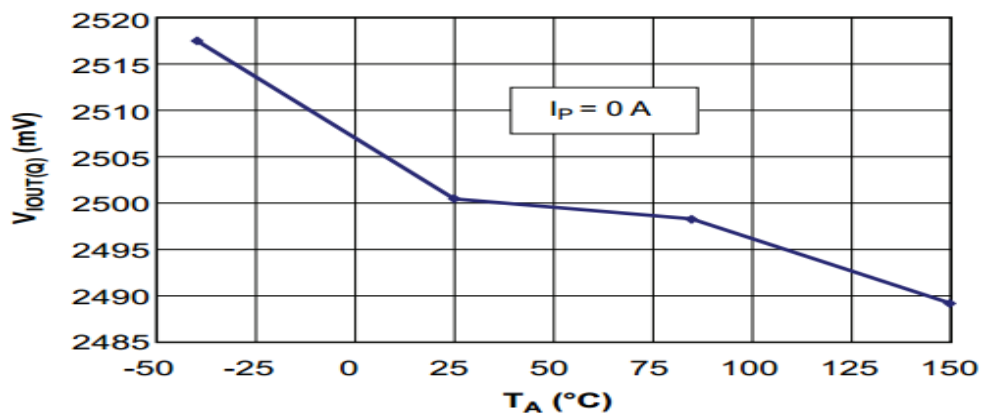


Figure II- 11: La variation d'offset en fonction de Température ambiante

dans les conditions normal température compris entre 25 C° et 75 C° l'offset a une valeur de  $\frac{V_{CC}}{2}$ , mais quand la température est supérieure à 75 C° l'offset est diminué et si elle est inférieure a 25C° l'offset est augmenté par une valeur de 20 mV,

### II.4.2. Bruit par rapport à la capacité du filtre externe

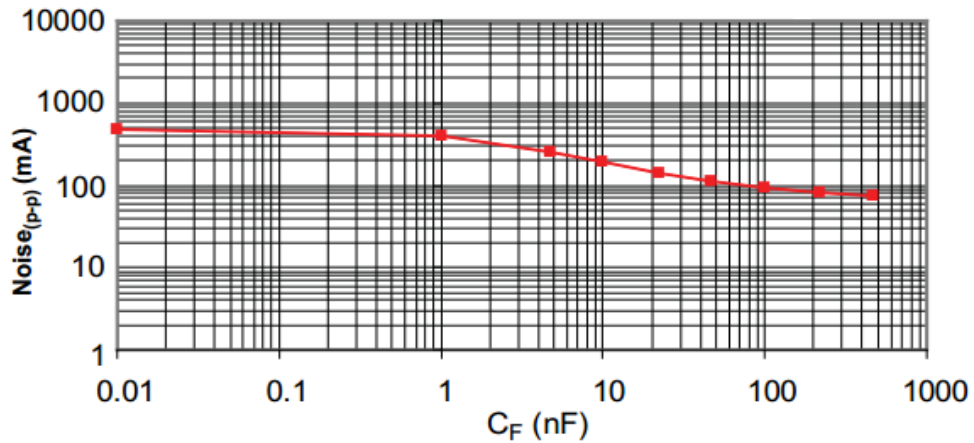


Figure II- 12: Bruit par rapport à la capacité du filtre externe

On remarque que le bruit avec une capacité de 0.01 nF à une valeur très importante mais l'augmentation de la valeur de capacité diminue le bruit. Ce avantage a un inconvénient de l'augmentation de temps de montée (voir annexe)

### II.4.3. Comparaison entre les capteurs disponibles

Capteur	SCT-013-000	ACS712
Paramètre		
Tension mesuré	AC	AC-DC
Type de sortie	Courant	Tension
Non-linéarité	±3%	1.5 %
Offset	Non	Oui ( $\frac{V_{CC}}{2}$ )
Température de fonctionnement	-25°C ~ +70°C	-40°C ~ +85°C
Tension d'alimentation	Non	Oui (V <sub>CC</sub> = 5V)
Sensibilité	100 A/50 mA	185 mV/A
Facilité de montage	Oui	Non

Tableau II- 1: Comparaison entre les capteurs disponibles

Après la disponibilité des deux capteurs ACS712 et SCT 013-000 au niveau de marché, l'étude de leur différents paramètres techniques et les essais réels. On a choisis le SCT 013-000 et notre choix basé sur les paramètres suivant :

Le SCT 013-000 a un avantage très important qui on le trouve pas dans ACS 712 et dont est représenté par :

- La facilité de montage de capteur sans couper la phase

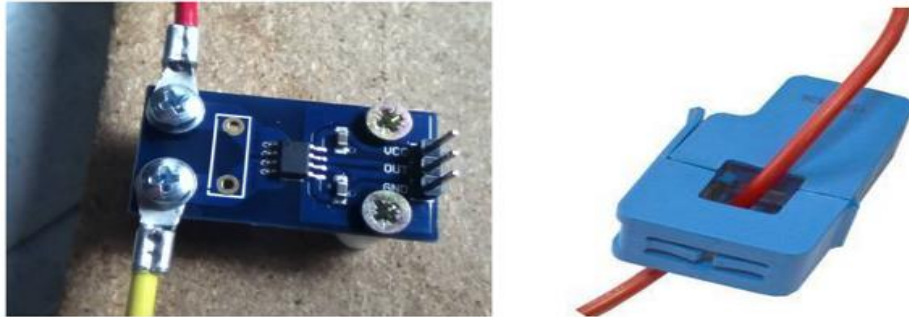


Figure II- 13: Les capteurs utilisés (ACS217 et SCT 013)

- Le SCT 013 000 délivré un signale moins bruité par rapport au signale délivré par ACS

71

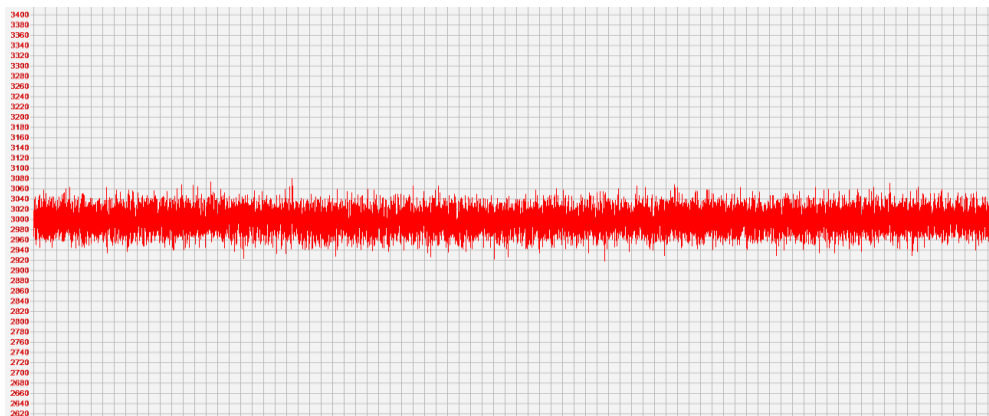


Figure II- 14: La tension délivrée par l'ACS712 avec une tension d'entrer de 0 V

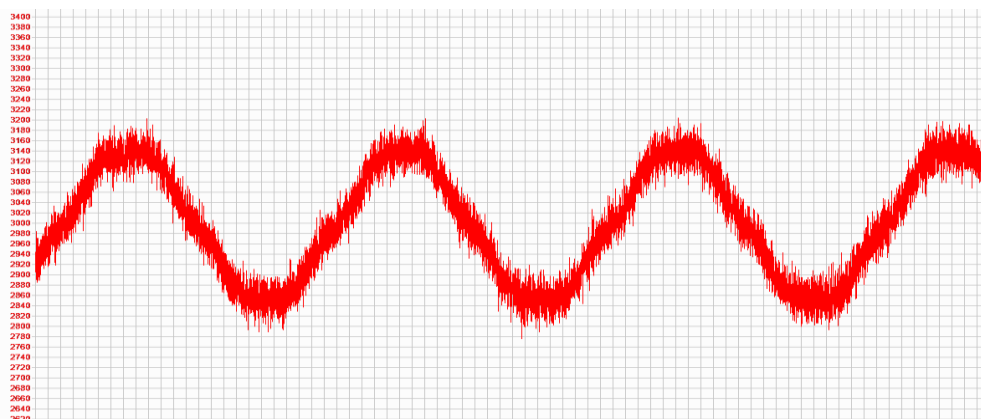


Figure II- 15: la tension délivrer par le capteur ACS712

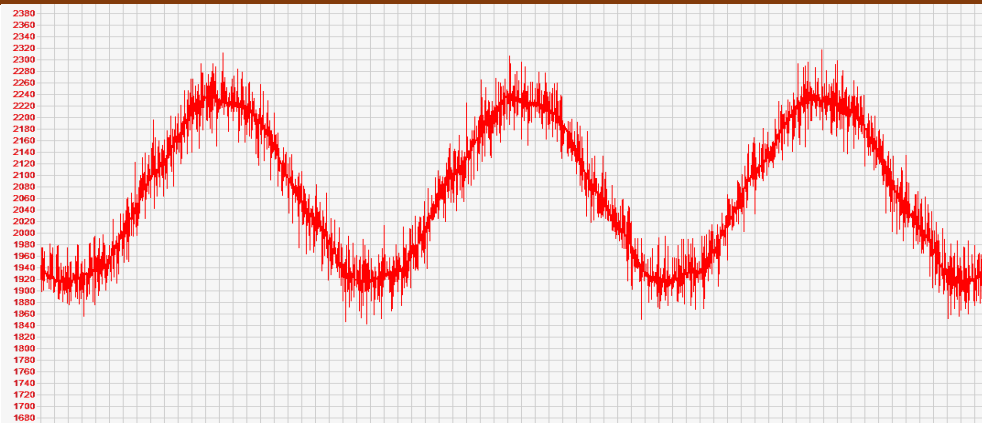


Figure II- 16:La tension délivrée par le capteur SCT-013

- La sensibilité élevée de SCT 013 000 (voir **Tableau II- 1** )
- Le SCT 013 000 ne nécessite pas une tension d'alimentation pour fonctionner

## II.4.4. L'étalonnage du capteur SCT 013 000

### II.4.4.1. Teste de résistance de charge

Résistance de charge	Courant mesuré (multimètre)	Tension de capteur	Courant de capteur	Erreur %
10000	0,68	1,16	0,232	65,88235
390	0,68	0,1326	0,68	1,63E-14
340	0,68	0,114	0,670588	1,384083
270	0,68	0,092	0,681481	0,217865
160	0,67	0,06	0,75	11,9403
100	0,68	0,056	1,12	64,70588
22	0,68	0,0112	1,018182	49,73262
10000	0,68	1,16	0,232	65,88235

Tableau II- 2:Teste de résistance de charge

#### Remarque :

Les résistances de charge qui nous donnent une bonne image de courant avec un erreur minimale sont ( $R=390 \Omega$ ,  $R=270 \Omega$ ).

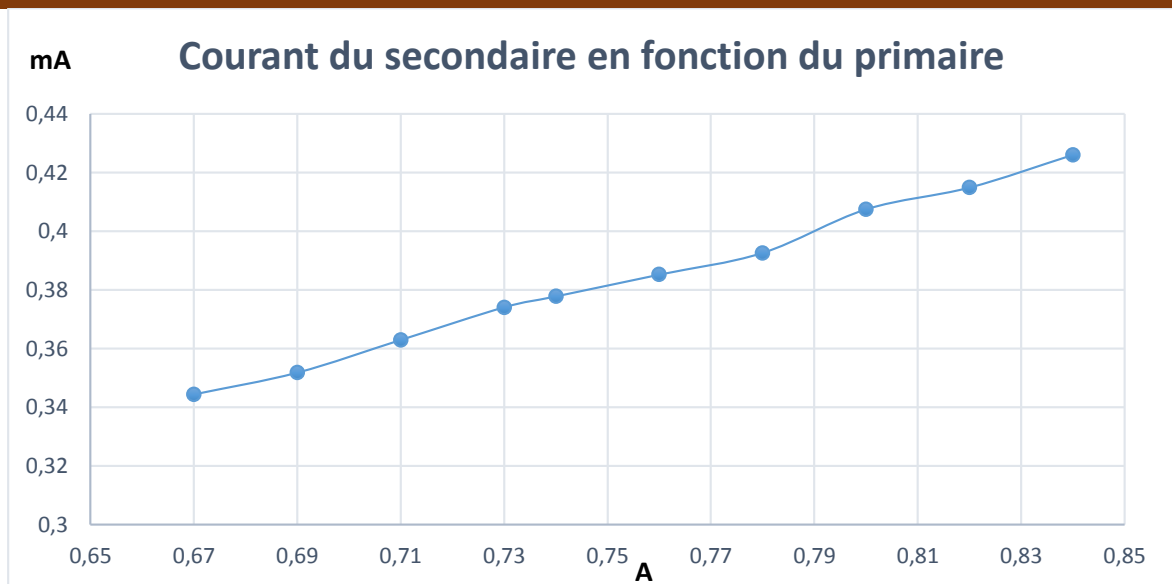
### II.4.4.2. Linéarité du capteur

$$\text{Erreur relatif} = \frac{I_{sc} - I_s}{I_{sc}} \quad \text{II- 4}$$

$$\text{Erreur absolu} = \left| \frac{I_{sc} - I_s}{I_{sc}} \right| \quad \text{II- 5}$$

Valeur de Rhéostat $\Omega$	Courant mesuré au primaire (A)	Tension aux bornes de capteur (V)	Courant mesuré au secondaire (mA)	Courant recommandé (A)	Erreur absolue %	Erreur relatif %
261	0,84	0,115	0.425	0,84	1,410935	-1,41093
268	0,82	0,112	0.414	0,82	1,174345	-1,17435
275	0,8	0,11	0.407	0,8	1,851852	-1,85185
282	0,78	0,106	0.392	0,78	0,664767	-0,66477
289	0,76	0,104	0.385	0,76	1,364522	-1,36452
297	0,74	0,102	0.377	0,74	2,102102	-2,1021
301	0,73	0,101	0.374	0,73	2,486048	-2,48605
309	0,71	0,098	0.362	0,71	2,243088	-2,24309
318	0,69	0,095	0.351	0,69	1,986044	-1,98604
328	0,67	0,093	0.344	0,67	2,819237	-2,81924

Tableau II- 3: l'erreur absolue et l'erreur relatif



**Figure II- 17: linéarité du capteur**

## II.5. Additionneur

Les convertisseurs analogique numérique de l'Arduino DUE ne peut lire que des signaux positives de 0 à 3.3 volt, nous avons réalisé un additionneur pour décaler le signal alternatif d'entré avec une composante continue  $V_{ref}$  de 1.65 V dc puisque le signal maximal obtenue est de 3.3 V AC crête a crête, et avec cette composante  $V_{ref}$ , le signal variera de 0 à 3.3 volt.

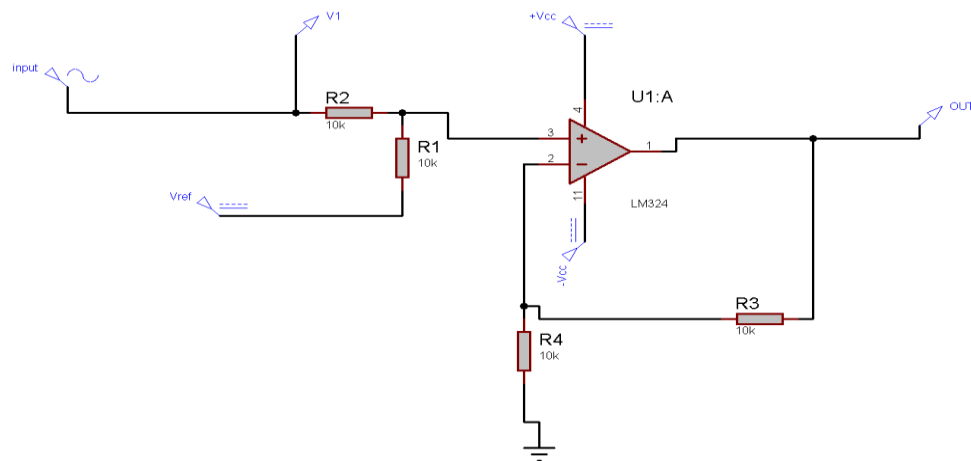


Figure II- 18: circuit d'additionnement

On suppose que l'amplificateur opérationnel est idéal.

$$V_p = V_n \quad \text{II- 6}$$

$$V_p = \frac{\frac{V_1 + V_{ref}}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1}}}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_2}} \quad \text{II- 7}$$

On pose  $R_1=R_2$  :

$$V_p = \frac{V_1 + V_{ref}}{2} \quad \text{II- 8}$$

$$V_n = \frac{R_4}{R_4 + R_3} V_{out} \quad \text{II- 9}$$

On a  $V_p = V_n$  donc :

$$\frac{V_1 + V_2}{2} = \frac{R_4}{R_4 + R_3} V_{out} \rightarrow V_{out} = V_1 + V_2 \left( \frac{R_4 + R_3}{2R_4} \right) \quad \text{II- 10}$$

Pour que le gain soit unitaire on pose ( $R_4 = R_3$ ) :

$$V_{out} = V_1 + V_{ref} \quad \text{II- 11}$$

Donc la sortie du montage est une tension ( $V_{out}$ ) qui représente la somme algébrique du signale d'entrée ( $V_1$ ) et la composante continue ( $V_{ref}$ ).

### II.5.1. Réalisation de la tension de référence ( $V_{ref}$ )

On va réaliser cette tension grâce à un pont diviseur de tension à partir d'une tension d'alimentation positive  $+V_{cc}$ .

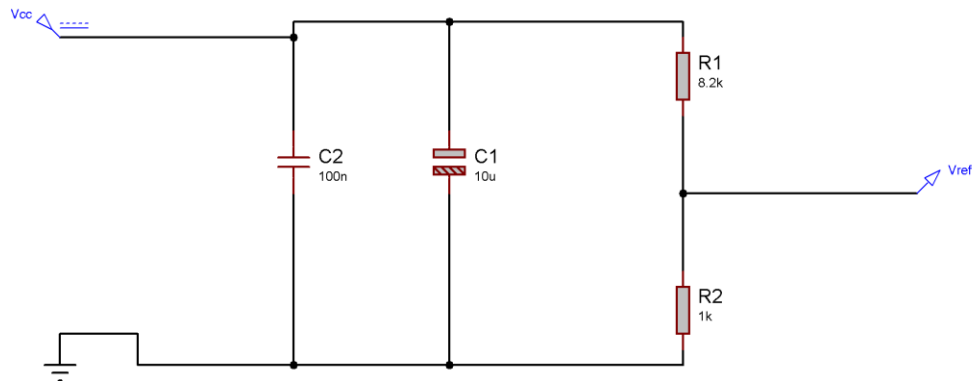


Figure II- 19: Schéma tension de référence

$$V_{ref} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{cc} \quad \text{II- 12}$$

On pose  $R_2=1K\Omega$ ,  $V_{cc}=15v$  et  $R_2=8091\Omega$  donc la valeur du  $R_2$  normalisé est  $8.2K\Omega$

### II.5.2. Calcul de l'erreur du $V_{ref}$

Résistance	tolérance	$R_{Max}$	$R_{min}$	$V_{ref MAX}$	$V_{ref min}$
$R_1=8.2K$	5%	8610	7790	<b>1.7216V</b>	<b>1.5469V</b>
$R_2=1K$	1%	1010	990		

Tableau II- 4: L'erreur du  $V_{ref}$

Pour que la tension de référence est minimal il faut que ( $R_2 \downarrow$ ) est ( $R_1 \uparrow$ ) en remplace dans (II-13) :

$$V_{9\text{ref min}} = 1.5469\text{V}$$

Pour que la tension de référence est maximal il faut que ( $R_2 \uparrow$ ) est ( $R_1 \downarrow$ ) en remplace dans (II-12) :

$$V_{\text{ref Max}} = 1.7216\text{V}$$

Donc  $V_{\text{ref}} \in [1.5469\text{V}, 1.7216\text{V}]$

C1 et C2 sont des capacités de découplage pour filtrer la tension de l'alimentation.

### II.5.3. Résultat de simulation avec Isis

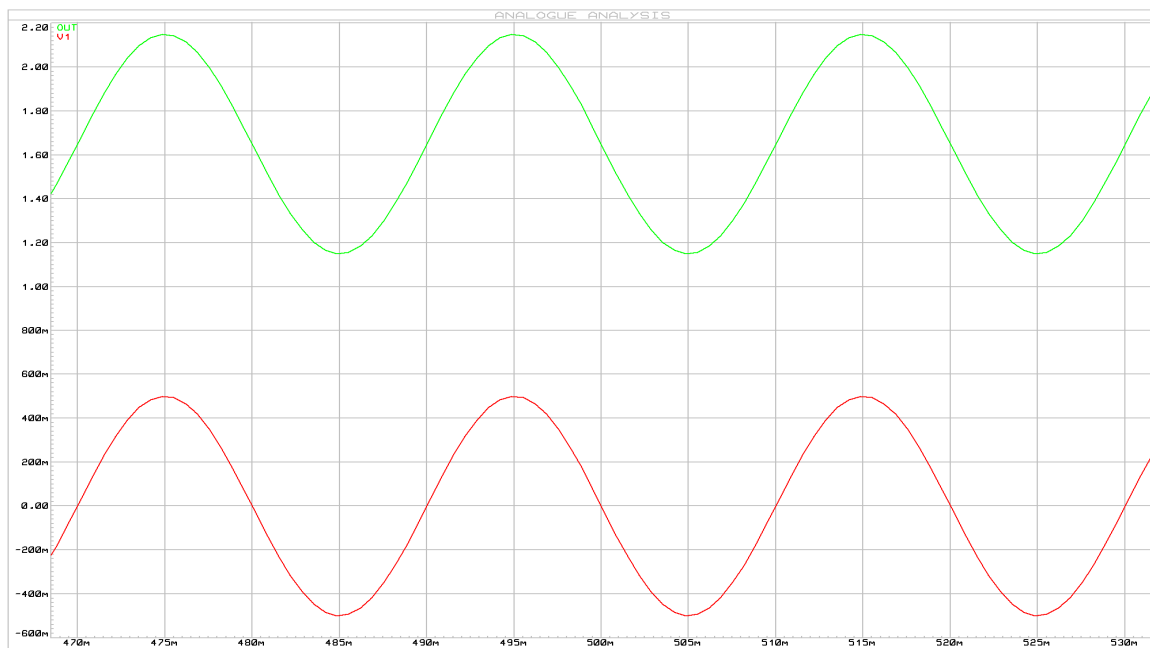


Figure II- 20: la tension avant le décalage(en rouge) et après le décalage (en vert)

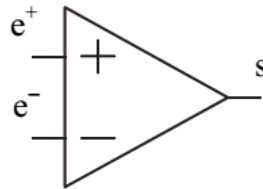
La figure II.20 illustre le décalage de la référence de tension de 0V à 1.65 V

## II.6. Le filtrage

### II.6.1. Amplificateur opérationnel

Un amplificateur opérationnel est un circuit intégré linéaire dont la réponse du circuit est une fonction linéaire de variable d'entrées, il offre un gain extrêmement élevé de la différence de potentiel entre ses deux entrées « e+ » et « e- ».

Le circuit intégré est symbolisé en général par (**Figure II-21**) :



**Figure II- 21: Symboles d'un A.Op**

L'Aop. Possède une entrée inverseuse repérée par le signe « e- » et une entrée non-inverseuse repérée par le signe « e+ ».

L'entrée e+ est l'entrée non-inverseuse car une tension appliqué sur cette entré, fournit à la sortie une tension de même signe.

L'entrée e- est l'entrée inverseuse car une tension appliqué sur cette entré, fournit à la sortie une tension de signe opposé.

-L'impédance des deux entrées « e+ » et « e- » est très élevée, et inversement, celle de la sortie « s » est très faible.

Son nom provient du fait qu'il permet de réaliser des opérations Mathématiques sur des signaux analogiques.

Un Aop peut être alimenté par deux sources de tension continue branché en série, l'une positive, notée  $V_{cc+}$ , et l'autre négative notée  $V_{cc-}$ , comme les TL084 et TL074 mais aussi par une seule source de tension notée  $V_{cc+}$  comme Les LM324, LM358, AD620.

## II.6.2. Le filtre passe bas actif

Un filtre passe bas est un filtre qui laisse passer les basses fréquences et atténue les hautes fréquences, c'est à dire les fréquences supérieures à la fréquence de coupure. Il pourrait également être appelé filtre coupe haut. Le filtre passe bas est l'inverse du filtre passe haut et ces deux filtres combinés forment un filtre passe bande.

Les filtres passe bas sont utilisés comme des filtres anti-repliement (anti-aliasing) dans les chaînes d'acquisition avant la conversion analogique numérique (ADC) pour éliminer les bruits qui sont généralement des signaux de hautes fréquences au de la fréquence de Nyquist ( $\frac{F_e}{2}$ ).

## II.6.3. Choix de la structure de filtre

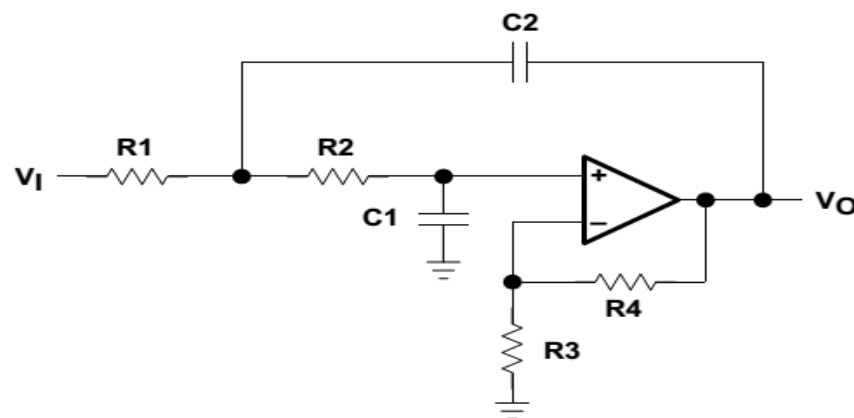


Figure II- 22: Structure général de Sallen-Key

Les filtres de Sallen-Key (Figure II- 22) sont des filtres actifs construits à partir de circuit RC, comportant seulement des résistances et des condensateurs.

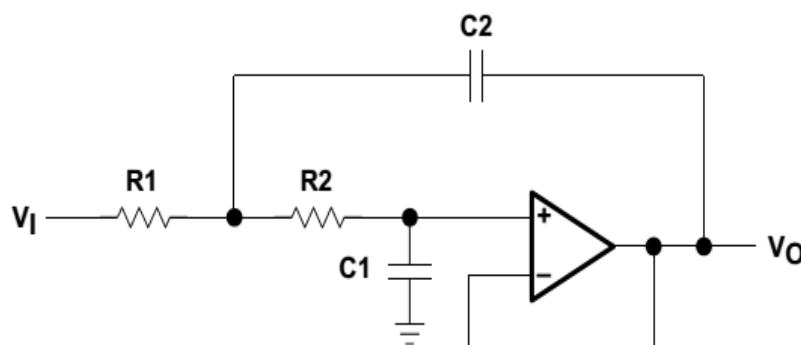


Figure II- 23: Structure général de Sallen-Key avec un gain unitaire

Le choix de la topologie du circuit dépend des exigences de performance. Le grand avantage de l'architecture de Sallen-Key, c'est qu'il **offre un gain unitaire de meilleure précision** parce que son gain ne dépend pas des valeurs des composants. Il facilite la réalisation d'un filtre Butterworth. Il utilise aussi **le minimum nombre de composant** pour la construction d'un filtre du deuxième ordre avec un gain unitaire (Deux résistances et deux condensateurs (**Figure II- 23**)).

**La précision du gain unitaire** de Sallen-Key va nous aider à améliorer les performances électriques de notre chaîne, et éliminer toute amplification ou atténuation indésirable qui peut affecter les résultats de notre diagnostic.

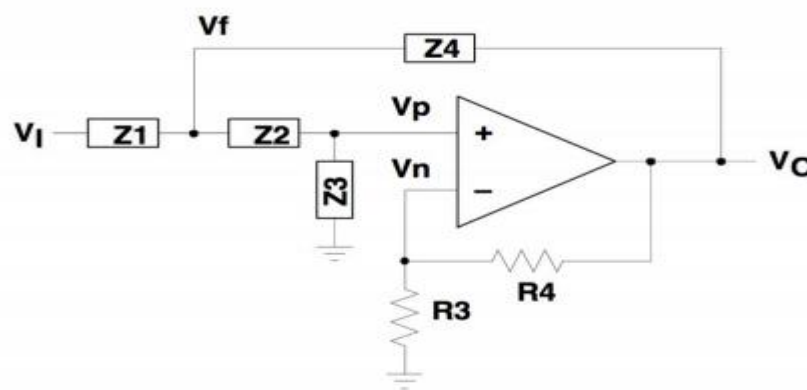


Figure II- 24: structure Générale du filtre analogique 2<sup>ème</sup> ordre topologie Sallen-Key

On suppose que l'amplificateur opérationnel est idéal et fonctionne en régime linéaire :

$$v_p = v_n \quad \text{I- 14}$$

$$v_p = v_f \frac{Z_3}{Z_2 + Z_3} \quad \text{II- 15}$$

$$v_n = v_o \frac{R_3}{R_3 + R_4} \quad \text{II- 16}$$

KCL:

$$\frac{V_i - V_f}{Z_1} = \frac{V_f - V_o}{Z_4} + \frac{V_f}{Z_2 + Z_3} \quad \text{II- 17}$$

En pose  $Z_1 = R_1, Z_2 = R_2, Z_3 = \frac{1}{jC_1\omega}$  et  $Z_4 = \frac{1}{jC_2\omega}$  et on remplacé (II- 18) et (II- 15) dans (II-16)

on obtient :

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\frac{R_3+R_4}{R_3}}{(j\omega)^2(R_1R_2C_1C_2)+j\omega\left(R_1C_1+R_2C_1-R_1C_2\left(\frac{R_4}{R_3}\right)\right)+1} \quad \text{II- 19}$$

Le gain du système  $G = \frac{R_3+R_4}{R_3} = 1 + \frac{R_4}{R_3}$  pour obtenir un gain unitaire  $G = 1$  il faut que :

$R_4 = 0$  et  $R_3 = \infty$  . Donc  $R_3$  va deviens un circuit ouvert et  $R_4$  va devien un court-circuit en remarque que le gain du structure Sallen Key dans ce cas ne dépend pas des valeurs des composants.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{(j\omega)^2(R_1R_2C_1C_2)+j\omega(R_1C_1+R_2C_1)+1} \quad \text{II- 20}$$

La fonction de transfert général d'un system du deuxième ordre :

$$H(j\omega) = \frac{G}{\frac{(j\omega)^2}{(\omega_n)^2} + 2\varepsilon\frac{j\omega}{\omega_n} + 1} \quad \text{II- 21}$$

Par comparaison on a :

$\omega_n$  : Pulsation naturelle (ou pulsation propre non-amortie).

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{R_1R_2C_1C_2}} \quad \text{II- 22}$$

$\varepsilon$  : Coefficient d'amortissement.

$$\frac{2\varepsilon}{\omega_n} = (R_1 + R_2)C_1 \quad \text{II- 23}$$

$$\varepsilon = \frac{(R_1+R_2)C_1}{2} \omega_n \quad \text{II- 24}$$

$$\varepsilon = \frac{(R_1+R_2)C_1}{2\sqrt{R_1R_2C_1C_2}} \quad \text{II- 25}$$

$Q$  : Facteur de qualité :

$$Q = \frac{1}{2\zeta} \quad \text{II- 26}$$

$$Q = \frac{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}{(R_1 + R_2) C_1} \quad \text{II- 27}$$

### II.6.4. Comment augmenter l'ordre du filtre ?

Pour obtenir un filtre d'ordre  $n$  il faut utiliser  $\left(\frac{n}{2}\right)$  étages en cascade pour les filtres d'ordre paire, et pour les filtres d'ordre impair on ajoute un pôle réel.

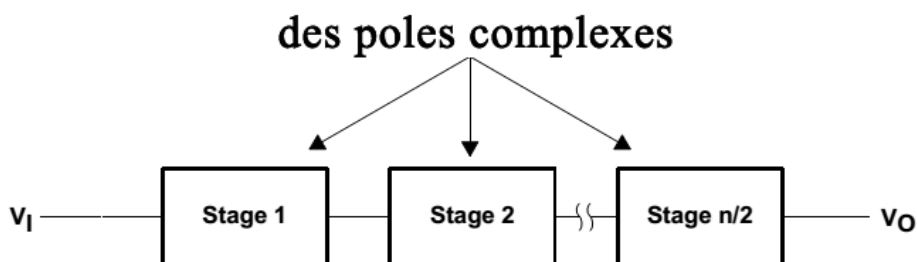


Figure II- 25: réalisation d'un filtre d'ordre paire

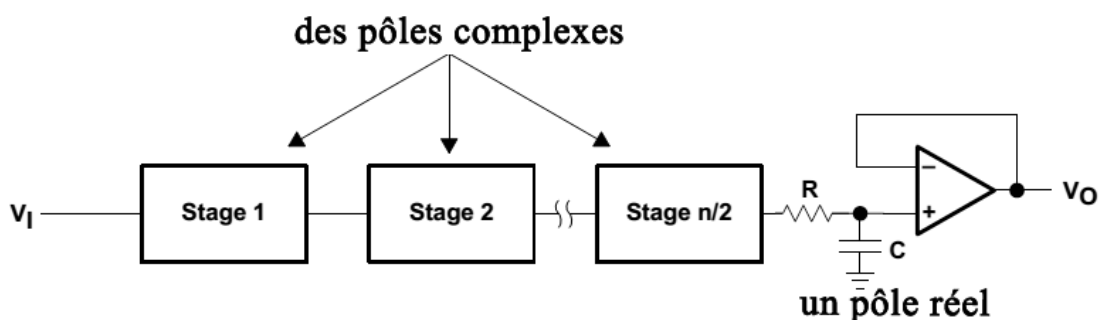


Figure II- 26: réalisation d'un filtre d'ordre impair

### II.6.5. Le choix du type de filtre « Pourquoi le Butterworth ? »

Le filtre passe-bas idéal est un filtre qui élimine complètement les signaux au-dessus de la fréquence de coupure et parfaitement passer les signaux en dessous de la fréquence de coupure (la bande passante). Dans les vrais filtres, divers compromis sont faites pour obtenir des performances optimales pour une application donnée. En pratique il est très difficile ou impossible de réaliser un filtre analogique idéal.

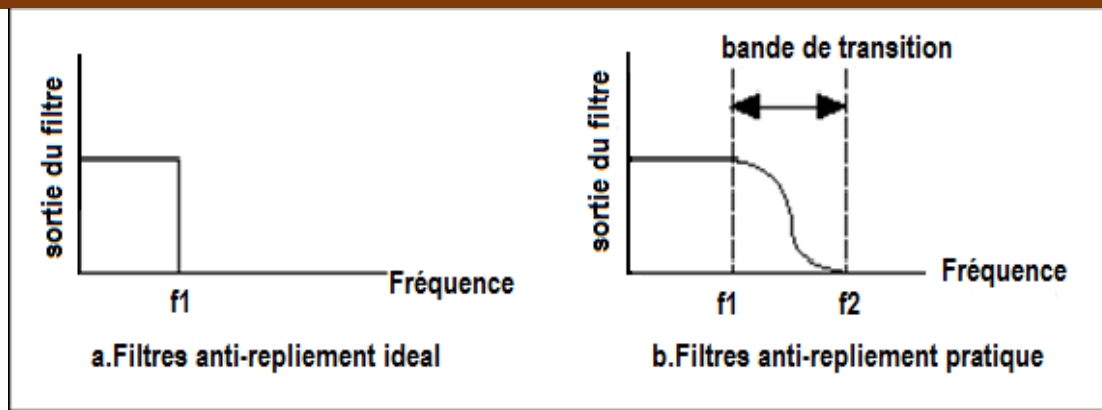


Figure II- 27: différence entre un filtre anti-repliement idéal et pratique

Le filtre Butterworth a un gain constant pas d'ondulation dans la bande passante (**Figure II-27**). C'est le filtre qui déforme le moins le signal dans la bande passante car sa réponse en phase est proche d'une droite. L'inconvénient de ce type de filtre c'est que la pente n'est pas très raide dans la bande rejetée.

### II.6.6. Comparaison entre filtre Butterworth et Chebychev

filtre	avantage	inconvénient
Butterworth	Une réponse très plate dans la bande passante.	Une pente pas très raide dans la bande rejetée.
Chebychev	Une pente plus raide dans la bande passante.	Des ondulations dans la bande passante.

Tableau II- 5: Comparaison entre filtre Butterworth et Chebychev

Pour éviter toutes sortes de déformations ou distorsion du signal d'entrée dans la bande passante on a choisit la topologie Butterworth, et pour résoudre le problème de la pente (pas très raide) on a augmenté l'ordre du filtre vers le 4<sup>ème</sup> ordre et plus tard vers le 5<sup>ème</sup> ordre.

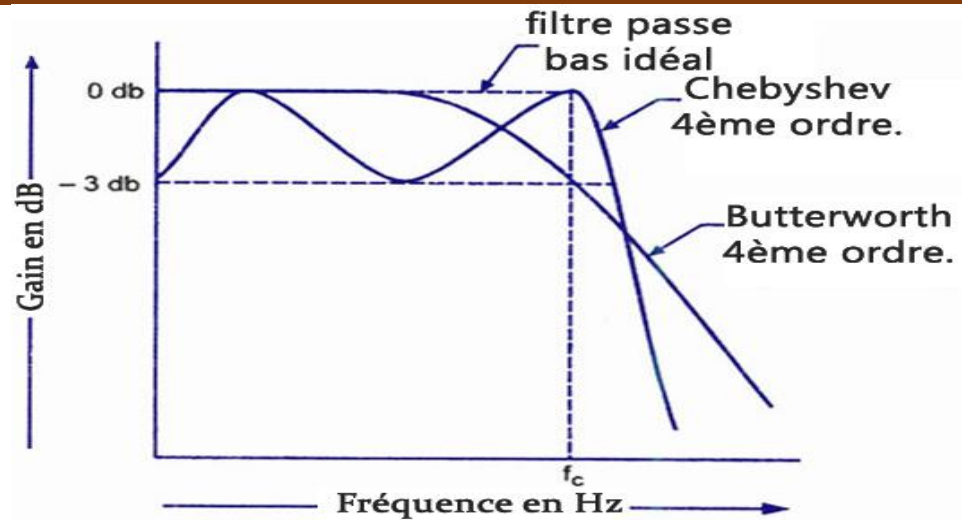


Figure II- 28: comparaison entre les filtres : passe bas idéal, Chebyshev et Butterworth

### II.6.7. Le dimensionnement du filtre

Pour réaliser un filtre Butterworth de  $n$  ordre on utilise le tableau normalisé de Butterworth

Tableau II- 6 et les deux équations II-27 et II-22

FILTER ORDER	Stage 1		Stage 2		Stage 3		Stage 4		Stage 5	
	FSF	Q	FSF	Q	FSF	Q	FSF	Q	FSF	Q
2	1.000	0.7071								
3	1.000	1.0000	1.000							
4	1.000	0.5412	1.000	1.3065						
5	1.000	0.6180	1.000	1.6181	1.000					
6	1.000	0.5177	1.000	0.7071	1.000	1.9320				
7	1.000	0.5549	1.000	0.8019	1.000	2.2472	1.000			
8	1.000	0.5098	1.000	0.6013	1.000	0.8999	1.000	2.5628		
9	1.000	0.5321	1.000	0.6527	1.000	1.0000	1.000	2.8802	1.000	
10	1.000	0.5062	1.000	0.5612	1.000	0.7071	1.000	1.1013	1.000	3.1969

Tableau II- 6: tableau de normalisé Butterworth

La fréquence de coupure de notre filtre est autour du 200hz (la démonstration plus tard).

Pour faciliter le dimensionnement du filtre et de ne pas tomber dans des valeurs des capacités non commercialiser on pose  $C_2 = nC_1$  et  $R_1 = mR_2$

$$\text{Donc } Q = \frac{\sqrt{mn}}{1+m}$$

II- 28

$$\text{Et } \omega_c = \frac{1}{R_2 C_1 \sqrt{mn}}$$

II- 29

Pour le stage 1 :  $Q = 0.618$  on pose  $n=10$  et on calcule la valeur de  $m$  :

En remplace dans (II-27)

$$0.618 = \frac{\sqrt{m10}}{1+m}$$

$$(0.618m)^2 - 9.24m + (0.618)^2 = 0$$

II- 30

On résoudre l'équation (II- 29)

$$m = 24.147 \text{ ou } m = 0.0414$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_2 C_1 \sqrt{mn}}$$

II- 31

$$\text{On a : } f_c = 200\text{hz donc } 200 = \frac{1}{2\pi R_2 C_1 \sqrt{mn}}$$

On remplace la valeur de  $m=0.0414$  et  $n=10$  dans (II- 30) :

$$200 = \frac{1}{2\pi R_2 C_1 0.643} = \frac{1}{4.0427(R_2 C_1)}$$

$$R_2 C_1 = \frac{1}{808.56}$$

II- 32

On pose  $C_1 = 30\text{nF}$  donc  $C_2 = 330\text{nF}$  et on remplace dans (II- 31) pour calculer la valeur de  $R_2$  :

$$R_2 = \frac{1}{808.56} \times \frac{1}{30 \times 10^{-9}} \approx 41225\Omega$$

$$R_1 = mR_2 \text{ Donc } R_1 = 41225 \times 0.0414 \approx 1706\Omega$$

Même travail pour calculer les valeurs des résistances et des capacités pour l'étage 2 ( $Q=1.618$ )

étage	Q	n	M	C1	C2	R1	R2	R1p*	R2p*
2	0.618	10	0.0414	30nF	330nF	1706Ω	41225Ω	1.6KΩ	39KΩ
1	1.618	10	1	10nF	100nF	25165Ω	25165Ω	27KΩ	27KΩ

Tableau II- 7: les valeurs des résistances et des capacités de l'étage 2

(\*) Le choix pratique de la valeur des résistances

Pour l'étage 3 (pole réel) qui représente un system du premier ordre il suffit de choisir C et calculer la valeur de R (avec  $f_c = 200\text{hz}$ )

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad \text{II- 33}$$

On pose  $C=100\text{nF}$  et on calcule la valeur de R

$$200 = \frac{1}{2\pi R 10^{-7}}$$

$$R \approx 7958\Omega$$

La résistance normalisée disponible aux marché qui est proche de la valeur théorique :

$$R=8.2\text{K}\Omega$$

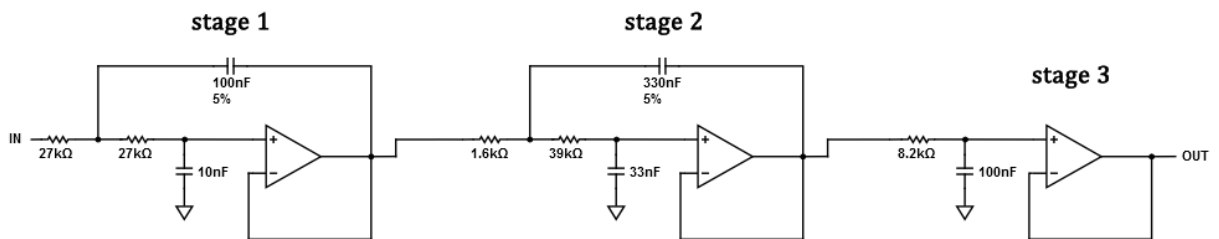


Figure II- 29: filtre Butterworth passe bas d'ordre 5 ( $f_c=200\text{Hz}$ )

### II.6.8.L'erreur du facteur de la qualité (Q)

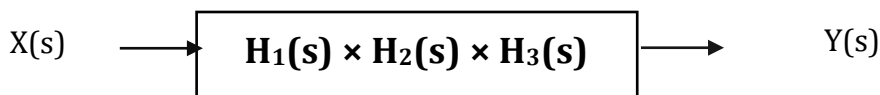
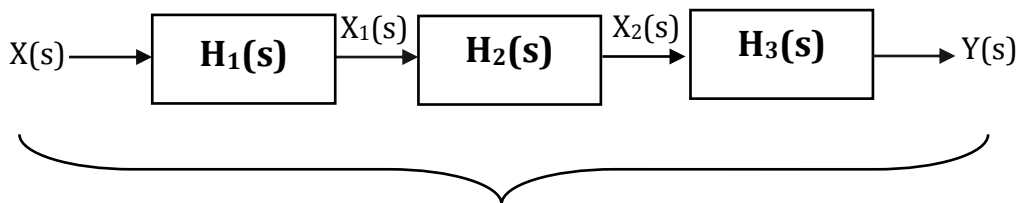
On calcule les facteurs de qualité minimale et maximale en introduisant les tolérances des capacités ( $\pm 10\%$ ) et les tolérances des résistances ( $\pm 5\%$ ).

Q théorique	$Q \epsilon +$	$Q \epsilon -$
<b>0.618</b>	0.531	0.712
<b>1.618</b>	1.429	1.749

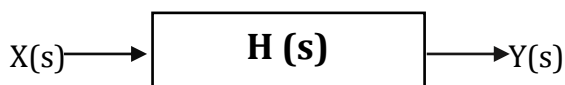
Tableau II- 8: L'erreur du facteur de la qualité (Q)

**II.6.9. Stabilité du filtre**

La fonction de transfert du system 5eme ordre : est la multiplication des fonctions de transfert de trois systèmes (les trois étages) en domaine fréquentiel.



On pose  $H(s) = H_1(s) \times H_2(s) \times H_3(s)$



$$H_2(s) = \frac{X_1(s)}{X_2(s)} = \frac{1}{s^2(R_1R_2C_1C_2) + s(R_1C_1 + R_2C_1) + 1}$$

Étage(x)	Fonction de transfert	$H_x(s)$
1	$\frac{1}{s^2(R_{1a}R_{2a}C_{1a}C_{2a}) + s(R_{1a}C_{1a} + R_{2a}C_{1a}) + 1}$	$\frac{1}{(7.29 \times 10^{-7}) s^2 + 0.00054 s + 1}$
2	$\frac{1}{s^2(R_1R_2C_1C_2) + s(R_1C_1 + R_2C_1) + 1}$	$\frac{1}{(6.795 \times 10^{-7}) s^2 + 0.00134 s + 1}$
3	$\frac{1}{1 + s(RC)}$	$\frac{1}{0.00082 s + 1}$

Tableau II- 9: les fonctions de transfert de chaque étage

$$H(s) = H_1(s) \times H_2(s) \times H_3(s)$$

La fonction de transfert total du système:

$$H(s) = \frac{1}{(4.062 \times 10^{-16}) s^5 + (1.597 \times 10^{-12}) s^4 + (3.092 \times 10^{-9}) s^3 + (3.673 \times 10^{-6}) s^2 + 0.0027 s + 1}$$

La fréquence de coupure de filtre avec les résistances normalisées est :  $f_c = 188.31\text{hz}$

### II.6.10. L'erreur de la fréquence de coupure

On calcule les fréquences de coupures minimales et maximales on introduisant les tolérances des capacités ( $\pm 10\%$ ) et les tolérances des résistances ( $\pm 5\%$ ).

$f_c$	$\epsilon +$	$\epsilon -$
<b>188.31hz</b>	163.036hz	220.242hz

Tableau II- 10: L'erreur de la fréquence de coupure

$\epsilon +$  : La fréquence de coupure calculée avec une tolérance de (10%) pour les capacités et (5%) pour les résistances.

$\epsilon -$  : La fréquence de coupure calculée avec une tolérance (-10%) pour les capacités et (-5%) pour les résistances.

Donc la fréquence de coupure pratique du filtre  $f_c \in [163\text{hz} , 220.25\text{hz}]$

### II.6.11. Simulation du système avec MATLAB

Les paramètres de simulation sont résumés au tableau suivant :

Etage	$R_1$	$R_2$	$C_1$	$C_2$
1	27K	27 k	10nF	100nF
2	1.6K	39K	33nF	330nF
3	8.2K	////////////////	100nF	////////////////

Tableau II- 11: Les paramètres de simulation

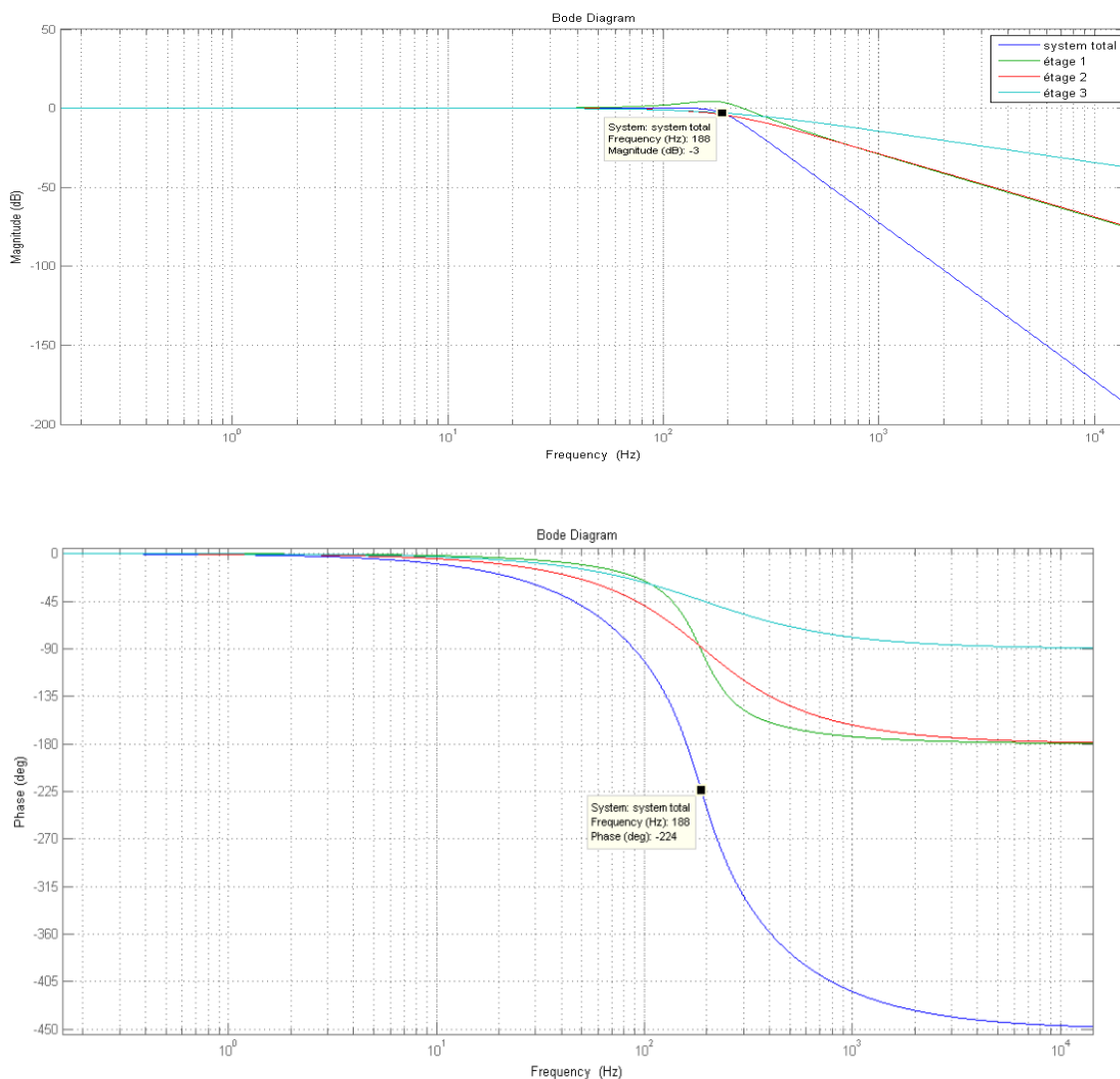


Figure II- 30: Le diagramme de Bode pour les trois étages

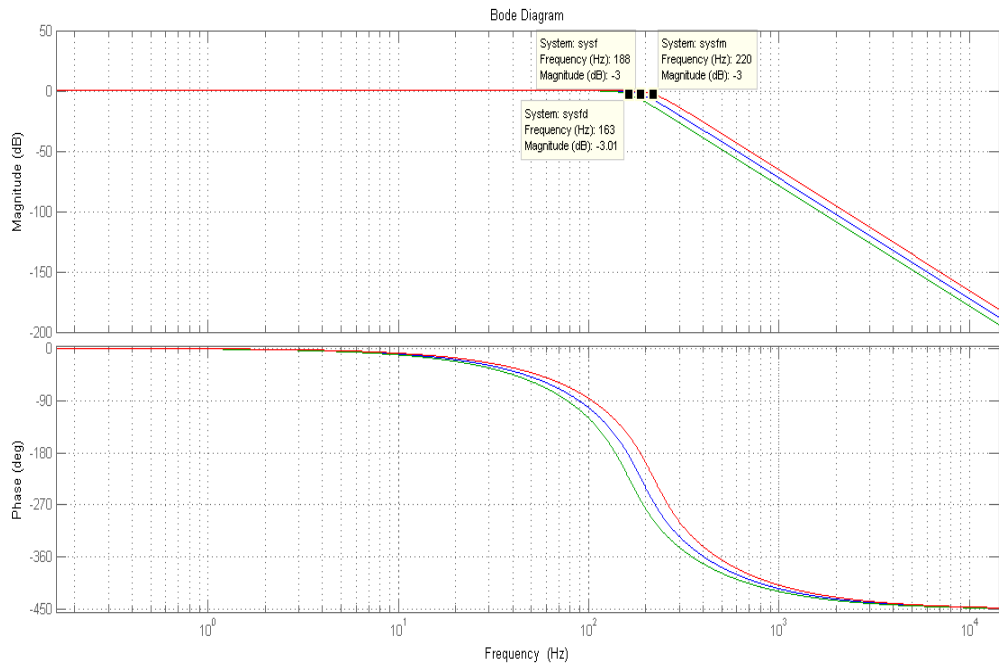


Figure II- 31: Le diagramme de Bode pour le système

Les résultats montrent que le gain du system est constant dans la bande passante, il n y a pas de dépassement.

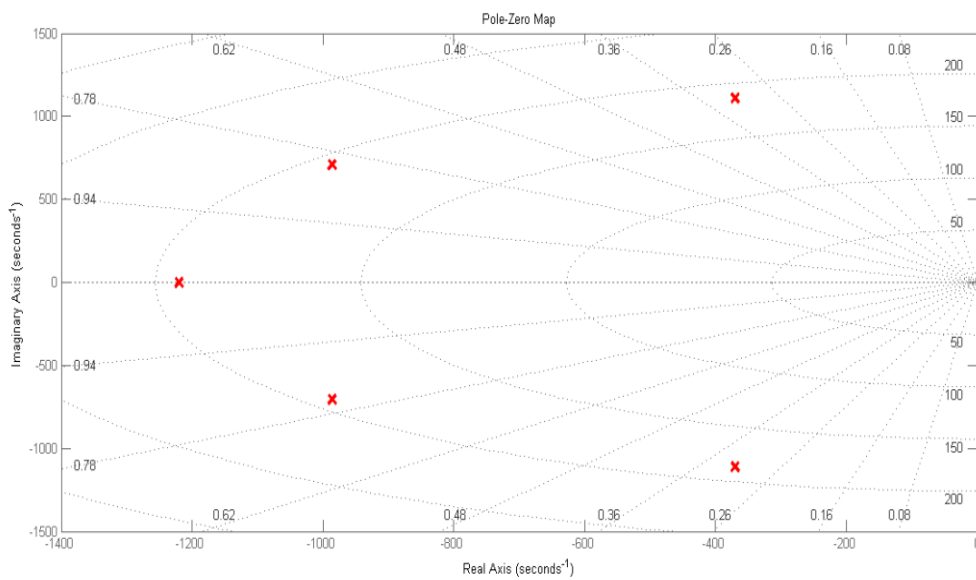


Figure II- 32: Emplacement des pôles du système dans le plan de (s).

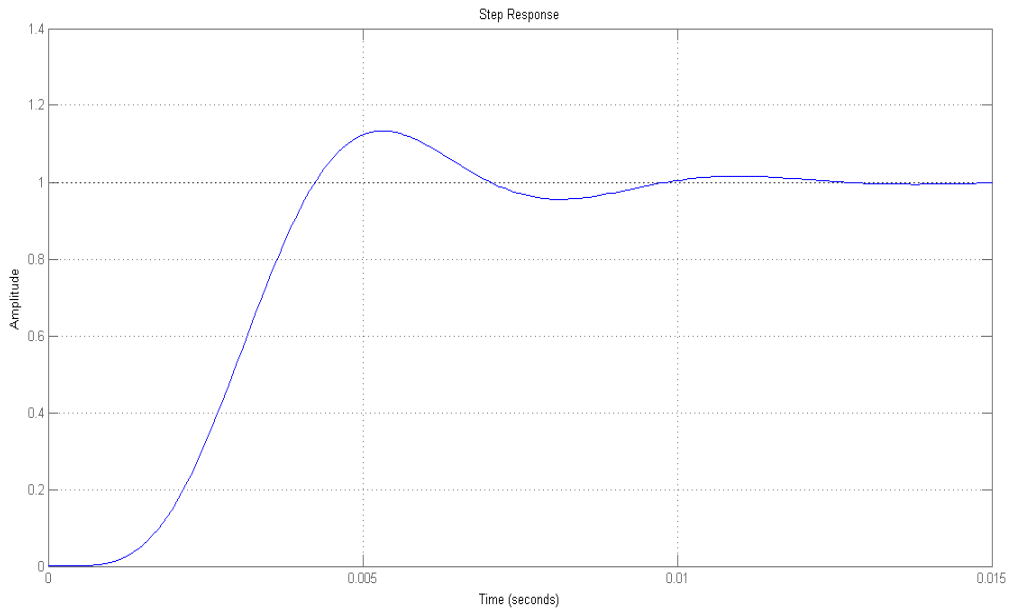


Figure II- 33: Réponse du système avec l'entrée échelon

Les résultats montrent que les pôles sont situés dans le demi-plan de gauche du plan complexe donc la partie réelle de ces pôles est strictement négative, on peut dire que notre système est stable.

### II.6.12. Simulation avec ISIS

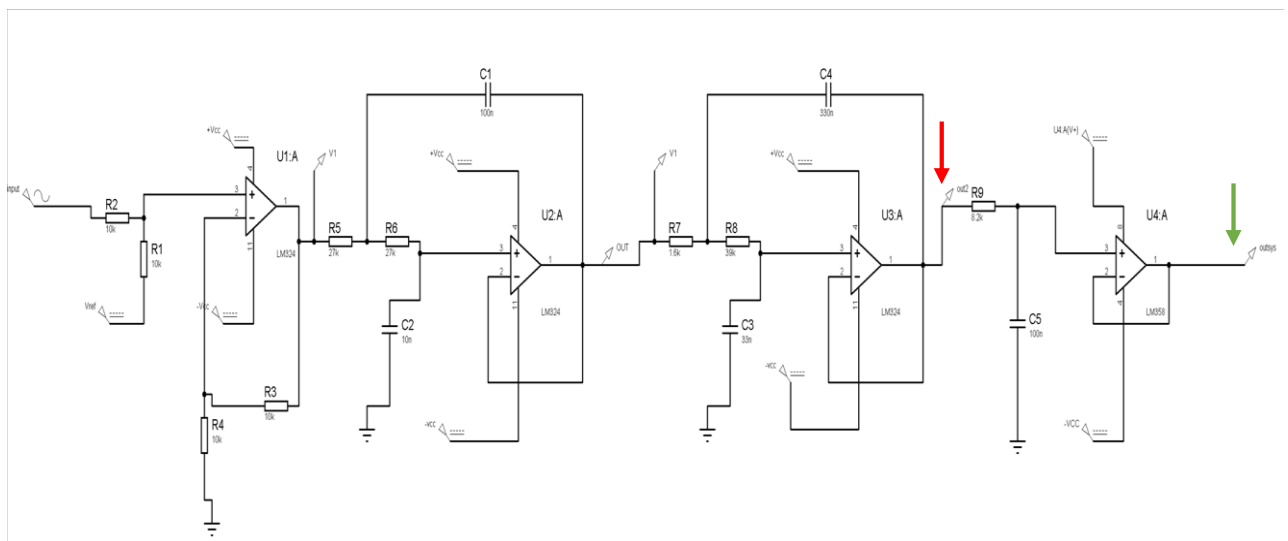


Figure II- 34: Schémas du filtre avec le circuit de décalage

### II.6.13. Résultat de simulation

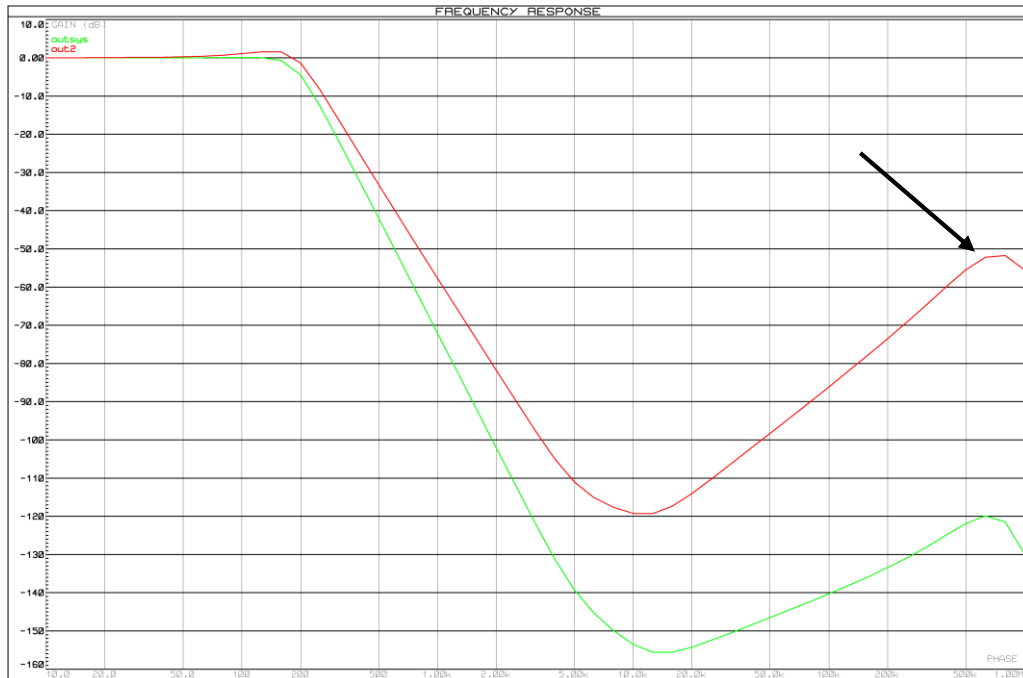


Figure II- 35: La réponse fréquentiel, en vert à la sortie du système en rouge à la sortie du deuxième étage.

### II.6.14. Interprétation des résultats

L'atténuation du filtre (5eme ordre) est presque (-100dB/décade).

L'atténuation à la sortie de l'étage 2 qui représente un filtre du 4eme ordre est presque (-80dB/décade).

En haute fréquence, le filtre du 4eme ordre tourne autour et commence à passer les signaux à cause de ça on a augmenté l'ordre du filtre vers le 5<sup>ème</sup> ordre on ajoutant un pôle réel (filtre passe bas du premier ordre).

## II.6.15. Pourquoi le filtre commence à passer les signaux hauts fréquence ?

Dans la simulation en MATLAB on a supposé que l'A. Op est idéal mais on réalité l'A. Op n'est pas idéal (réel) **Figure II- 36**

	A. Op idéal	A. Op réel
Résistance d'entrée $R_{id}$	$\infty$	$R_{id} < \infty$
Résistance de sortie $R_o$	0	$R_o > 0$
L'amplification (A)	$\infty$	$A < \infty$

Tableau II- 12: comparaison entre A. Op idéal et réel

A : l'amplification ou le gain de l'Aop en boucle ouvert.

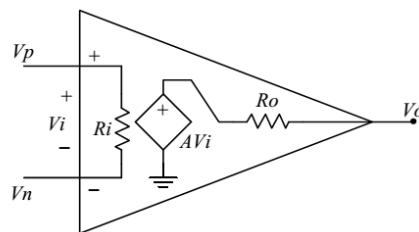


Figure II- 36: circuit d'un A. Op réel.

Pour bien comprendre on va analyser un seul étage (**Figure II- 23**) en haut fréquence.

En haut fréquence Les capacités  $C_1$  et  $C_2$  sont remplacé par un court-circuit donc :

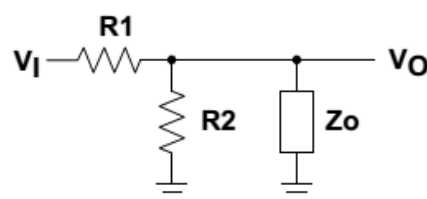


Figure II- 37: un seul étage du filtre en haute fréquence

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 + \frac{R_1 + R_1}{R_2 + Z_o}} \quad \text{II- 34}$$

On a  $R_1 \gg Z_o$  donc

$$\frac{V_o}{V_i} \approx \frac{Z_o}{R_1} \quad \text{II- 35}$$

Dans le cas idéal l'impédance de sortie ( $Z_o=0$ ) donc ( $V_o=0$ ) mais en réalité ( $Z_o$ ) est une fonction dépend de plusieurs variable comme la fréquence, la température et le model de L'Aop.

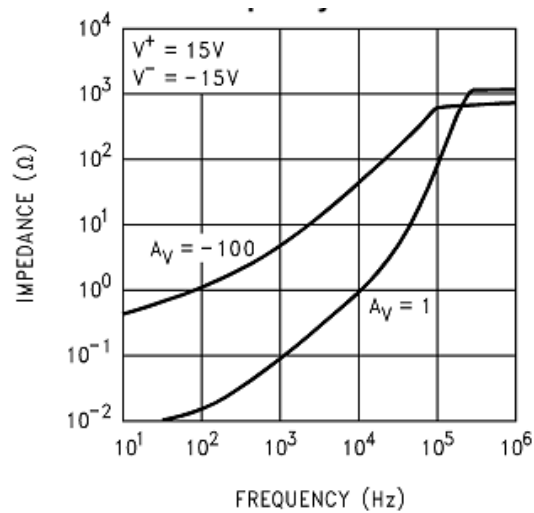


Figure II- 38: impédance de la sortie en fonction de fréquence pour le LM611

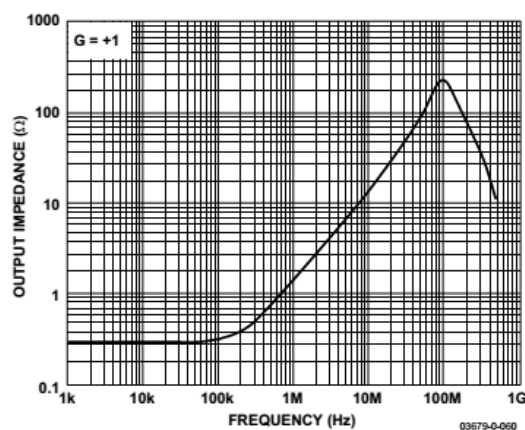
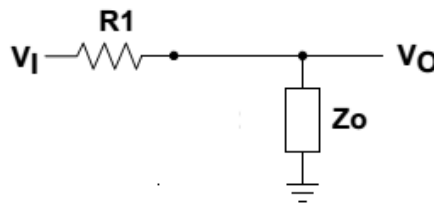


Figure II- 39: impédance de la sortie en fonction de fréquence pour le AD8029

On remarque que :

- L'impédance de sortie augmente avec l'augmentation de la fréquence on peut dire que L'impédance du sortie  $Z_0$  de l'Aop se comporte comme une inductance en haut fréquence.
- La résistance  $R_1$  et L'impédance du sortie  $Z_0$  se comporte comme un filtre passe haut du premier ordre **Figure II- 37**
- L'impédance de sortie de l'Aop AD8029 se comporte comme une résistance de très faible valeur ( $0.3\Omega$ ) jusqu'à 100Khz c'est pour ça il est préféré d'utiliser des Aop d'instrumentation dans la réalisation des filtres actifs et surtout en haute fréquence.



**Figure II- 40:**L'impédance de l'Aop AD8029

$$V_o = \frac{Z_o}{R_1 + Z_o} V_i \quad \text{II- 36}$$

Pour résoudre ce problème on a deux solutions :

- 1- on augmente la valeur de  $R_1$  .
- 2- on ajoute un filtre passe bas (RC) après le dernier étage.

L'inconvénient de la première solution :

- Si ( $R_1 \uparrow$ ) la valeur de ( $C_1 \downarrow$ ) et donc on ne peut pas négliger les capacités parasite du circuit.
- L'augmentation du bruit thermique (bruit de Johnson) de la résistance.

Pour démontrer qu'il y a une variation d'impédance en haut fréquence on a utilisé **Figure II- 38** de LM611 par ce que le datasheet du LM324 ne contient pas cette figure et par ce que le LM611 et le LM324 sont des amplificateurs de même série.

**II.6.16. Résultat pratique :**

Fréquence (Hz)	Amplitude en (mV) MAX	Fréquence (Hz)	Amplitude en (mV) MAX
10	208	230	80
20	208	235	72
30	208	240	66
40	208	245	60
50	208	250	56
60	208	260	45
70	208	270	38
80	208	280	33
90	208	290	28
100	208	300	24
110	208	310	21.2
120	208	320	19.2
130	208	330	15.8
140	204	340	14
150	200	350	13
160	188	400	9
170	180	500	3.2
180	164	600	2
190	144	700	1.68
193	141	215	102
195	136	220	94
200	127	225	86
205	120	230	80
210	110	235	72
215	102	240	66
220	94	245	60
225	86		

**Tableau II- 13: Résultat pratique des tests avec le GBF**

### II.6.17. Le choix du gabarit de filtre « pourquoi 200hz ? »

Avant de faire les tests sur les moteurs et pour garantir que notre circuit fonctionne correctement on a utilisé une charge purement résistive raccordé au réseau (rhéostat) (**Figure II-41**) pour assurer qu'il n'y a pas des harmoniques générés par la charge donc il n'y a pas une déformation dans l'allure du courant absorbé par la charge **Figure II- 42**.

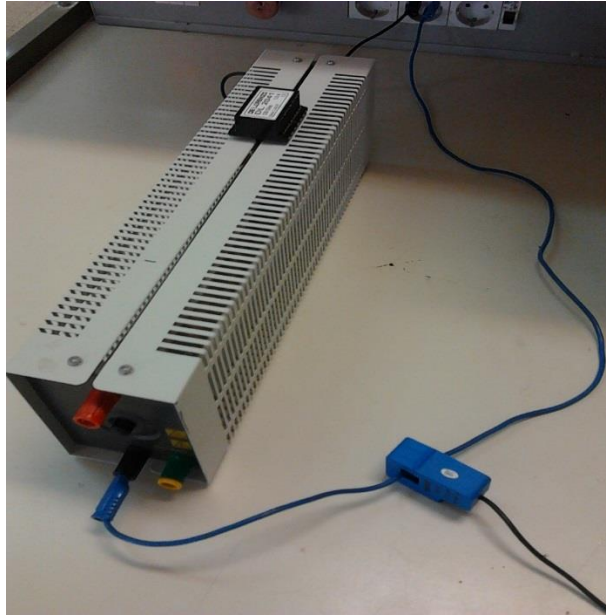


Figure II- 41: Rhéostat raccordé au réseau.

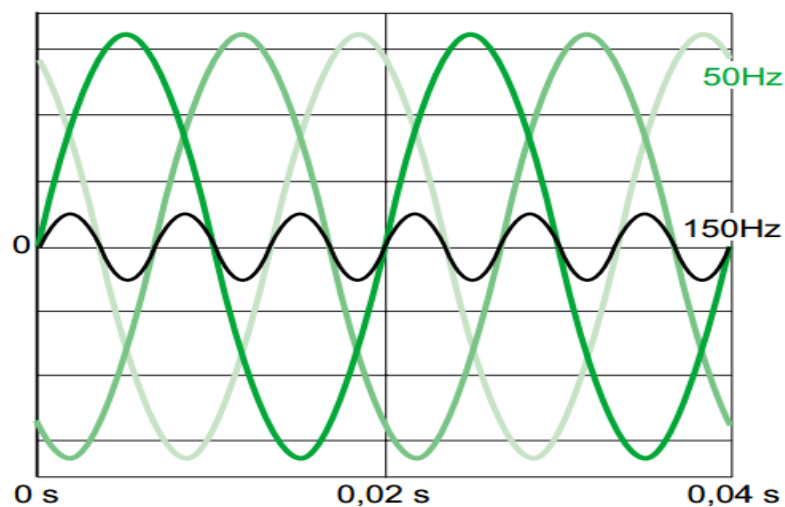


Figure II- 42: Courants triphasés à 50 Hz et 150 Hz absorbés par des charges linéaires

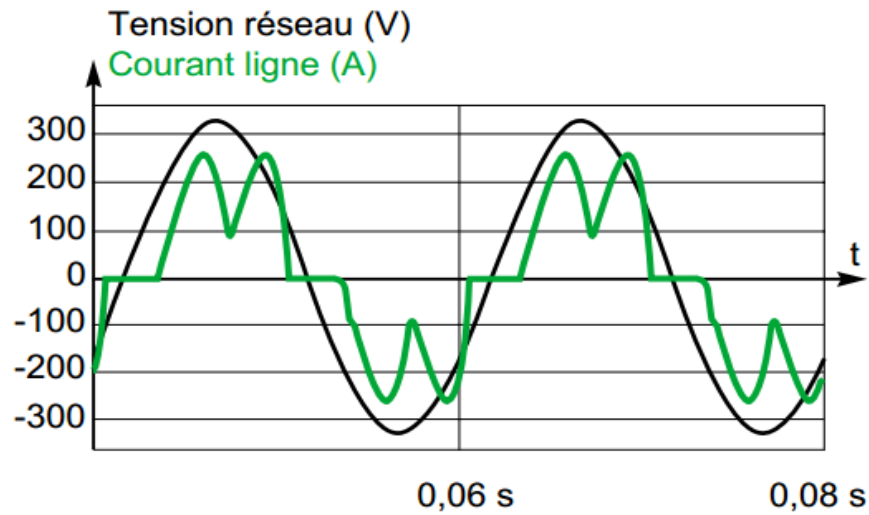


Figure II- 43: Allure du courant absorbé par pont redresseur triphasé avec filtrage capacitif

## II.6.18. Résultats des tests :

Nous alimentons notre plaque avec une alimentation continu +15,-15v et une masse et nous avons procédé à la visualisation des signaux à l'entrée et à la sortie de notre chaîne.

### II.6.18.1. Résultats sur l'oscilloscope

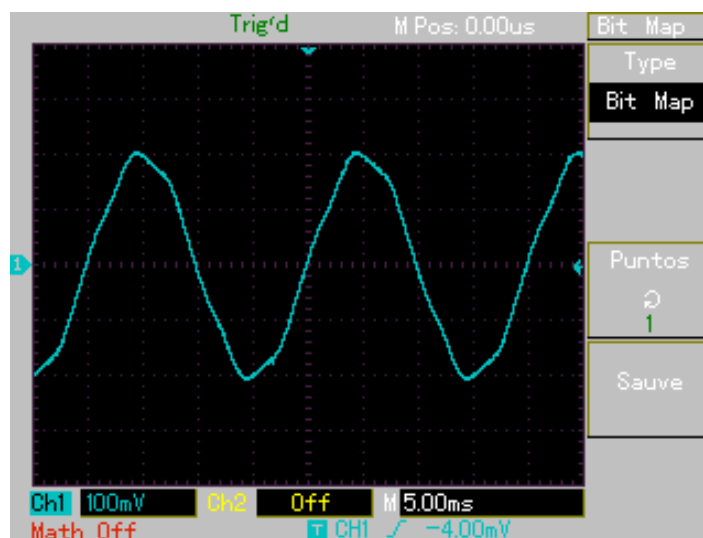


Figure II- 44: Allure du courant sans filtrage

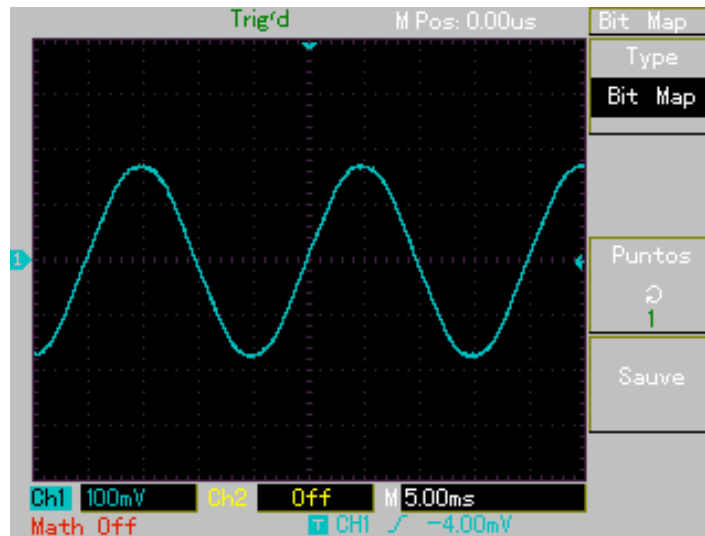


Figure II- 45: Allure du courant après le filtrage

### II.6.19. Interprétation des résultats

On Remarque dans la **Figure II- 44** la déformation du signal à cause des différentes perturbations.

**Figure II- 45** illustre l'influence du filtre qui atténue les perturbations et amélioré la qualité du signal ce qui signifie que notre filtre est bien dimensionné et fonctionne bien.

## II.7. Résultats avec différents filtres

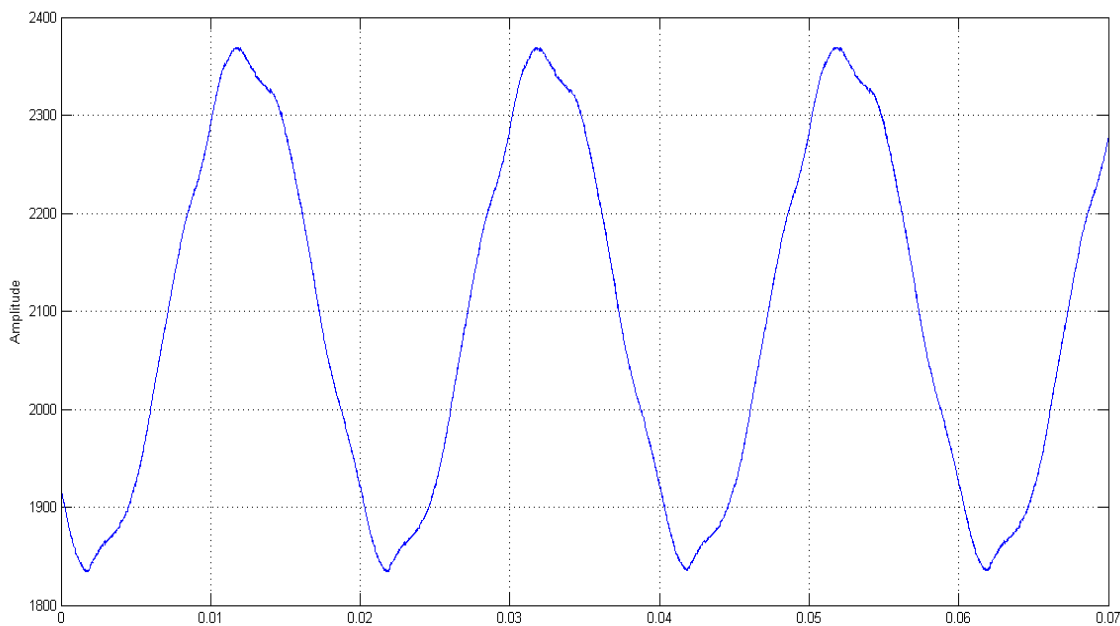


Figure II- 46: Allure du courant avec un filtre analogique passe bas 4<sup>ème</sup> ordre ( $f_c = 1.1 \text{ kHz}$ )

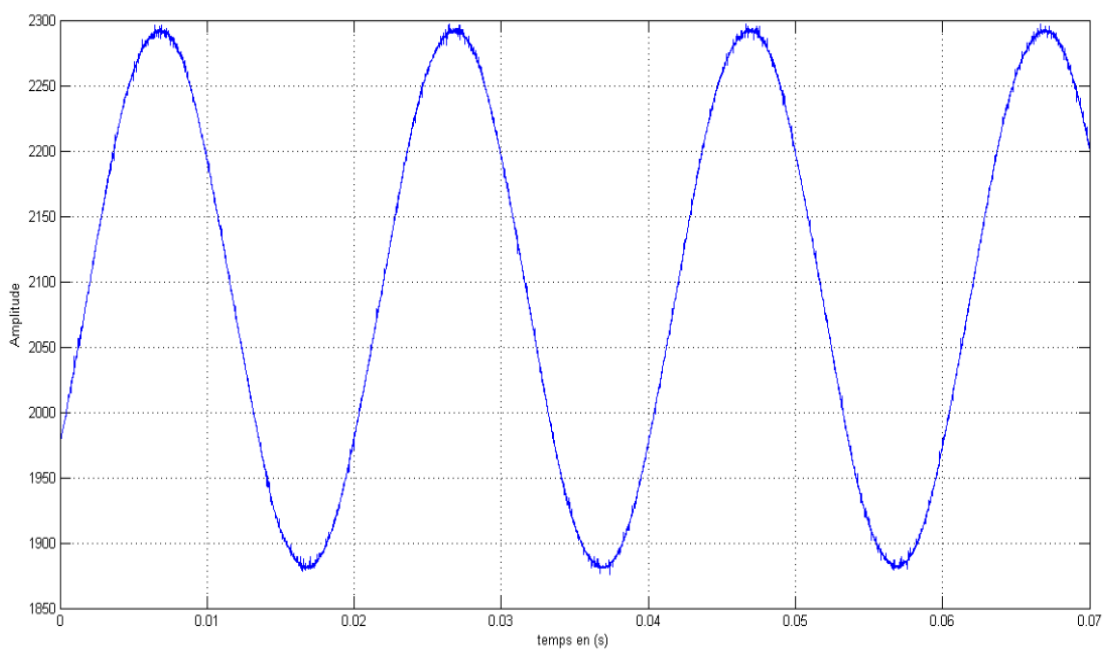


Figure II- 47: Allure du courant avec un filtre analogique passe bas 4<sup>ème</sup> ordre ( $f_c = 110 \text{ Hz}$ )

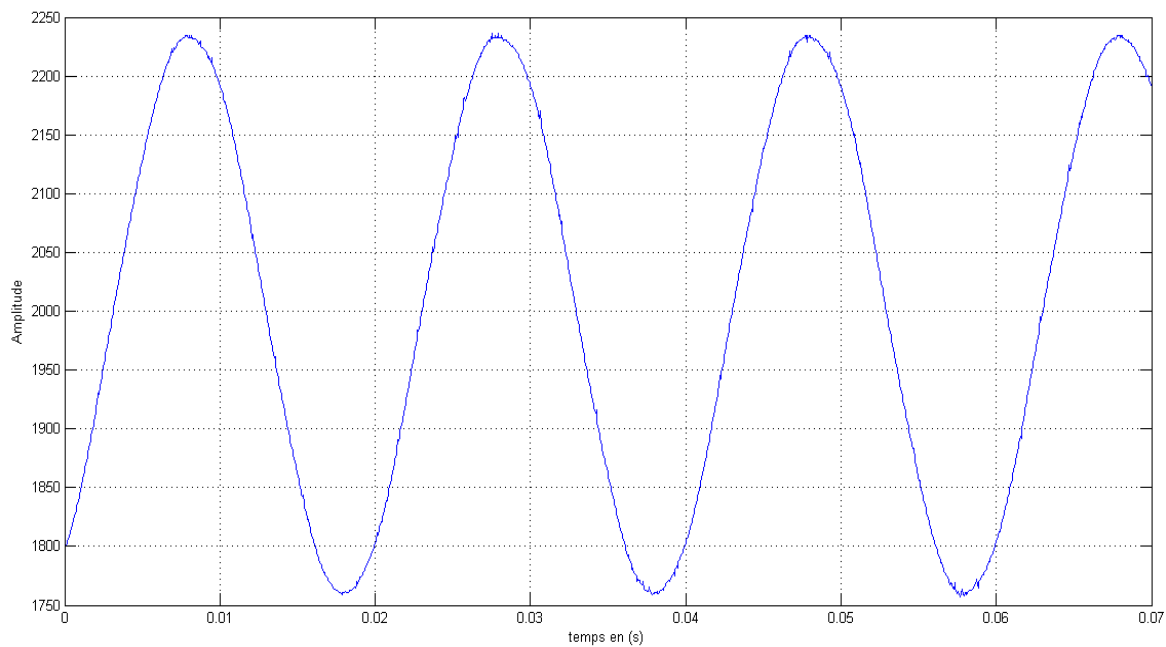


Figure II- 48: Allure du courant avec un filtre analogique passe bas 5<sup>ème</sup> ordre ( $f_c = 195$  Hz)

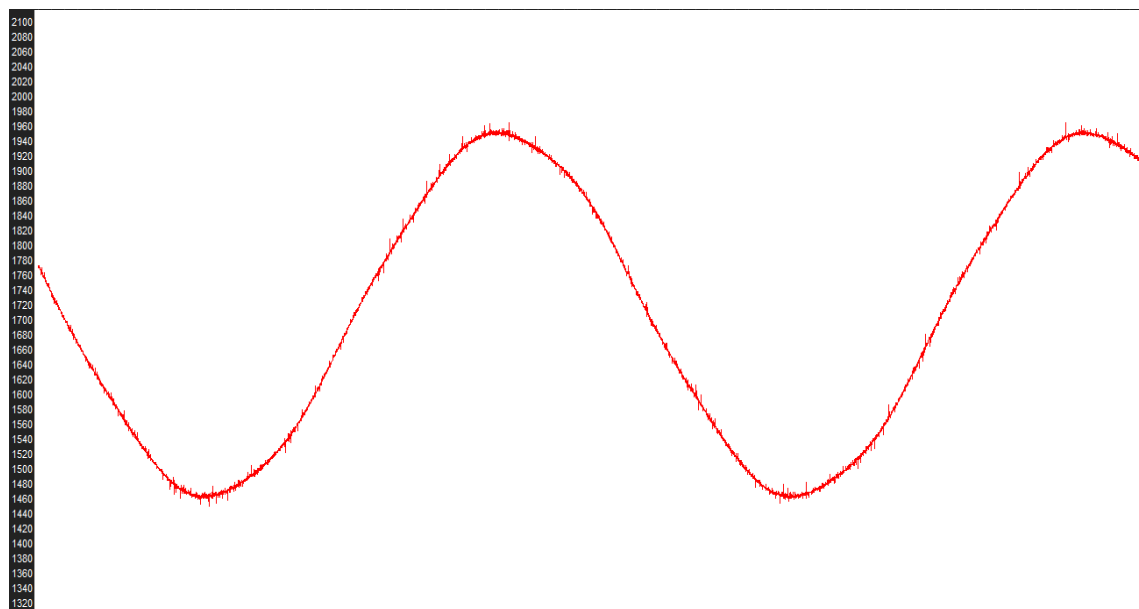


Figure II- 49: Allure du courant avec un filtre analogique passe bas 5<sup>ème</sup> ordre ( $f_c = 237$  Hz)

### II.7.1. Interprétation des résultats

On remarque dans la **Figure II- 44** que la forme d'onde du courant absorbé par le rhéostat n'est pas purement sinusoïdale à cause :

- La qualité d'onde délivrée par le réseau du Sonelgaz ;
- Les perturbations électromagnétiques générées par les différents dispositifs dans le labo 2 ;
- La qualité de notre capteur, (n'est pas bien blindée) ;
- Les charges non-linéaire raccordé au réseau (les PC, les redresseurs,..) qui génère des harmoniques dans le réseau ;

On remarque dans **Figure II- 46**. Qu'il n'y a pas une grande amélioration dans la forme d'onde on peut dire que les perturbations se localisent au-dessous de 1.1KHz .

On remarque dans la **Figure II- 47** . Qu'il y a une grande amélioration dans la forme d'onde elle est presque sinusoïdale donc les distorsions des courants sont éliminé ou bien atténuée à cause de l'utilisation filtre analogique passe bas 4eme ordre  $f_c = 110$  Hz.

Dans la **Figure II- 48** .Le filtre du 5eme ordre avec la fréquence de coupure  $f_c = 195$ hz donne des résultats presque comme le filtre du 4eme ordre  $f_c = 110$ hz.

Dans la **Figure II- 49** on peut remarquer le changement dans l'allure du courant, des déformations apparaitre dans l'allure du courant après le filtrage avec le filtre analogique du 5<sup>ème</sup> ordre ( $f_c = 237$ ) à cause de l'augmentation du  $f_c$  (195 Hz  $\rightarrow$  237 Hz).

Pour assurer que les différentes perturbations n'affectent pas notre diagnostic et pour éliminer le chevauchement du bruit avec les défauts des machines on a choisit le filtre avec la fréquence de coupure  $f_c = 195$ hz.

## II.8. Conversion analogique numérique

### II.8.1. Généralités sur la Conversion analogique numérique

La conversion analogique numérique c'est donne une expression numérique dans un code détermine, pour représenter une information analogique.

La conversion analogique numérique peut être divisée en trois étapes : l'échantillonnage temporel, la quantification et le codage.

L'échantillonnage consiste à représenter un signal analogique continu  $s(t)$  par un ensemble de valeurs  $S(nT_e)$  avec  $n$  entier situées à des instants discrets espaces de  $T_e$  constante, appelée la période d'échantillonnage. Cette opération est réalisée par un circuit appelé échantillonneur symbolisé par  $u$  interrupteur.

Après la phase d'échantillonnage il est nécessaire de coder la donnée réelle obtenu par un ensemble fini de valeur : opération de quantification .Après la quantification du signal, les différentes valeurs sont mémorisées dans le système numérique selon l'ordre de leurs arrivées, formant une suite de valeurs numériques  $V_e(n)$ . Cette suite de nombre est envoyée vers le procède externe en deux étapes : restitution du signal et le filtrage.

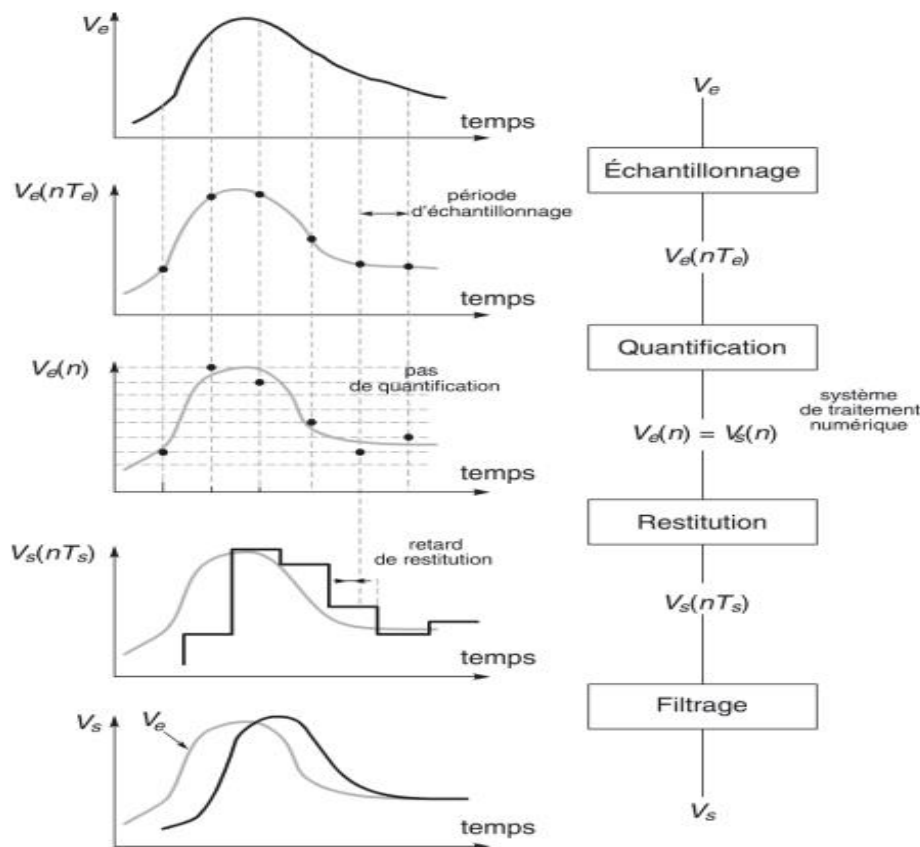


Figure II- 50: Les phases de numérisation du signal

### II.8.2. Echantillonnage idéal

Le signal échantillonné est dénoté  $x(kT_e)$ . C'est la transformation d'un signal  $x(t)$  causal en temps continu en une suite discrète  $x(kT_e)$  prélevé avec une cadence fixe  $f_e = \frac{1}{T_e}$ . Avec  $f_e$  la fréquence d'échantillonnage et  $T_e$  le période d'échantillonnage [5] [6].

On peut diviser l'opération en deux étapes principales :

- 1- Le signal analogique  $x(t)$  est multiplié par une fonction d'échantillonnage idéalisée  $e_i(t)$  ( $\delta(t)$  peigne de Dirac dans l'échantillonnage idéal).

$$e_i(t) = \delta_{T_e}(t) \tag{II- 37}$$

Expression mathématique du signal  $x_{ei}(t)$  :

$$x_{ei}(t) = x(t) \cdot \delta_{T_e}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(kT_e) \cdot \delta(t - kT_e) \tag{II- 38}$$

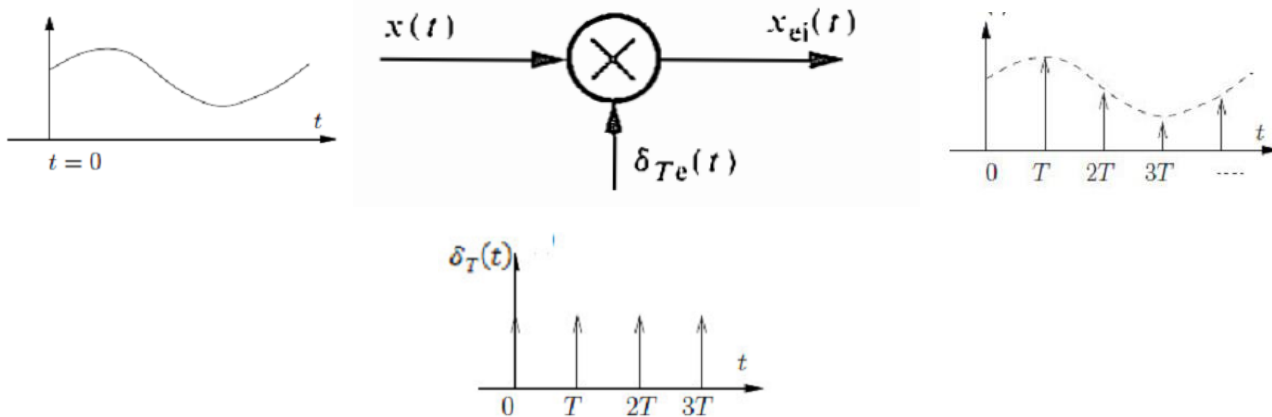


Figure II- 51: Principe d'échantillonnage

- 2- la conversion du signal  $x_{ei}(t)$  (train d'impulsion) à une séquence de temps discret  $x(kT_e)$  dont les échantillons sont adressés par le variable  $k$  (ou  $n$ ).

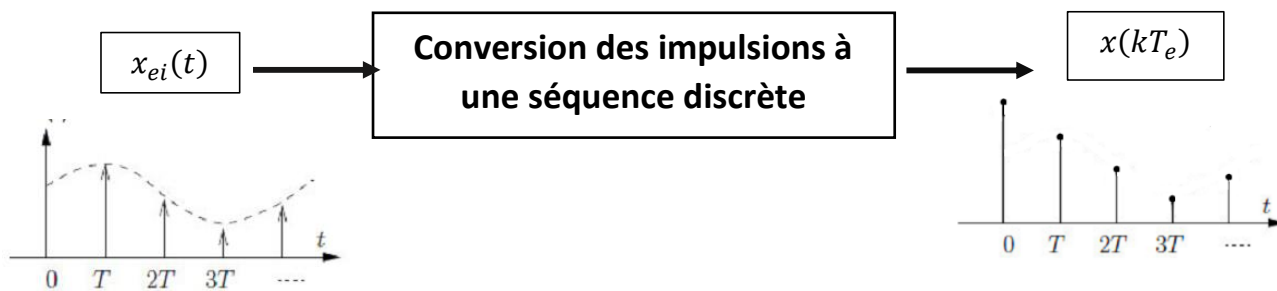


Figure II- 52: Conversion des impulsions à une séquence discrète

On peut représenter les deux opérations de l'échantillonnage idéal par un interrupteur :

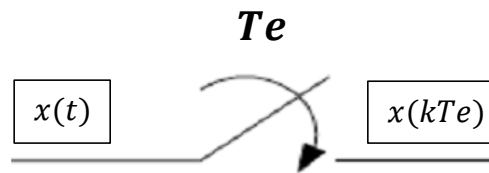


Figure II- 53: La représentation d'un échantillonneur

### II.8.3. Théorème de Shannon

Pour que le signal puisse être entièrement reconstruit à partir des échantillons, il faut et il suffit que :  $2 \times f_{\max} < f_e$

La moitié de la fréquence d'échantillonnage est appelée la fréquence de Nyquist  $f_n$  et la condition de Nyquist-Shannon s'écrit donc  $f_{\max} < f_n$ .

### II.8.4. Mais pourquoi le sur-échantillonnage « Oversampling »?

Si la fréquence de Nyquist est inférieure à la fréquence maximale du signal, on dit qu'il y a un sous-échantillonnage. On parle de sur-échantillonnage lorsque la fréquence de Nyquist est beaucoup plus grande que  $f_{\max}$ .

### II.8.5. Les avantages du sur-échantillonnage

- Améliorer la résolution ;
- Faciliter la conception du filtre anti-repliement ;
- Diminuer le bruit présent dans la bande utile.

Si on suppose que l'information utile est située dans la bande  $[0, 200\text{Hz}]$  donc il suffit d'échantillonner le signal en  $f_e = 400\text{Hz}$  pour éviter le repliement du spectre (aliasing).

La fréquence de sur-échantillonnage doit être sélectionnée en fonction de la capacité de l'ADC et du CPU à convertir les données à des débits plus élevés. On suppose que :

**La fréquence de sur-échantillonnage =  $50 \times$  la fréquence d'échantillonnage** sera utilisé dans cet exemple, ce qui signifie que l'ADC échantillonnera son entrée à  $20\text{ KHz}$ .

Le filtre analogique atténue ces fréquences de telle sorte que la bande de signal souhaitée soit entièrement transmise avec une distorsion minimale.

Si la fréquence de l'échantillonnage  $f_e = 400\text{Hz}$  on est obligé de réaliser un filtre avec une bande de transition  $0\text{Hz}$  (filtre passe bas idéal) mais il est impossible pratiquement de réaliser, le sur-échantillonnage donc nous permet de réaliser notre filtre anti repliement avec une bande de transition de  $1\text{KHz}$ . si on veut supprimer les fréquences  $[200, 1000]$  on utilise un filtre numérique.

## II.9. Le filtrage numérique

### II.9.1. Généralité sur filtrage numérique

On appelle un filtre numérique un système utilisé pour modifier la distribution fréquentielle d'un signal numérique selon des spécifications données. Un filtre numérique peut être vu comme un procédé de calcul permettant de transformer un signal numérique d'entrée (séquence de nombres) pour obtenir la modification voulue du signal. Le problème du filtrage numérique consiste donc à déterminer l'équation régissant cette transformation des signaux numériques qui d'une part doit représenter la réponse fréquentielle spécifiée et d'une autre part peut être effectivement réalisée. La transformation peut être implantée sous forme de logiciel (algorithme) ou matériel (circuits électroniques).

Les filtres numériques sont, pour les signaux échantillonnés, les équivalents des filtres analogiques pour les signaux continus. En raison du développement des circuits intégrés rapides, les filtres numériques deviennent plus intéressants que les filtres analogiques en apportant de nombreux avantages : précision, fiabilité, stabilité, adaptabilité et facilité de commande [7].

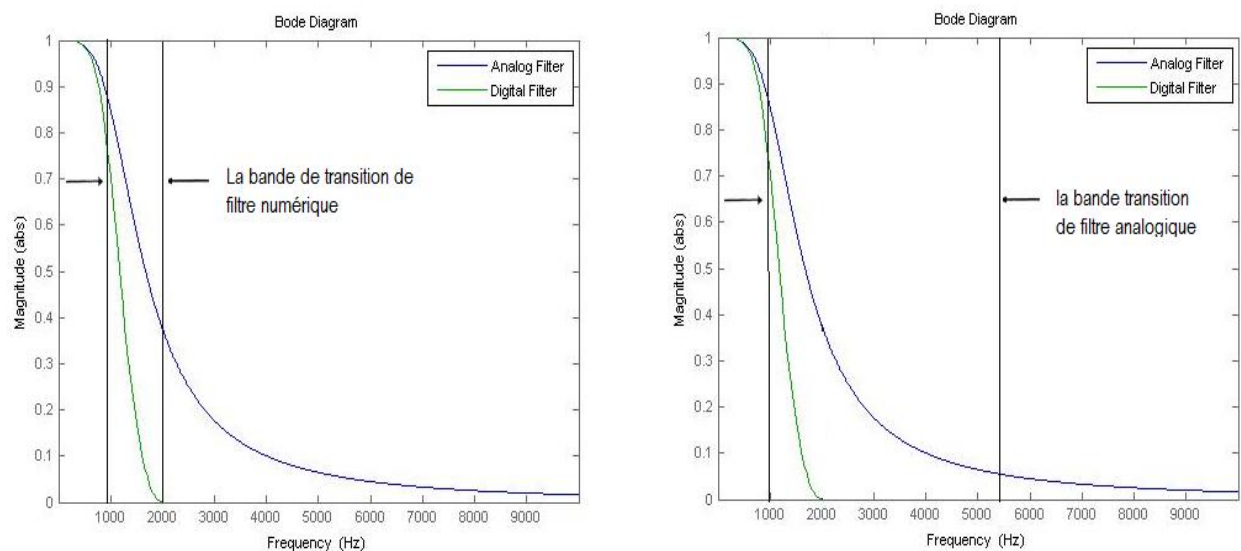


Figure II- 54: Comparaison entre un filtre numérique et analogique

## II.9.2. Le modèle discret du filtre RC

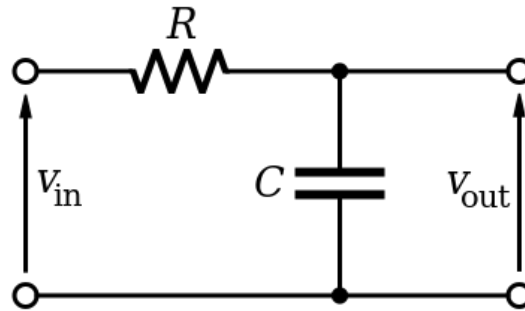


Figure II- 55: filtre passe bas analogique.

$$V_{in}(t) - V_{out}(t) = RC \frac{dV_{out}(t)}{dt} \quad \text{II- 39}$$

Pour la simplification, supposons que les échantillons de l'entrée et de la sortie sont prélevés à des points régulièrement espacés dans le temps, séparés par un période d'échantillonnage  $T_e = \frac{1}{f_e}$  donc l'équation devient :

$$V_{in}(nT_e) - V_{out}(nT_e) = RC \frac{V_{out}(nT_e) - V_{out}(nT_e - 1)}{T_e} \quad \text{II- 40}$$

En remplace  $V_{in}(nT_e)$  par  $x(nT_e)$  et  $V_{out}(nT_e)$  par  $y(nT_e)$  on aura :

$$x(nT_e) - y(nT_e) = RC \frac{y(nT_e) - y(nT_e - 1)}{T_e} \quad \text{II- 41}$$

On regroupe les termes :

$$y(nT_e) = \left( \frac{T_e}{RC + T_e} \right) x(nT_e) + \left( \frac{RC}{RC + T_e} \right) y(nT_e - 1) \quad \text{II- 42}$$

Cette équation représente l'équation de récurrence d'un filtre numérique passe bas RC du premier ordre, on peut aussi obtenir cette équation par la transformation bilinéaire.

Si on pose :

$$\alpha = \frac{T_e}{RC + T_e} \quad \text{II- 43}$$

On remplace  $\alpha$  dans l'équation de récurrence :

$$y(nT_e) = \alpha x(nT_e) + (1 - \alpha) y(nT_e - 1) \quad \text{II- 44}$$

On peut programmer et injecter facilement cette équation dans le microcontrôleur par le script suivant.

```

f(1)=y(1);
for i=2:L
    f(j,1)=(alpha*y(i,1))+((1-alpha)*f(j-1,1));
    j=j+1;
end

```

Pour régler la fréquence de coupure du système (en fixe  $T_e$ ) on calcule RC et on remplace dans l'expression **II- 43**.

Par définition la fréquence de coupure d'un système du premier ordre

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \rightarrow RC = \frac{1}{2\pi f_c}$$

On remplace RC dans **II -43** :

$$\alpha = \frac{T_e}{\frac{1}{2\pi f_c} + T_e} = \frac{2\pi f_c T_e}{1 + 2\pi f_c T_e} \quad \text{II-45}$$

### II.9.3.Application pratique

On va filtrer le signal du sortie avec un filtre analogique 4<sup>ème</sup> ordre de  $f_c=1.1\text{KHz}$ .

La période d'échantillonnage ( $T_e = \frac{1}{f_e} = \frac{1}{20500} \text{ s}$ ) et la fréquence de coupure du filtre numérique  $f_c=400\text{Hz}$ .

En remplace  $f_c=400\text{Hz}$  et  $T_e$  dans l'équation du **II- 45** on obtient :

$$\alpha = 0.1092$$

L'équation de récurrence de notre filtre avec une fréquence de coupure  $f_c=400\text{Hz}$  et  $T_e = \frac{1}{20500}$  :

$$y(nT_e) = 0.1092x(nT_e) + (1 - 0.1092)y(nT_e - 1) \quad \text{II- 46}$$

Pour tester encore l'efficacité de cette méthode de filtrage on a utilisé un filtre analogique du deuxième ordre avec une fréquence de coupure  $f_c=40\text{KHz}$  et une fréquence d'échantillonnage  $200\text{Ke/s}$ , on va visualiser l'influence de filtre numérique sur le signal pollué.

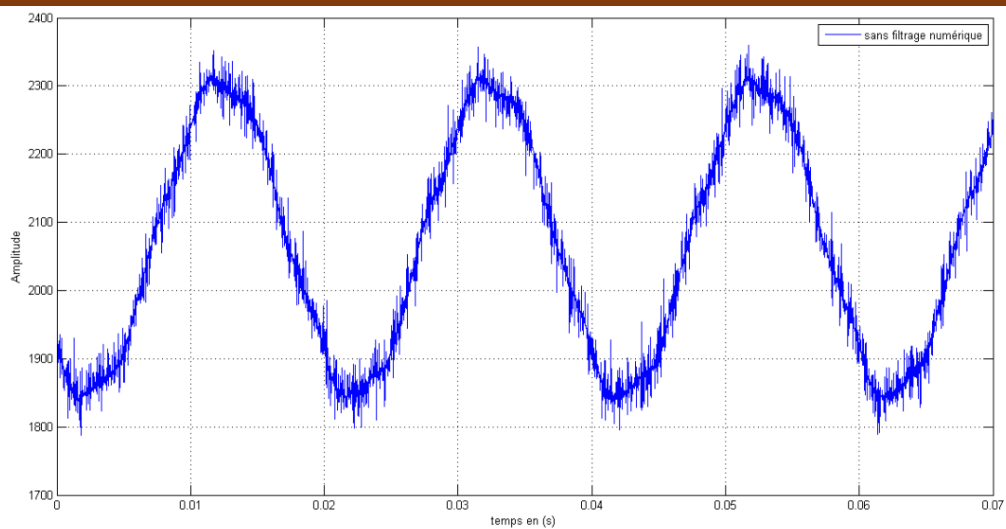


Figure II- 56: Signal avec un filtre analogique 2<sup>ème</sup> ordre ( $f_c=40$  KHz).

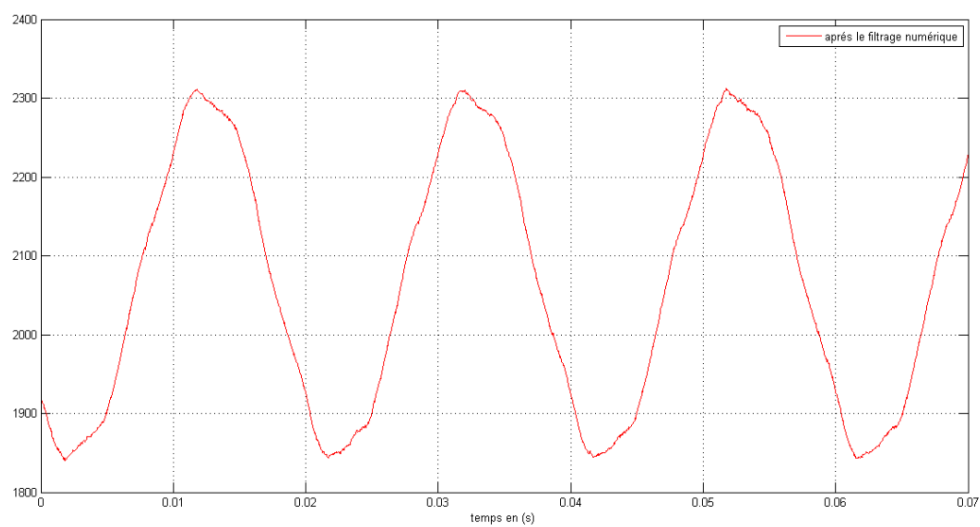


Figure II- 57: Le signal après le filtrage numérique

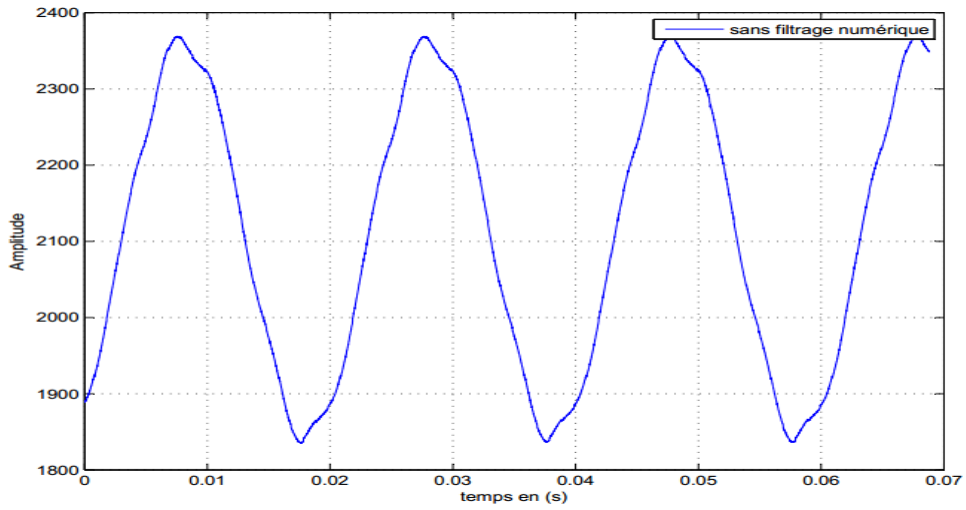


Figure II- 58: Signal avec un filtre analogique 4<sup>ème</sup> ordre ( $f_c=400\text{Hz}$ ).

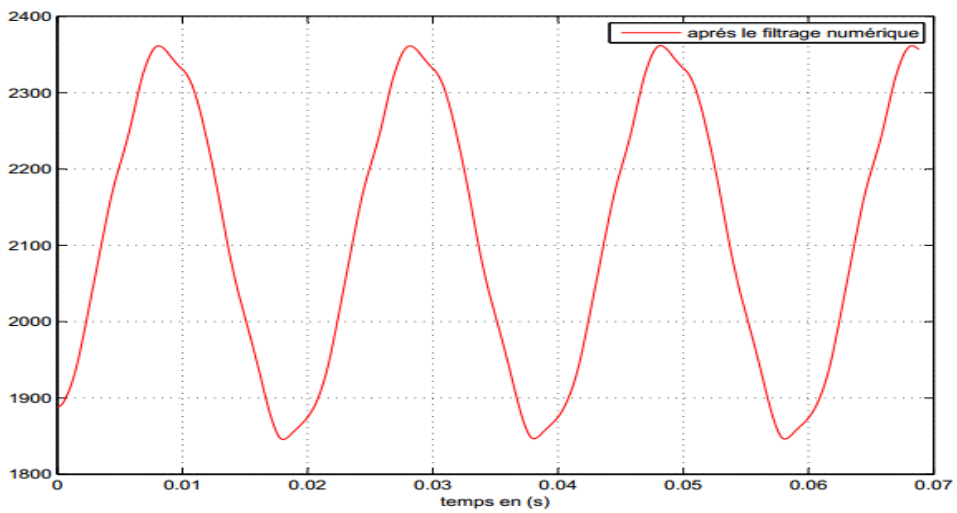


Figure II- 59: Le signal après le filtrage numérique

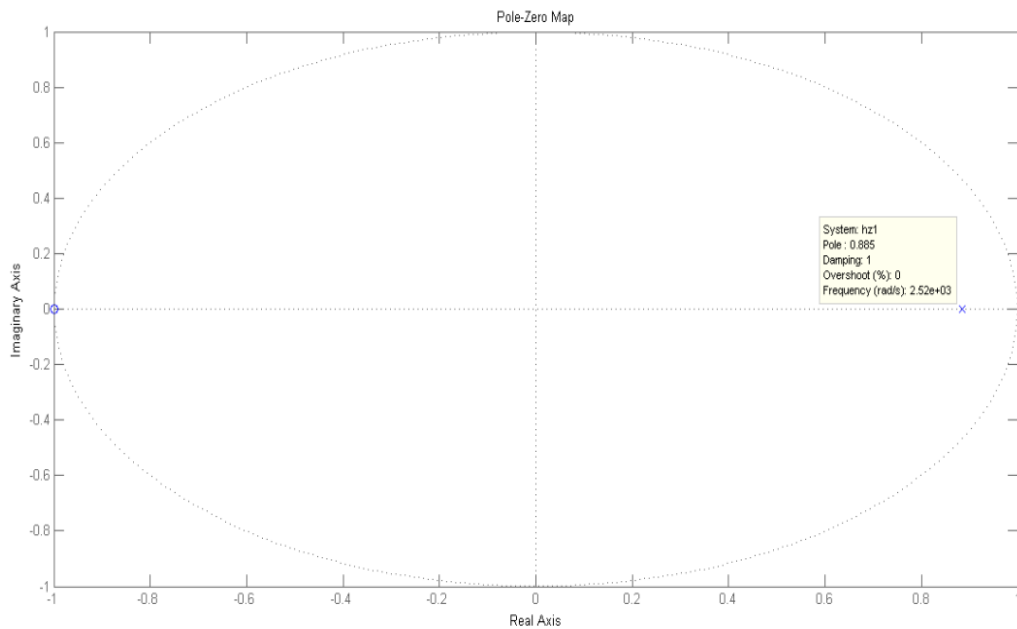


Figure II- 60: Emplacement du pôle.

## II.9.4. Interprétation des résultats

La Figure II- 56 illustre un signal filtré avec un filtre passe bas analogique du deuxième ordre une fréquence de coupure de 40 KHz on peut remarquer facilement la qualité indésirable de signal, il est trop bruité à cause de fréquence de coupure qui permet au bruit haut fréquence a passé.

La Figure II- 57 représente le signal qui sort de filtre analogique de précédent après le filtrage numérique on peut remarquer l'amélioration du signal les bruits haut fréquence sont atténué complètement.

La Figure II- 58 illustre un signal filtré avec une fréquence de coupure de 400 Hz on peut remarquer facilement la déformation de signal à cause de fréquence de coupure qui permet aux perturbations de passées.

La Figure II- 59 représente le signal qui sort de filtre analogique de fréquence de coupure de 400 Hz après le filtrage numérique on peut remarquer l'amélioration de signale la déformation diminué de façon remarquable.

Le filtrage sur un microcontrôleur pose des problèmes liés aux faibles ressources, vitesse du processeur et la mémoire disponible.

On peut voir dans la Figure II- 60 que Le pôle est dans le cercle unitaire c'est à dire que le système est stable.

## II.10. La technologie Arduino

### II.10.1. Généralité sur Arduino

Arduino est une marque de cartes électroniques open-source basée sur une simple carte d'entrée-sortie et un environnement de développement.

Arduino est certainement la technologie électronique la plus populaire auprès des passionnés mais aussi du monde de l'éducation. Les cartes Arduino sont d'excellents supports pour tout ce qui touche au prototypage et à l'expérimentation, faisant d'Arduino le matériel idéal pour un débutant.

### II.10.2. La carte Arduino DUE

La carte Arduino Due est la première carte Arduino basée sur une architecture ARM 32bit. Usuellement, les cartes Arduino sont plutôt basées sur une architecture ATmega 328. La carte Arduino Due accueille un microcontrôleur Atmel SAM3X8E ARM Cortex-M3. Elle possède 54 entrées/sorties numériques (dont 12 peuvent être utilisées pour une sortie PWM), 12 entrées analogiques, 4 ports série UART, une horloge à 84 MHz, une connexion compatible USB OTG, 2 DAC (digital to analog), 2 TWI, une prise jack, un header SPI, un header JTAG et enfin un bouton de reset et un bouton d'effacement.[8]

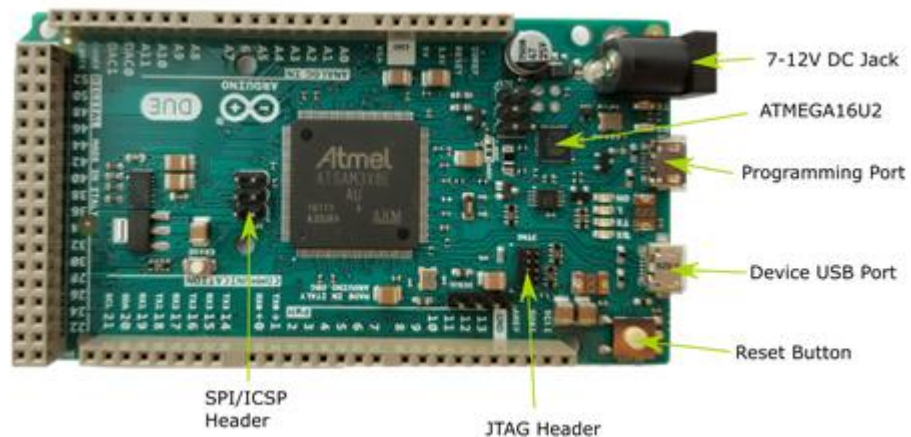


Figure II- 61: Arduino DUE

### II.10.2.1. Spécifications

Microcontrôleur	AT91SAM3X8E
Tension de fonctionnement	3,3 V
Tension d'alimentation (recommandée)	7- 12 V
Tension d'alimentation (limites)	6 - 20V
Nombre d'entrées/sorties	54 (dont 12 pouvant générer un signal PWM)
Nombre de ports "Analogique/Numérique"	12
Nombre de ports "Analogique"	2 (DAC)
Courant de sortie CC total sur toutes les lignes d'E / S	130 mA
Courant pour broches 3.3 V	800 mA
Courant pour broches 5 V	800 mA
Mémoire Flash	512 KB
SRAM	96 KB (2 banques 64 KB et 32 KB)
Vitesse d'horloge	84 MHz

Tableau II- 14:Spécification d'Arduino Due

### II.10.2.2. Communication série

Communication série Utilisé pour la communication entre la carte Arduino et un ordinateur ou d'autres appareils. Toutes les cartes Arduino ont au moins un port série (également connu sous le nom de UART ou USART): Serial. Il communique sur les broches numériques 0 (RX) et 1 (TX) ainsi qu'avec l'ordinateur via USB. La communication série sur les pins TX / RX utilise les niveaux logiques TTL 3.3V. L'Arduino DUE dispose de trois ports série TTL 3.3V supplémentaires: Serial1 sur les broches 19 (RX) et 18 (TX); Serial2 sur les broches 17 (RX) et 16 (TX), Serial3 sur les broches 15 (RX) et 14 (TX). Les broches 0 et 1 sont également connectées aux broches correspondantes de la puce série ATmega16U2 USB-to-TTL, connectée au port de débogage USB. En outre, il existe un port série USB natif sur la puce SAM3X, Serial USB '.

### II.10.2.3. Entrées analogiques

Broches de (A0 à A11) Le Due dispose de 12 entrées analogiques, chacune pouvant fournir 12 bits de résolution (c'est-à-dire 4096 valeurs différentes). Par défaut, la résolution des lectures est fixée à 10 bits, pour une compatibilité avec les autres cartes Arduino. Il est possible de changer la résolution de l'ADC avec `analogReadResolution()`. Les broches des entrées analogiques du Due mesurent de la masse à une valeur maximale de 3,3V. L'application de plus de 3,3 V sur les broches de la Due endommagera la puce SAM3X.

## II.11. Pourquoi l' « Arduino DUE » ?

Le Cortex-M3 propose plus de performance que les habituels micros contrôleurs 8 bits que l'on trouve sur les autres cartes Arduino. En particulier, l'ARM Cortex-M3 de la carte Arduino Due permet :

- Un noyau 32 bits qui autorise des opérations sur 4 octets dans un seul cycle d'horloge.
- Une vitesse d'horloge de la CPU de 84Mhz
- 96 Ko de SRAM
- 512 Ko de mémoire Flash pour le code
- Un contrôleur DMA qui peut soulager la CPU lors des tâches intensives en mémoire.

## II.12. Conversion analogique-numérique sur l'Arduino DUE

### II.12.1. Caractéristiques du convertisseur

L'Arduino DUE comporte 12 convertisseurs analogique-numérique d'une résolution 12 bits. D'après la page du datasheet SAM8X La fréquence d'échantillonnage peut en principe atteindre 1 MHz [B-1]. Un multiplexeur permet d'utiliser jusqu'à 12 entrées analogiques (bornes A0 à A11) l'entrée A11. Les tensions appliquées à ces entrées doivent être comprises entre 0 et 3,3 V. La valeur lue comprise entre (0...1023) si on utilise 10 bit (l'Arduino Due utilise 10 bit par défaut) et entre (0...4095) si on utilise 12bit.

### II.12.2. Optimisation de la résolution

Le microcontrôleur de l'Arduino possède une tension de référence intérieure ( $V_{ref}=3.3v$ ) et une entrée ARef pour utiliser des tensions de référence extérieure, on peut régler ARef selon la plage de variation de la tension que l'on veut mesurer. Prenons une tension, en sortie d'un capteur, qui variera entre 0V et 1V et jamais au-delà. Par défaut, la mesure se fera entre 0 et 3.3V sur 4096 niveaux (soit une précision de  $\frac{3.3V}{4096} = 0.8056$  mV). Ce qui veut dire qu'on aura seulement les ( $\frac{4096}{3.3} = 1242$ ) premiers niveaux d'utiles puisque tout le reste correspondra à plus d'un volt. Pour améliorer la précision de lecture, on a deux solutions :

- Réduire la plage de mesure d'entrée du convertisseur analogique numérique en réduisant la tension de référence utilisée (initialement 3.3V).
- Amplifier le signal d'entrée.

Pour utiliser la solution (1) on applique une tension de référence extérieure ( $2.0V < V_{DDIN} < 3.6V$ ) sur la broche ARef, le problème de cette méthode c'est que il faut dessouder la résistance BR1 [B-2].

Donc il est préféré d'amplifier le signal d'entrée.

### II.12.3. Programmation de la CAN

Pour programmer la CAN de l'Arduino DUE on a trois méthodes :

1. Utiliser le langage de programmation Arduino et la fonction AnalogRead(pin).
2. Accès direct aux registres de programmation du microcontrôleur SAM8X pour écrire, lire, écrire et lire leurs contenus.
3. Utiliser les fonctions de l'Atmel.

On va utiliser les deux premières méthodes (1) et (2) et on va faire une comparaison de vitesse entre les deux, pour faire cette comparaison il faut déterminer la vitesse d'échantillonnage des deux méthodes.

### II.12.4. Test de la fréquence d'échantillonnage

- Pour tester la période d'échantillonnage de la fonction AnalogRead() on va calculer le temps avant de prendre d'une échantillon et après, on utilisons la fonction micros() pour calculer le temps en microseconde , la déférence entre les deux représente la période d'échantillonnage.

En remarque que chaque mesure prend environ  $5\mu\text{s}$ , donc la fréquence d'échantillonnage est 200 Ke/s.

- Pour connaitre la fréquence d'échantillonnage maximal du Microcontrôleur SAM8X on va consulter le datasheet (SAM8X), ( $f_{e\text{MAX}} = 10^6 \text{ e/s [B-3]}$ ).

### II.12.5. Principe de fonctionnement :

La conversion d'une valeur analogique unique en données numériques 12 bits nécessite de régler :

1. Les cycles d'horloge de poursuite : est défini dans « TRACKTIM » dans le champ du registre « ADC\_MR ».
2. Le temps de transfert : est défini dans TRANSFER dans le champ du registre « ADC\_MR ».
3. Le « settling time » : est défini « SETTLING » dans le champ du registre « ADC\_MR ».
4. La fréquence de l'horloge CAN (ADCClock) : est défini dans le champ PRESCAL du registre de mode (ADC\_MR).

### Remarque

La CAN utilise l'horloge CAN (ADCClock) pour effectuer des conversions.

31	30	29	28	27	26	25	24
USEQ	-	TRANSFER		TRACKTIM			
23	22	21	20	19	18	17	16
ANACH	-	SETTLING		STARTUP			
15	14	13	12	11	10	9	8
PRESCAL							
7	6	5	4	3	2	1	0
FREERUN	FWUP	SLEEP	LOWRES	TRGSEL		TRGEN	

Figure II- 62:registre ADC\_MR (lire – écrire)

Pour configurer la fréquence de l'horloge CAN en change la valeur du PRESCAL (0 → 255) et on calcule la fréquence de l'horloge CAN selon l'équation suivante :

$$\text{ADCClock} = \frac{\text{MCK}}{((\text{PRESCAL} + 1) \times 2)}$$

**MCK** : l'horloge principale du SAM8X (84 MHz).

Donc la plage d'horloge CAN (ADCClock) est comprise entre  $MCK / 2$ , si PRESCAL est 0 et  $MCK / 512$ , si PRESCAL est réglé sur 255 (0xFF).

Pour configurer le temps de poursuite (tracking time) en change la valeur du « TRACKTIM » et on calcule le temps de poursuite selon l'équation suivante :

$$\text{Tracking Time} = (\text{TRACKTIM} + 1) \times \frac{1}{\text{ADCClock}}$$

La plage du temps de poursuite est comprise entre  $(1/ \text{ADCClock})$ , si TRACKTIM est 0 et  $(16/ \text{ADCClock})$ , si TRACKTIM est réglé sur 15 (0xF).

Pour configurer le période de transfert (TRANSFER) en change la valeur du « TRANSFER » et on calcule le temps de transfert selon l'équation suivante :

$$\text{Transfer Period} = (\text{TRANSFER} \times 2 + 3) \frac{1}{\text{ADCClock}}$$

La plage du période de poursuite est comprise entre  $(3/ \text{ADCClock})$ , si TRACKTIM est 0 et  $(9/ \text{ADCClock})$ , si TRACKTIM est réglé sur 3.

Pour configurer le « settling time » en change la valeur du « SETTLING » et consulte le tableau du SETTLING dans le datasheet [B-4] :

Value	Name	Description
0	AST3	3 periods of ADCClock
1	AST5	5 periods of ADCClock
2	AST9	9 periods of ADCClock
3	AST17	17 periods of ADCClock

Figure II- 63:configurer de « settling time »

La plage du settling time est comprise entre  $(3/ \text{ADCClock})$ , si SETTLING est 0 et  $(17/ \text{ADCClock})$ , si SETTLING est réglé sur 3.

### II.12.6. Les modes de Déclenchement du CAN

On peut programmer le convertisseur analogique-numérique (ADC) pour être déclenché :

- Par le software : pour utiliser ce mode on change la valeur du registre de contrôle (ADC\_CR) avec le bit START à 1.

- Par le déclencheur matériel : sélectionné est activé avec le bit TRGEN dans le registre de mode (ADC\_MR) après en sélectionne le type de ce déclencheur e (par chronomètre, PWM).

On peut aussi utiliser le mode « **FREERUN** » pour sélectionner ce mode en met le bit 1 dans le bit FREERUN du registre ADC\_MR, la conversion va démarrer directement elle n'attend pas le déclencheur (trigger). Avec le mode FREERUN on peut atteindre la fréquence d'échantillonnage maximal du microcontrôleur.

### II.12.7. Activation d'une CAN

Pour activer une entrée CAN (ADC) en met le bit 1 dans le registre CHx qui est définis dans le champ du registre «ADC\_CHER».

Par exemple si on veut activer la chaîne numéro 5 (CH5) en change la valeur du registre CH5 (0→1) donc le contenu du registre devient (%00100000) ou (0x20)

### Remarque

Il y a une différence entre la configuration des pins dans le datasheet (SAM8x) et dans la carte de L'Arduino DUE **Figure II- 64**

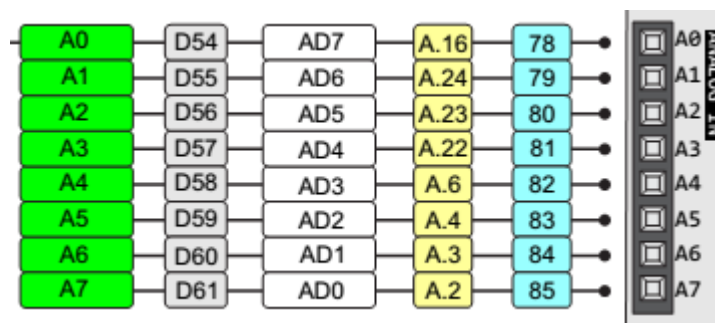


Figure II- 64: comparaison entre la configuration des PIN

Donc si on active la chaîne CH5, l'entrée **A2** (ANALOG IN) de l'Arduino DUE sera activée.

### II.12.8. La lecture :

Les données de conversion analogique-numérique sont placées dans le registre « ADC\_CDRx » à la fin de la conversion et restent jusqu'à ce qu'une nouvelle conversion soit terminée. Pour lire la valeur convertie il faut donc lire le contenu du registre « ADC\_CDRx » (x représente le numéro de la chaîne activé).

Avant de lire le registre « ADC\_CDRx » il faut tester si la conversion est terminée, pour faire sa on va tester le bit du « EOCx » (x : correspondent le numéro de l'entrée activer) qui situé dans le registre ADC\_ISR.

- Si le bit EOCx=1 : la conversion est terminée donc on va lire le contenu du registre ADC\_CDRx.
- Si le bit EOCx=0 : la conversion n'est pas terminée on va attendre la fin de conversion.

### II.12.9. Comment varier la fréquence d'échantillonnage ? :

Il y a plusieurs méthodes pour varier la fréquence d'échantillonnage :

- Un déclencheur.
- Par l'activation du mode FREERUN et la variation de la fréquence d'horloge du CAN (ADCClock).

#### Remarque

Chaque conversion nécessite 20 cycles de l'horloge CAN ADCClock.

Pour varier la fréquence d'échantillonnage on a choisi d'utiliser le mode FREERUN et varier la valeur du PRESCAL.

### II.12.10. Exemple et application :

Teste de la vitesse maximale :

Si on veut obtenir la vitesse maximale du microcontrôleur SAM8X :

On active le mode **FREERUN** (**FREERUN** → **1**).

On change la valeur du (**PRESCAL** → **0x01**) → (ADCClock = 21MHz).

**TRACKTIM** → **0** temps de poursuite ( $Tracking\ Time = \frac{1}{21MHz}$ ).

$$T_e = Tracking\ Time + \frac{20}{21MHz}$$

$$T_e \approx 1\mu S.$$

Donc la fréquence d'échantillonnage maximal si on utilise l'accès direct au registre est cinq fois plus grand que la fréquence d'échantillonnage si on utilise la fonction Analogread().

### II.12.11. Résultat de test (10<sup>6</sup> échantillons/S)



```

COM3 (Arduino Due (Programming Port))
2040
2041
2040
2040
2040
2040
2040
2040
2040
2040
2040
2041
2040
2042
2041
2039
180
temps total de conversion: 1000
periode d'échantillonnage: 1.00

```

Figure II- 65 : Résultat de test (10<sup>6</sup>e/S)

### II.13. Les besoins de notre acquisition :

- Une fréquence d'échantillonnage 20KHz.
- Un pas de FFT (0.5Hz) donc 40000 échantillons successifs.

#### Pour fixer la fréquence d'échantillonnage a 20KHz :

- Méthode (1) par l'accès direct aux registres et la configuration du registre ADC\_MR:

$$\frac{1}{20KHz} = \frac{1}{ADCClock} + \frac{20}{ADCClock}$$

$$ADCClock = \frac{MCK}{((PRESCAL + 1) \times 2)} = 21 \times 20KHz$$

$$ADCClock = \frac{84MHz}{((PRESCAL + 1) \times 2)} = 21 \times 20KHz$$

$$PRESCAL = 99=0x63$$

Le contenu du registre donc : ADC\_MR= (0x10386380)

- Méthode (2) par la fonction (AnalogRead)

La fonction Analogread() prend environ 5µs pour chaque conversion on va ajouter après la fonction un certain retard (44 µs) avec la fonction delayMicroseconds(44).

$$Fe = \frac{1}{49\mu s} \approx 20408Hz$$

---

**II.14. Le stockage:**

Après chaque conversion on va stocker la valeur convertie dans un tableau de n lignes (n=40000), lorsque la conversion est terminée l'Arduino va envoyer les données via le port série pour le traitement ou le stockage.

## II.15. Organigramme de transmission et Conversion analogique numérique

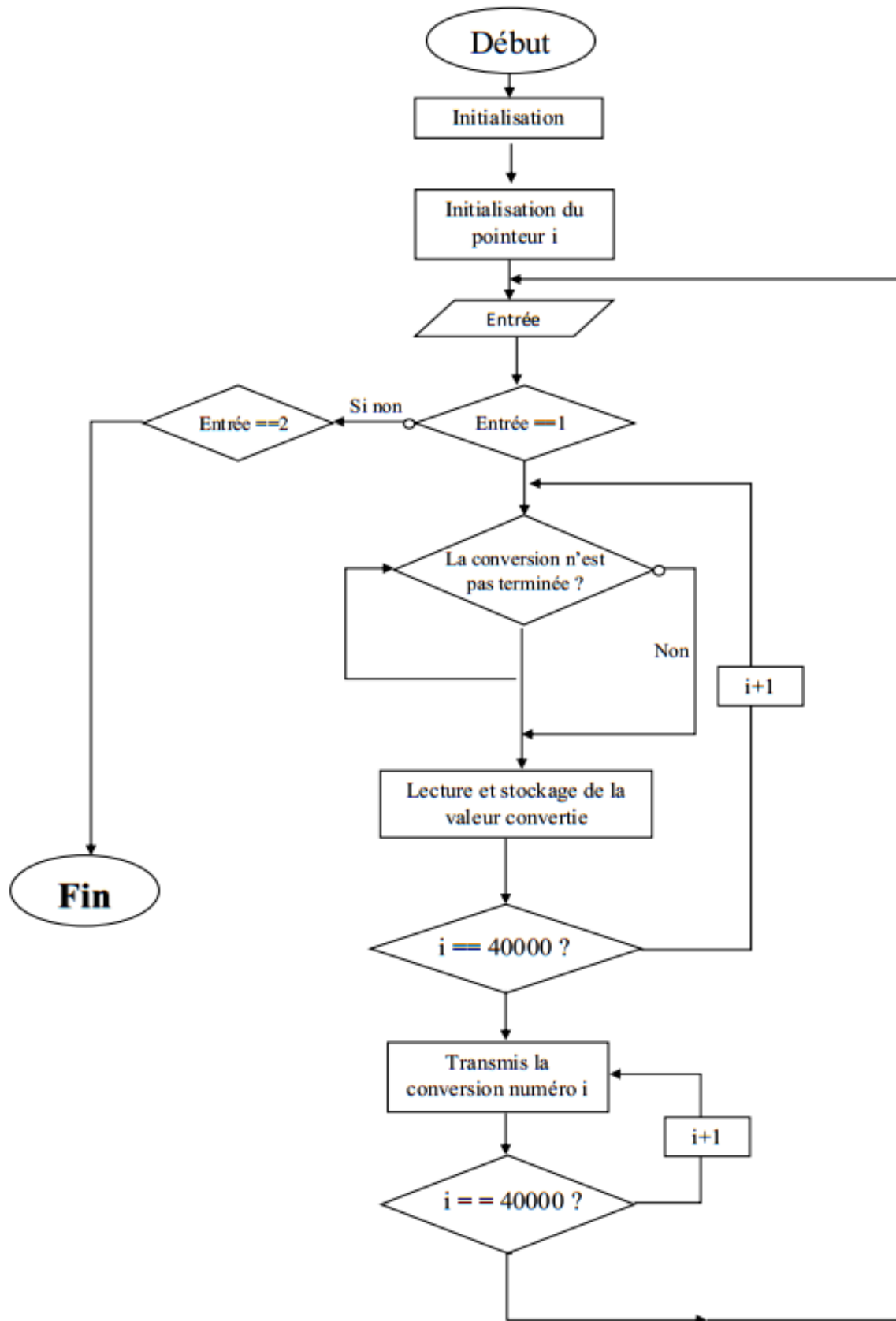


Figure II- 66 : Organigramme de transmission et Conversion analogique numérique

## II.16. Réalisation du circuit imprimé

Afin d'obtenir un bon circuit imprimé et un bon montage entre les composants nous avons choisi le logiciel Eagle

Eagle est un éditeur schématique et un outil de conception des circuits imprimé il comporte une auto routé qui permet d'acheminer des dessins complexes ou de faire des modèles pré-routé, il donne une idée des différentes méthode de routage, donc on peut choisir les différentes empreintes de ces composantes, car chaque composant peut avoir plusieurs types de boitier

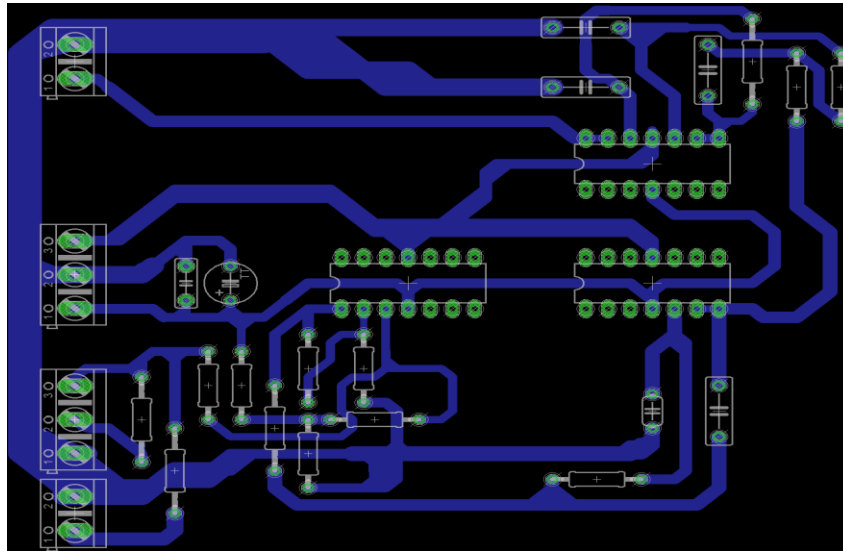


Figure II- 67: conception de circuit de conditionnement par Eagle

Le développement de notre circuit imprimé est dans la figure ci-dessous

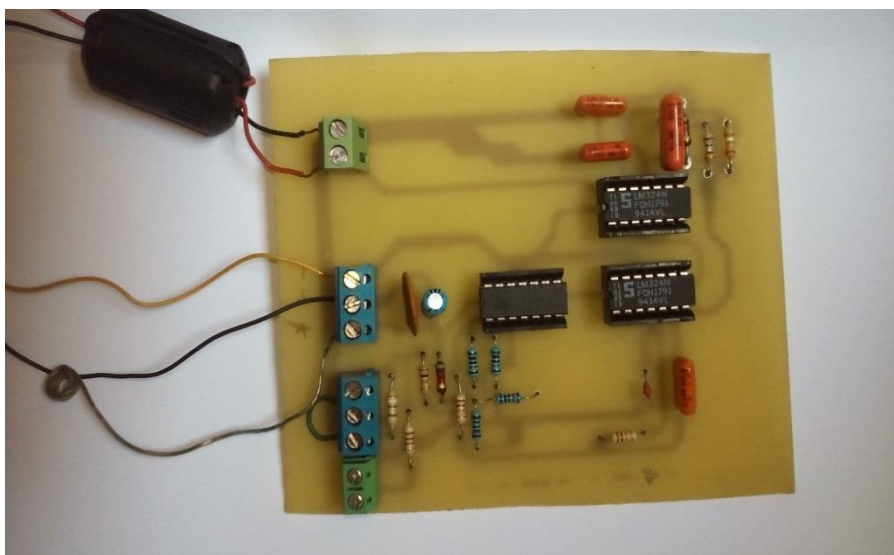


Figure II- 68: circuit de conditionnement de signal développé sur un circuit imprimé

## II.17. Traitement par le PC

A la fin de transmission on peut soit visualisé le signal ou stocker les données pour traiter avec un logiciel comme Matlab, Lab-view, GNU Octave...etc

### II.17.1. Exemple d'application

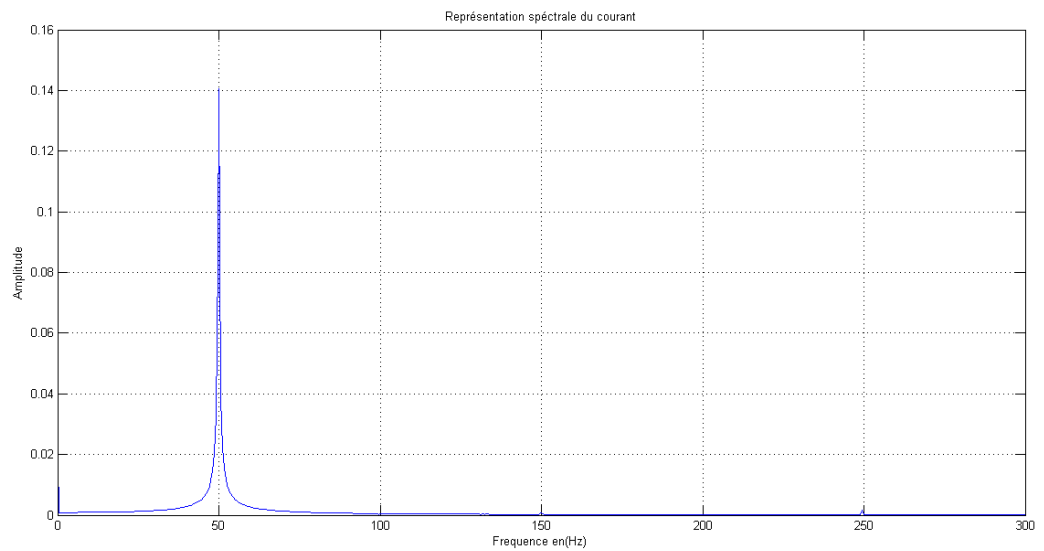


Figure II- 69: La FFT du courant absorbé par le rhéostat après le traitement par MATLAB

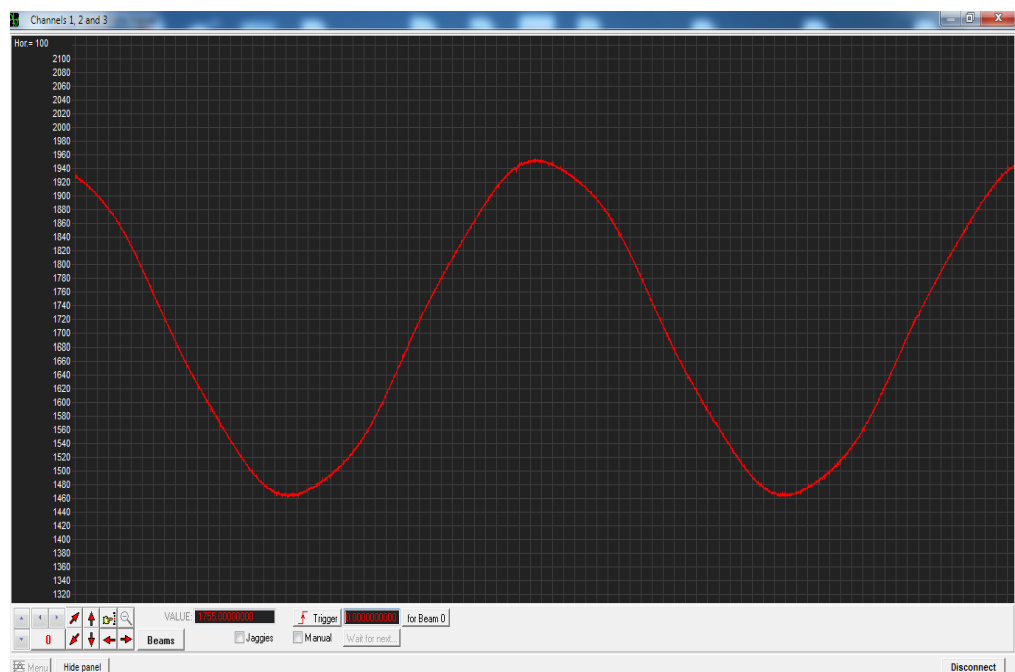


Figure II- 70 : Allure de courant visualiser par « Serial Oscilloscope ».

---

## II.18. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les différents composants utilisés, la constitution de notre chaîne d'acquisition, le conditionnement du signal et leur numérisation.

Grâce à l'exploitation de datasheet de différents composants on a choisi les meilleurs composants disponibles et les exploités.

Pour exploité le maximum des capacités de microcontrôleur, il faut accéder aux registres et maîtrisé bien comme il faut .le datasheet nous donne beaucoup de moyennes et solutions pour arriver à notre objective et facilite l'utilisation d'Arduino.

# Chapitre III

## Résultats et commentaires

### III.1. Introduction

Dans ce chapitre nous présentons les différents essais sur deux moteurs asynchrones, l'un est celui de notre laboratoire de travaux pratique et le deuxième c'est un moteur asynchrone monophasé usagé. Nous avons effectués les essais à vide et en charge pour les cas suivants :

- Moteur sain ;
- Moteur triphasé avec déséquilibre de tension d'alimentation ;
- Moteur monophasé avec cassure d'une barre rotorique ;
- Moteur monophasé avec cassure deux barres rotoriques ;

Par l'analyse spectrale du courant statorique nous déterminons les fréquences caractéristiques des défauts.

### III.2. Moteur asynchrone avec déséquilibre de la tension d'alimentation

#### III.2.1. Description du Banc d'essai

Le banc d'essai représenté à **la figure III-1**, est composé d'un moteur asynchrone (MAS) de 3,5 kW, 380 V, triphasé et à 2 paires de pôles. Le moteur est alimenté par un autotransformateur triphasé. Pour réaliser une charge, le moteur entraîne un alternateur triphasé connecté en étoile qui débite sur un groupe de 24 lampes, chaque phase est connectée avec 8 lampes de puissance de 200 W chacune. **La figure III.2** représente le schéma électrique correspondant.

Nous utilisons notre carte d'acquisition pour acquisition du courant statorique.

#### III.2.2. Les essais

Le déséquilibre es réalisé par l'addition des deux rhéostats en série avec la première phase, ils ont une impédance équivalente de  $26.3 \Omega$ . Dans le premier essai on retient les mesures (tension courant ...) sans charge (**figure III-3**), dans le deuxième essai, on prend les mesures en charge (**figure III-4**). **Le tableau III-1** résumes nos de test de mesure.

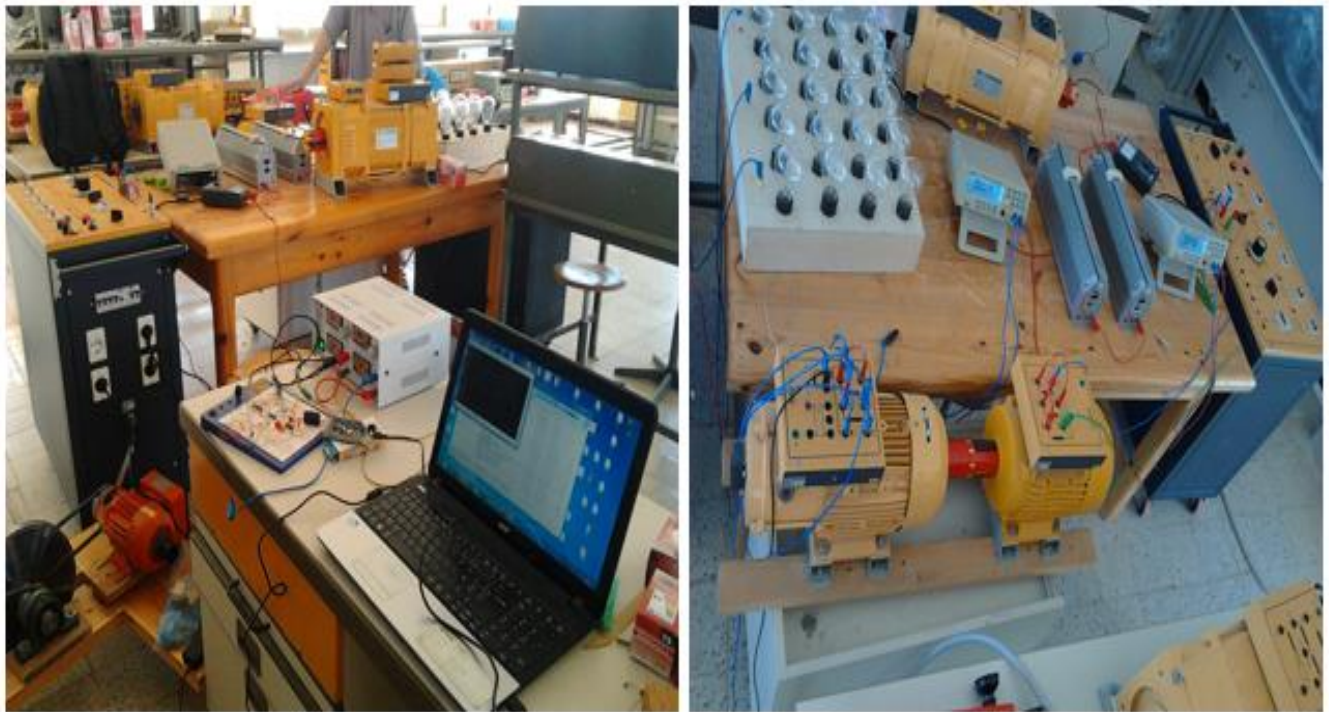


figure III- 1:Le banc d'essai de déséquilibre de tension d'alimentation

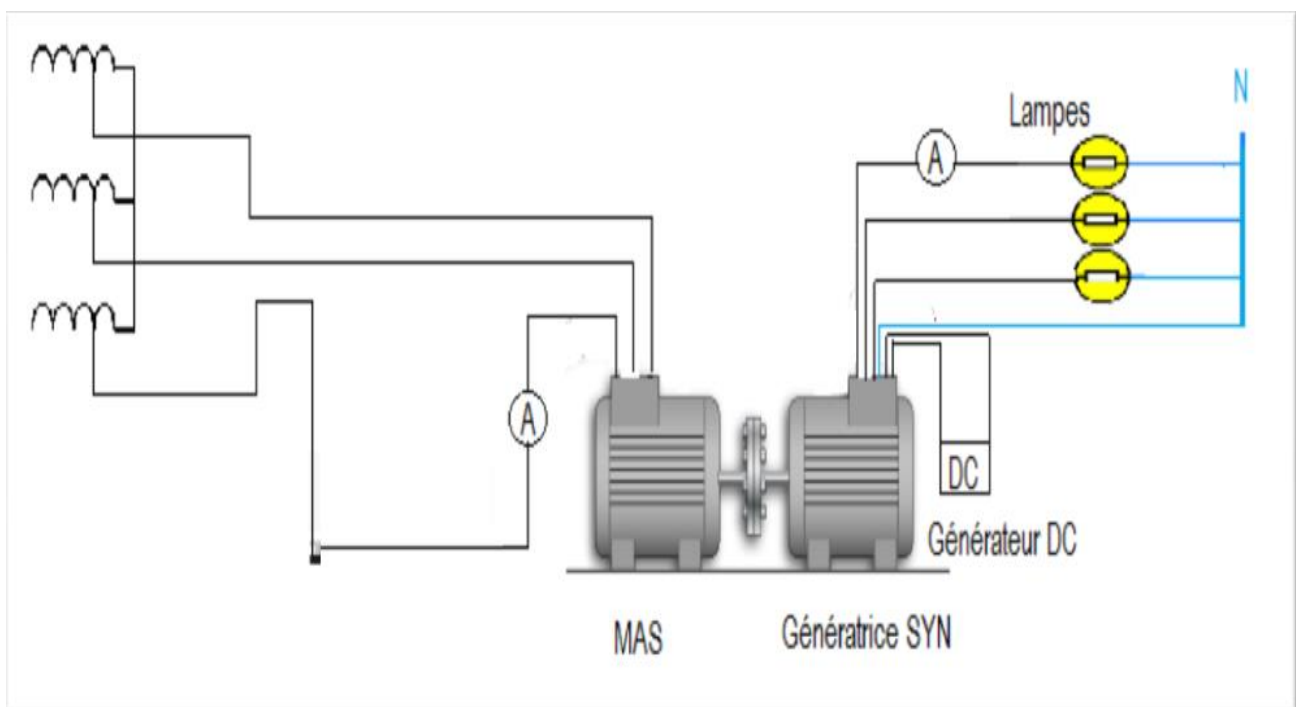


figure III- 2: schéma d'installation

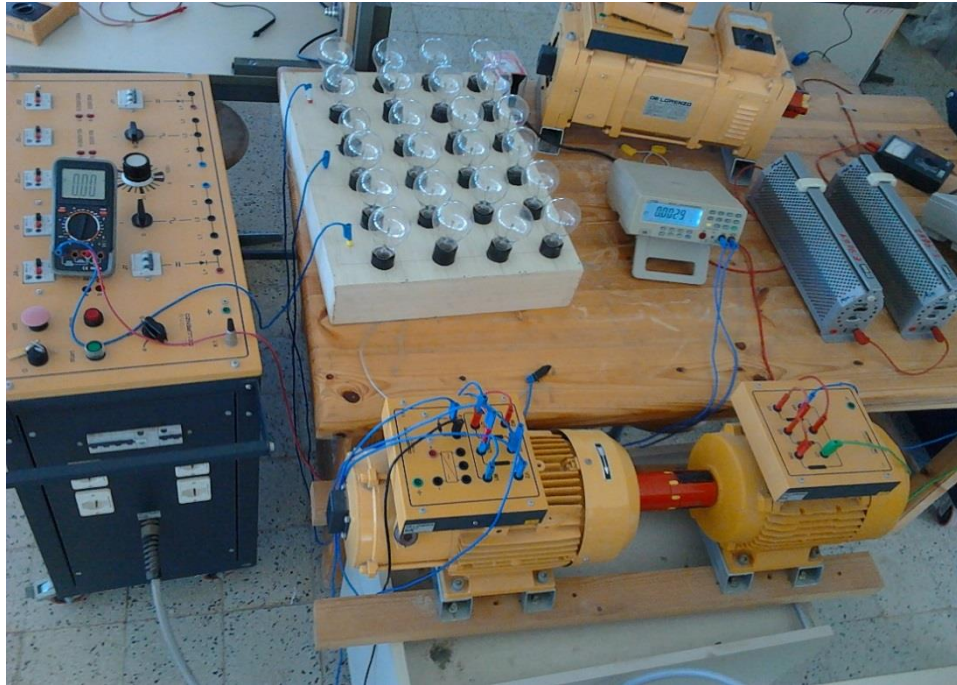


figure III- 3: essai à vide



figure III- 4: essai en charge

L'état de moteur	A vide	En charge
Les mesures		
Déséquilibre	Rheostat (26.5 Ω)	Rheostat (26.5 Ω)
I <sub>moteur déséquilibré</sub> V1 (A)	1.8	2.5
I <sub>moteur sain</sub> U1 (A)	6	9
I <sub>moteur sain</sub> W1 (A)	4.8	7.6
W1-V 1 (V)	367	320
W1-U1 (V)	376	371
V1-U1 (V)	340	324
La chute de tension aux bornes des rhéostats (v)	40	40

Tableau III- 1:Les résultats de mesure

### III.2.3. Calcule du déséquilibre de tension

Le déséquilibre de tension est donné par l'association nationale des fabricants de matériel électrique (NEMA MG1) [9] par la relation suivante :

Déséquilibre de tension %

$$= \frac{\text{écart de tension maximal par rapport à l'amplitude moyenne de la tension de phase}}{\text{amplitude moyenne de la tension de phase}}$$

$$\text{amplitude moyenne de la tension de phase} = \frac{V_{ab} + V_{bc} + V_{ca}}{3}$$

$$\text{Déséquilibre de tension \%} = \frac{\max[|V_{ab} - V_{moy}|, |V_{bc} - V_{moy}|, |V_{ca} - V_{moy}|]}{V_{moy}} * 100\%$$

#### III.2.3.1. Déséquilibre à vide

$$V_{W1-V1} = 367 \text{ V}$$

$$V_{W1-U1} = 376 \text{ V}$$

$$V_{V1-U1} = 340 \text{ V}$$

**A) Amplitude moyenne de la tension de phase**

$$V_{\text{moy}} = \frac{367+376+340}{3}$$

$$V_{\text{moy}} = 361 \text{ V}$$

**B) L'écart maximal par rapport à l' amplitude moyenne de la tension de phase**

$$|V_{W1-V1} - V_{\text{moy}}| = 6 \text{ V}$$

$$|V_{W1-U1} - V_{\text{moy}}| = 15 \text{ V}$$

$$|V_{V1-U1} - V_{\text{moy}}| = 21 \text{ V}$$

Donc l'écart maximal par rapport à l'amplitude moyenne de la tension de phase = 21 v

$$\begin{aligned} \text{Déséquilibre de tension \%} &= \frac{21}{361} * 100\% \\ &= 5.81 \% \end{aligned}$$

**III.2.3.2. Déséquilibre en charge**

$$V_{W1-V1} = 320$$

$$V_{W1-U1} = 371 \text{ V}$$

$$V_{V1-U1} = 324 \text{ V}$$

**A) Amplitude moyenne de la tension de phase**

$$V_{\text{moy}} = \frac{320+371+324}{3}$$

$$V_{\text{moy}} = 338.3 \text{ V}$$

**B) L'écart maximal par rapport à l' amplitude moyenne de la tension de phase**

$$|V_{W1-V1} - V_{\text{moy}}| = 18.3 \text{ V}$$

$$|V_{W1-U1} - V_{\text{moy}}| = 32.7 \text{ V}$$

$$|V_{V1-U1} - V_{\text{moy}}| = 14.3 \text{ V}$$

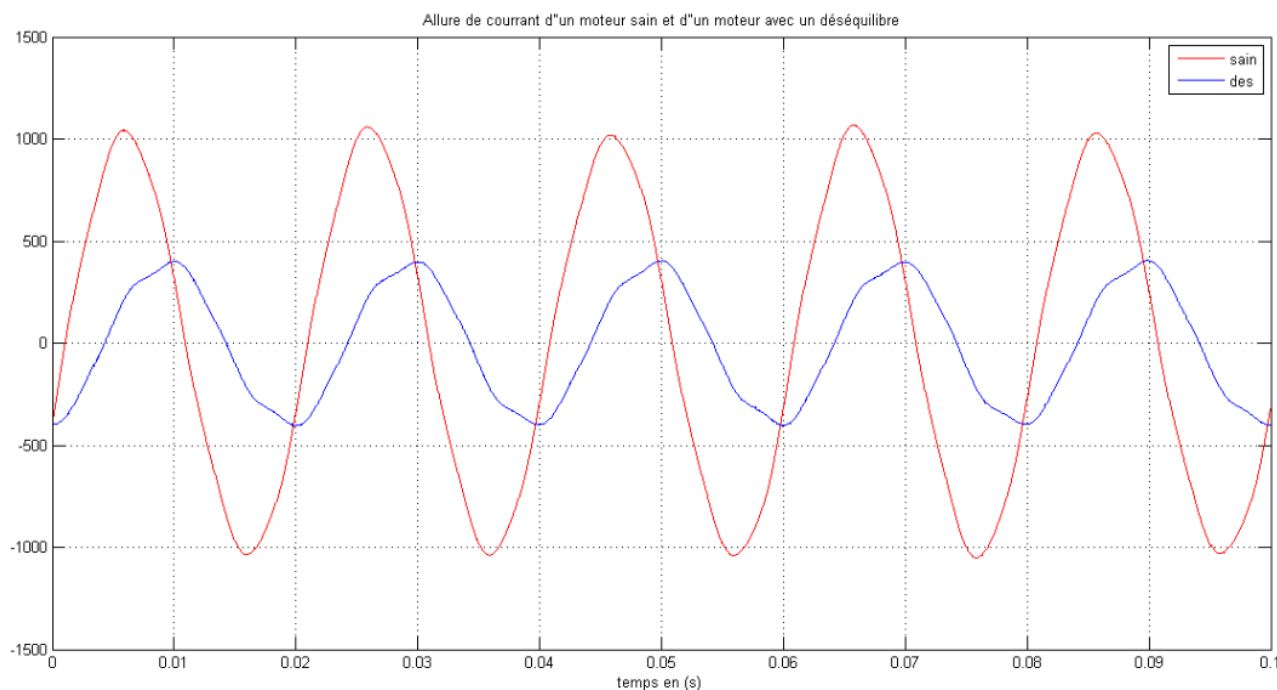
Donc l'écart maximal par rapport à l'amplitude moyenne de la tension de phase = 32.7 v

$$\text{Déséquilibre de tension \%} = \frac{32.7}{338.3} * 100\%$$

$$= 9.66 \%$$

### III.3. Les Résultats Temporelles et fréquentielle

#### III.3.1. Essais à vide



**figure III- 5: Allures du courant de phase de la MAS à vide sain et déséquilibre avec une chute de tension de 40 V**

Nous remarquons que le déséquilibre de phase provoque une diminution d'amplitude et une déformation de forme d'onde dues aux nouvelles composantes harmoniques qui induit par composante inverse. Les déséquilibres des tensions engendrent des composantes inverses de courant qui provoquent principalement des couples de freinage parasites et des échauffements dans les moteurs à courant alternatif [12].

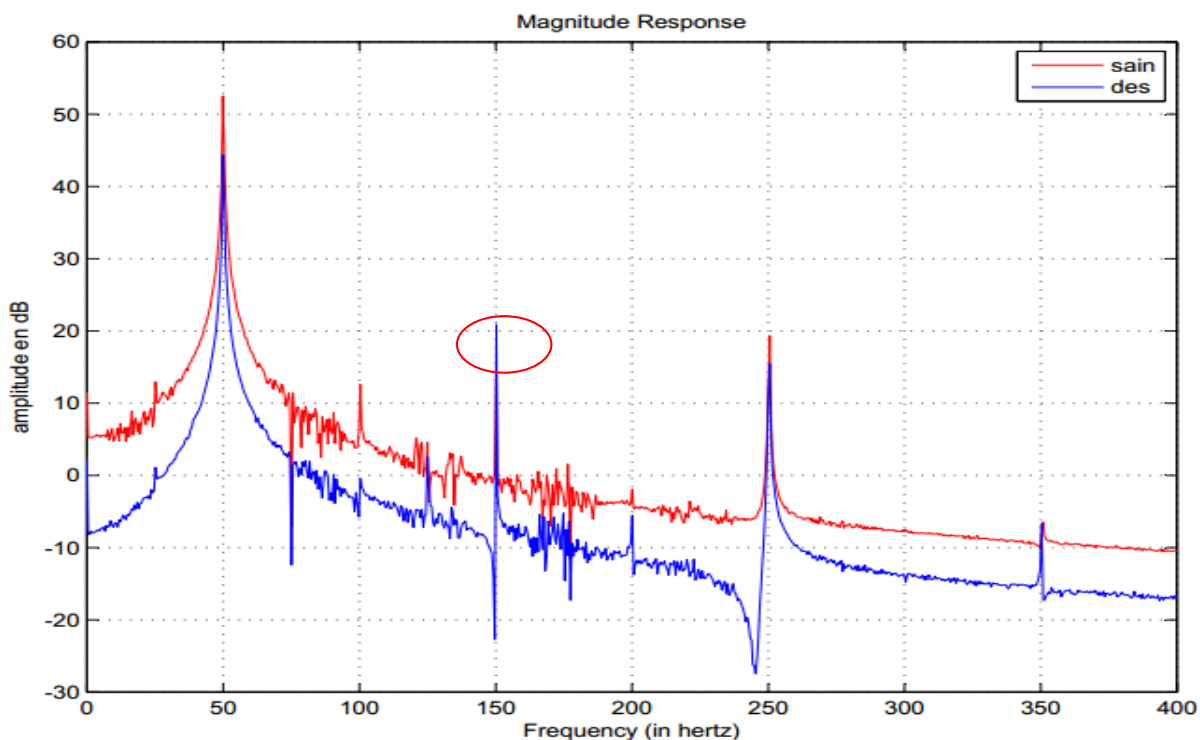


figure III- 6: Spectre du courant statorique de la MAS à vide avec phase sain et déséquilibré avec 40 V de chute de tension et 5.81% de déséquilibre

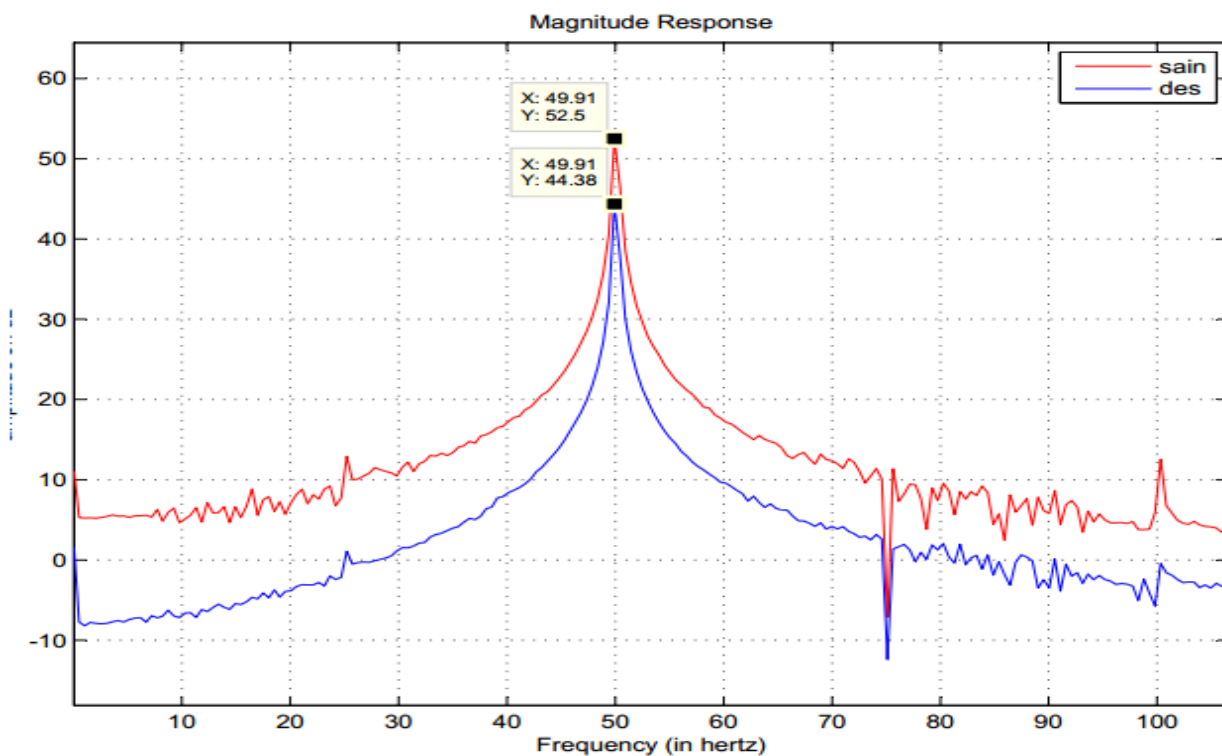
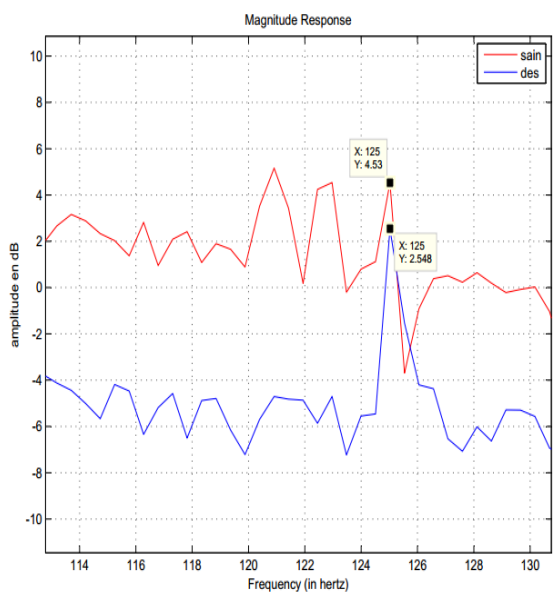
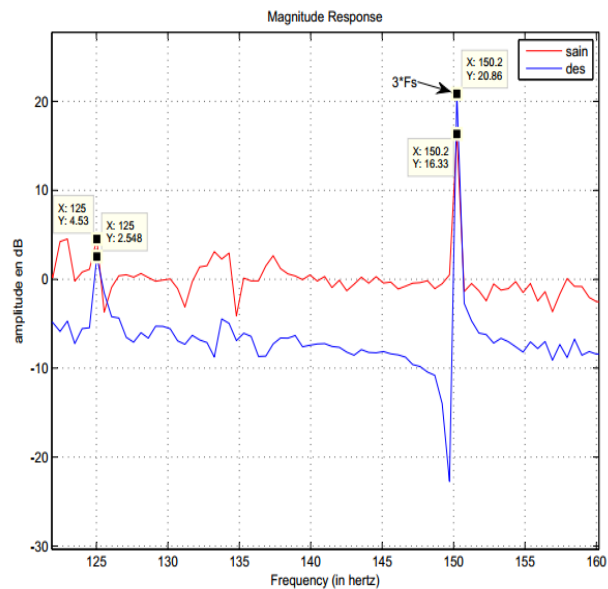


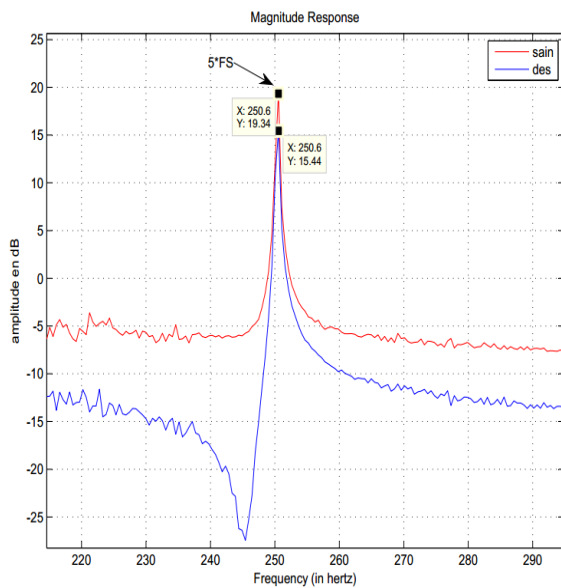
figure III- 7: Spectre de courant autour de fondamental



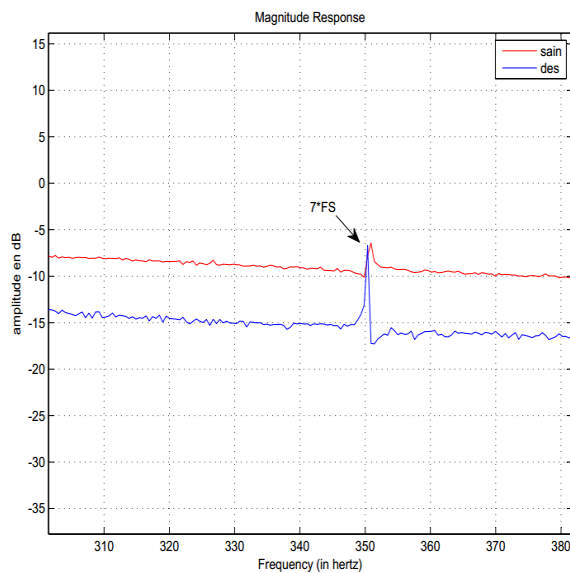
(a)



(b)



(c)



(d)

**figure III- 8: Spectre du courant statorique**

Le spectre du courant statorique est illustré par **La Figure III-6.**

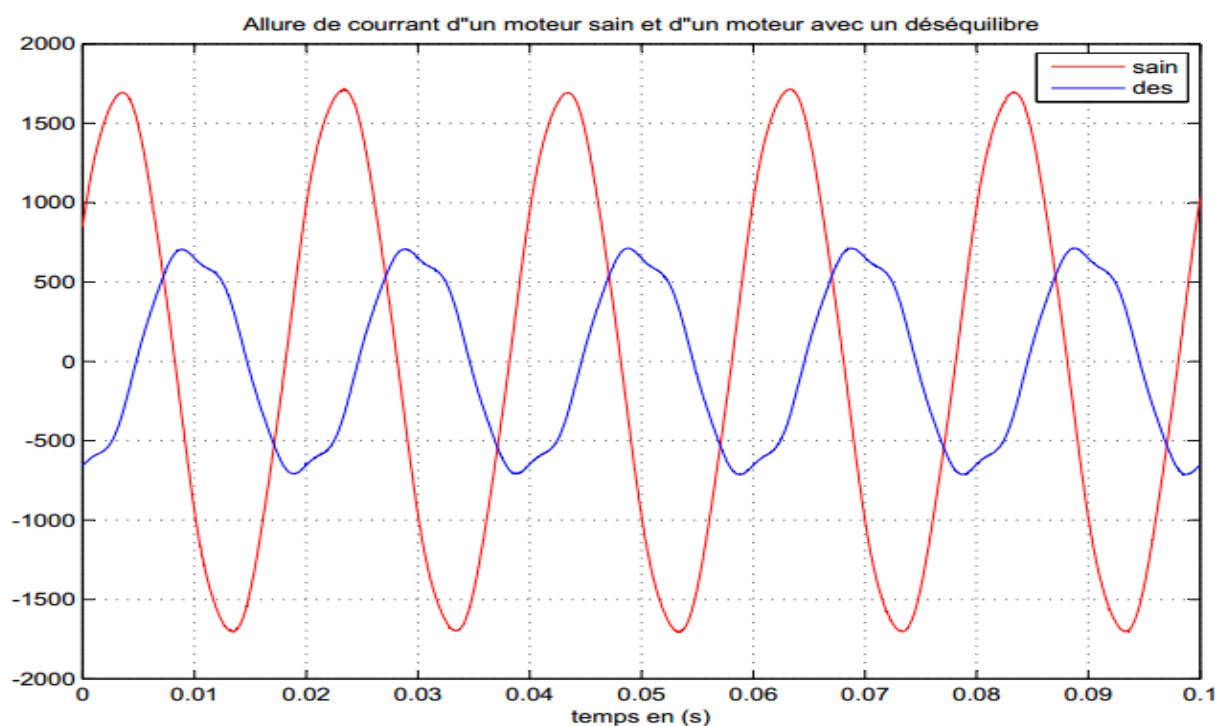
**La Figure III-7** montre l’harmonique fondamentale du spectre de courant statorique de la machine asynchrone fonctionnant à vide. On peut observer facilement la diminution d’amplitude de la composante fondamentale cette diminution due à la présence de composante inverse.

La forme spectrale du courant statorique autour du fondamentale, nous montre l'existence des composantes de fréquence à  $f_s - f_r$  et  $f_s + f_r$  qui sont déjà présents dans le spectre de la machine saine due à l'excentricité dynamique naturelle.

Les **Figure III-8** (a),(b),(c),(d) représentent les spectres sur la plage fréquentielle autour du 125 HZ , 3ème harmonique ainsi que du 5ème harmonique et du 7ème respectivement on peut facilement observer l'augmentation des amplitudes de ces derniers ,cette augmentation dues aux déséquilibres des tension [10].

La présence de l'harmonique 3 dans le spectre de moteur sain, pourrait être due à la saturation de la machine [13,14]

### III.3.2. Essai en charge



**figure III- 9: Allure de courant statorique de machine asynchrone(en charge) sous le déséquilibre des tensions (9.66 %)**

Nous remarquons dans (**Figure III-9**) que quand la machine fonctionne en charge le déséquilibre de phase provoque une diminution importante d'amplitude et une déformation de forme d'onde dues aux composantes harmoniques qui engendrent par la composante inverse. Les déséquilibres des tensions engendrent des composantes inverses de courant qui provoquent

principalement des couples de freinage parasites et des échauffements dans les moteurs à courant alternatif [12]

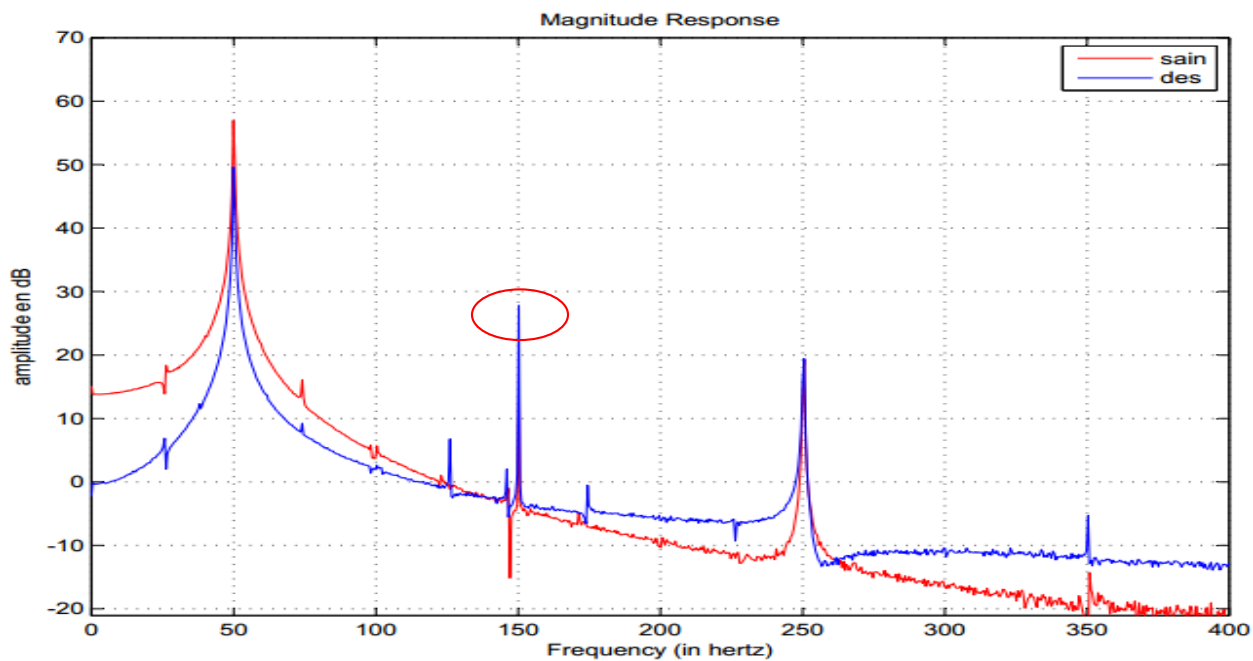


figure III- 10: Spectre de courant statorique de la machine asynchrone (en charge) sous les déséquilibres des tensions

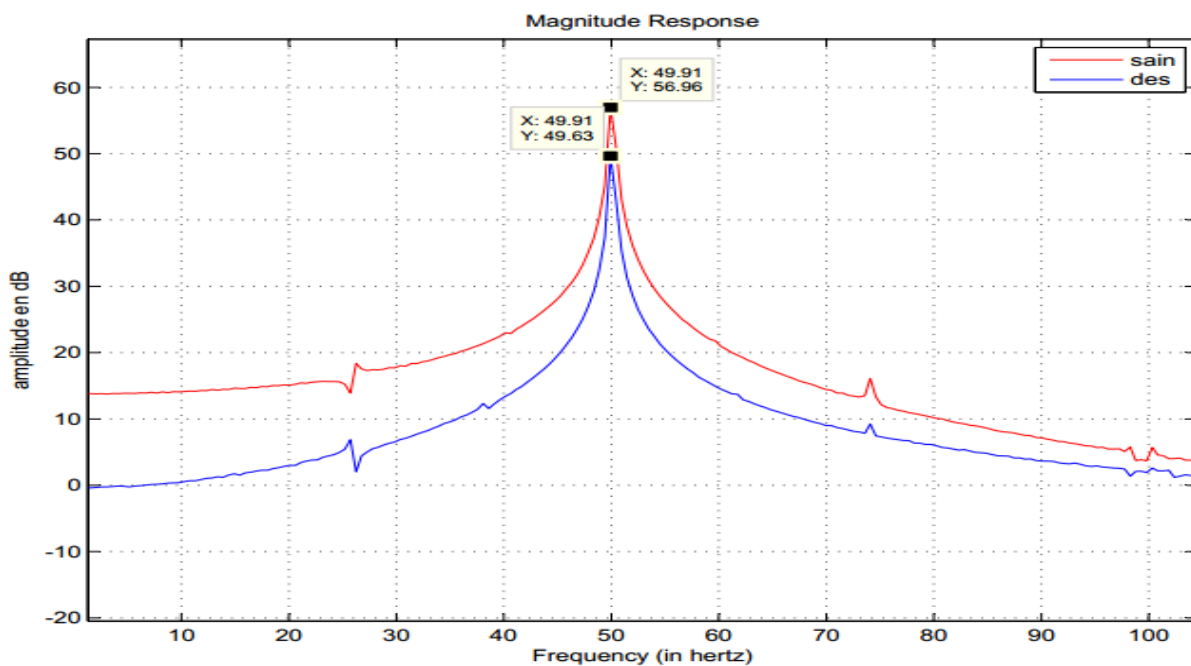


figure III- 11: Spectre du courant autour du fondamentale

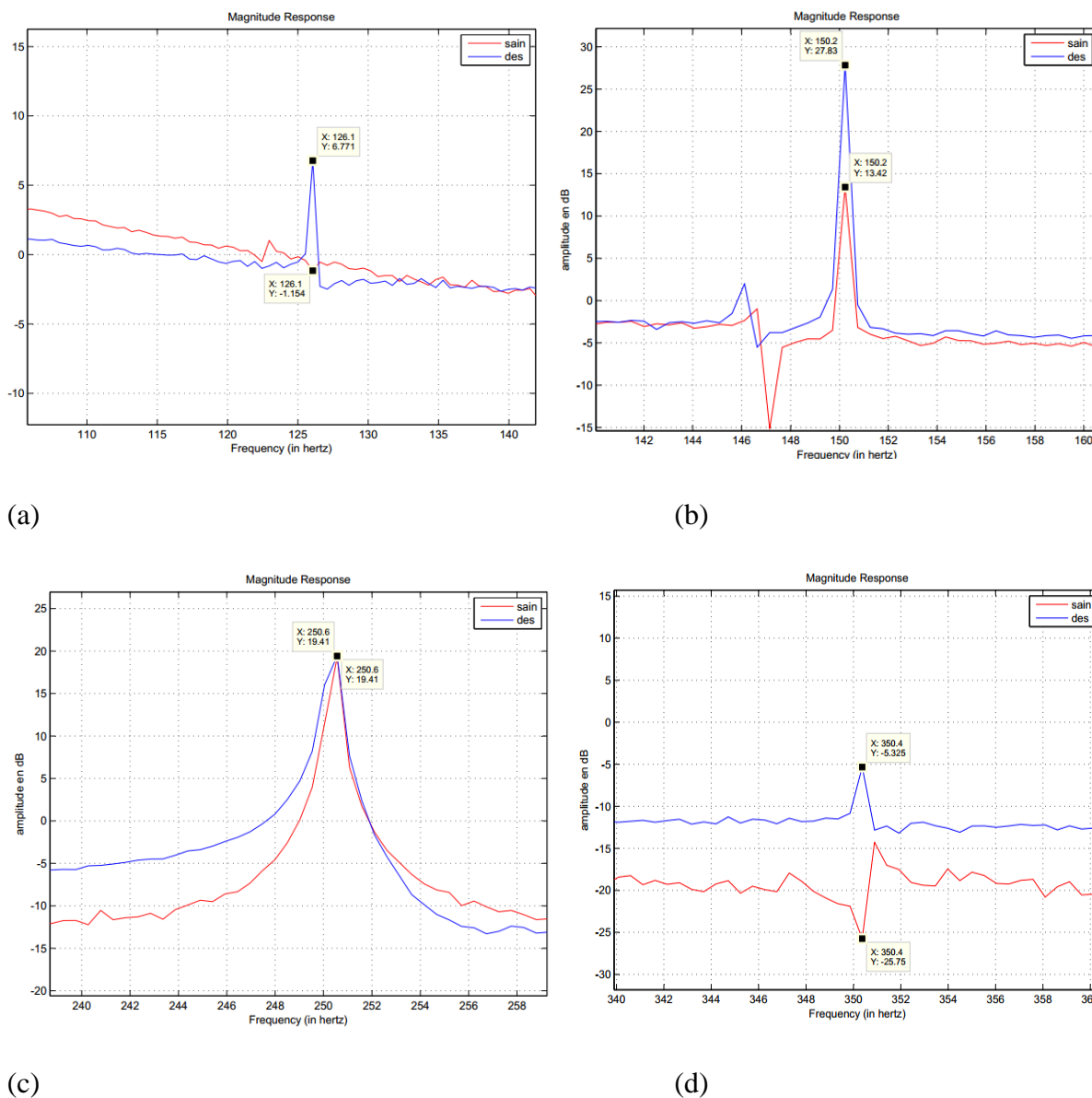


figure III- 12: Spectre du courant statorique

Le spectre du courant statorique est illustré par la Figure III-10.

La Figure III-11 montre l’harmonique fondamentale du spectre du courant statorique de la machine asynchrone lors du fonctionnement en charge. On peut observer facilement la diminution d’amplitude de composante fondamentale cette diminution due à la présence de composante inverse.

La forme spectrale du courant statorique, autour du fondamentale, nous montre l’existence des composantes de fréquence à  $f_s - f_r$  et  $f_s + f_r$  qui sont déjà présents dans le spectre de la machine saine due à l’excentricité dynamique naturelle.

les Figure III-12 (a), (b), (c), (d) sont représentés des spectres sur la plage fréquentielle autour du 125 HZ, du 3 ème , 5ème et 7ème harmonique respectivement. Nous remarquons une

augmentation d'amplitude de façon claire dans les 3 cas en plus de la composante de fréquence de 125 Hz, cela est due aux déséquilibres des tensions [10] et la présence du 5<sup>ème</sup> harmonique due au réseau.

### III.4. Moteur asynchrone avec la cassure des barres rotoriques

#### III.4.1. Description de banc d'essais

Dans l'objectif de mener une étude expérimentale sur le défaut de cassure des barres rotoriques qui peuvent affecter une machine asynchrone, nous avons réalisé des expériences sur une pompe à eau entraînée par un moteur asynchrone monophasé usagé qui représente déjà un vieillissement visible dans le bobinage. Leurs caractéristiques sont détaillées dans l'annexe. Le banc d'essais représenté à **Figure III-13**, est composé d'une machine asynchrone MAS monophasée (pompe d'eau) plus l'installation de canalisation d'eau pour charger la pompe.

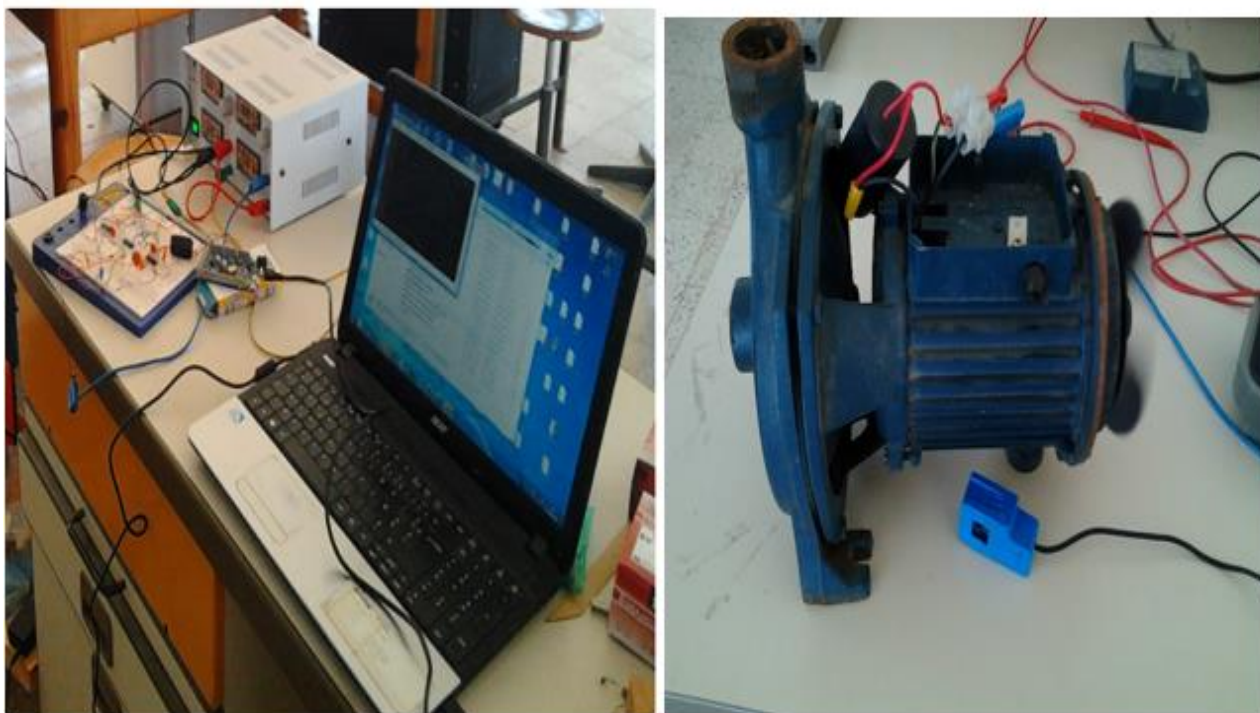


figure III- 13: Le Banc d'essai des défauts de cassure de barres rotoriques

### III.4.2. Essais sur cassure d'une barre rotorique

La figure III-14 présente le moteur avec cassure d'une barre rotorique représenté par un trou sur une barre.

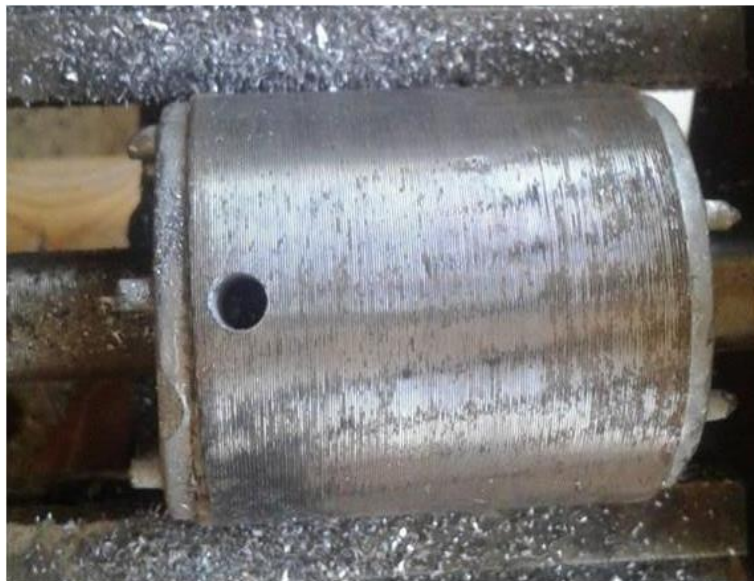


figure III- 14:Image de rotor avec cassure d'une barre

#### III.4.2.1. Les Résultats expérimentaux

Les figures III-15 et III-16 représentent les spectres des courants statoriques de la machine dans deux états rotor sain usagé et rotor avec un trou alimenté avec des tensions équilibrées. On peut noter l'augmentation d'amplitude importante de la composante harmonique de fréquence 350 HZ induits par la rupture de la barre de rotor, la comparaison des deux spectres de rotor sain et rotor avec un trou nous montre l'influence de défaut sur le courant statorique du moteur [11]

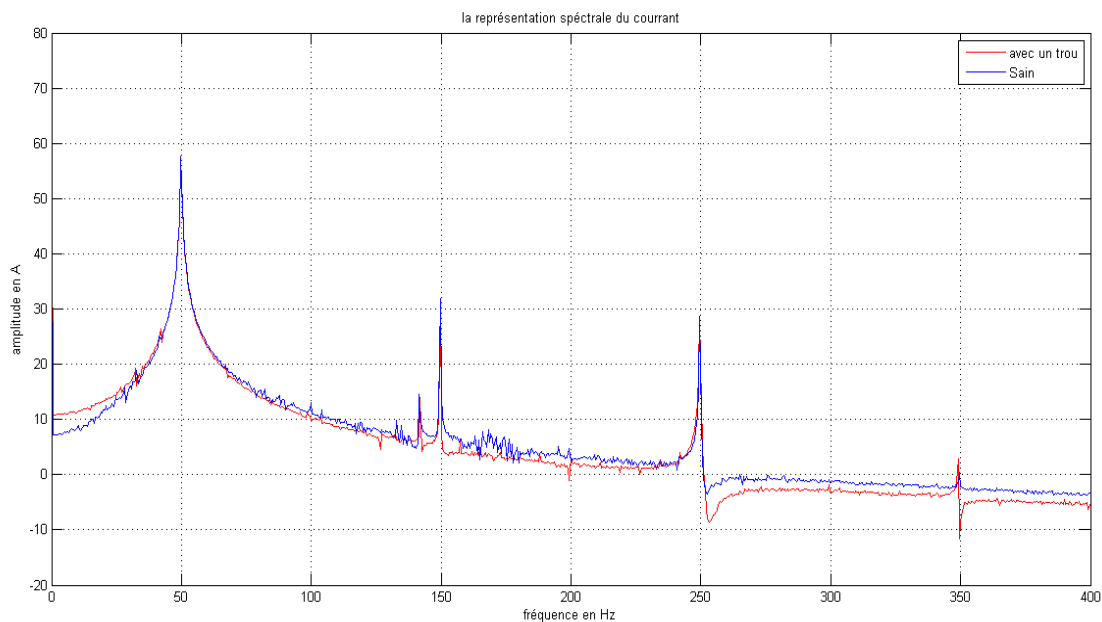


figure III- 15: Spectres des courants statoriques de la machine(en charge) avec le rotor sain et défectueux (1barre cassée)

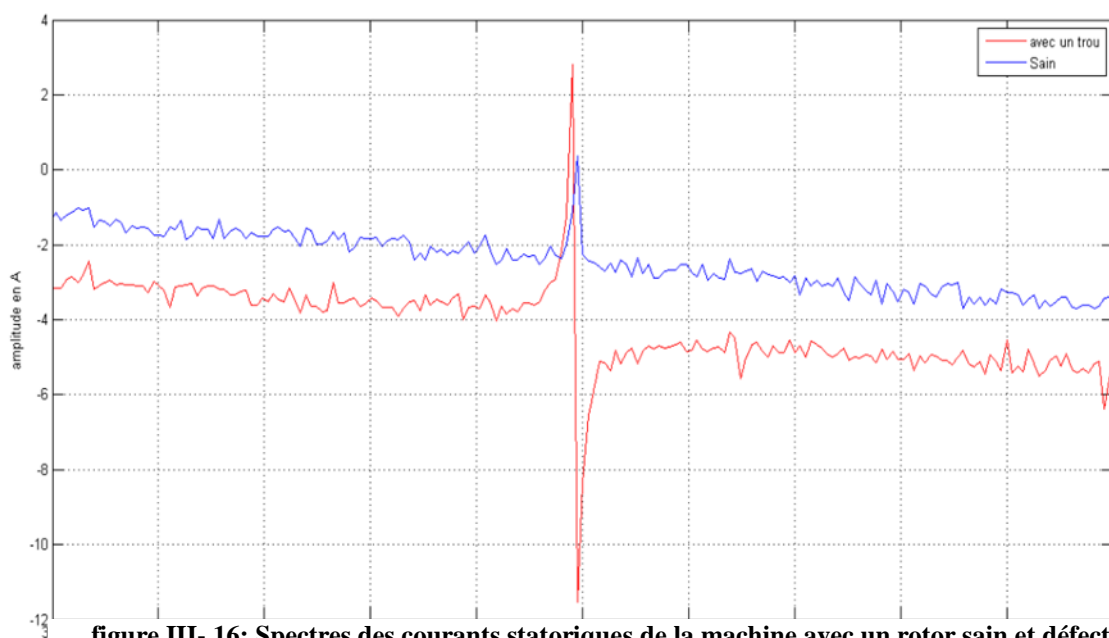


figure III- 16: Spectres des courants statoriques de la machine avec un rotor sain et défectueux

### III.4.3. Essais sur cassure (deux barres cassées)

La Figure III-17 présente le moteur avec cassure de deux barres rotoriques représentées par deux trous adjacents.



figure III- 17: Rotor défectueux avec deux trous

#### III.4.3.1. Les Résultats expérimentaux

Figure III-18 et Figure III-19 représentent les spectres des courants statoriques de la machine dans les deux cas : rotor sain usagé et rotor avec deux trous, alimenté avec des tensions équilibrées. On peut noter apparition des composantes harmoniques de fréquence 146 HZ et 148 HZ induits par la rupture des barres de rotor [11], la comparaison des deux spectres ; de rotor sain et rotor avec deux trou, nous montre l'influence de défaut sur le courant statorique du moteur.

La diminution énorme de courant nous ne permet pas d'utiliser la pompe en charge et continuer les essais à cause de la dégradation excessive du moteur vu qu'il s'agit d'une pompe usagée, cela est ainsi la raison derrière l'apparition des composantes harmoniques dans le spectre du courant statorique de la machine sain.

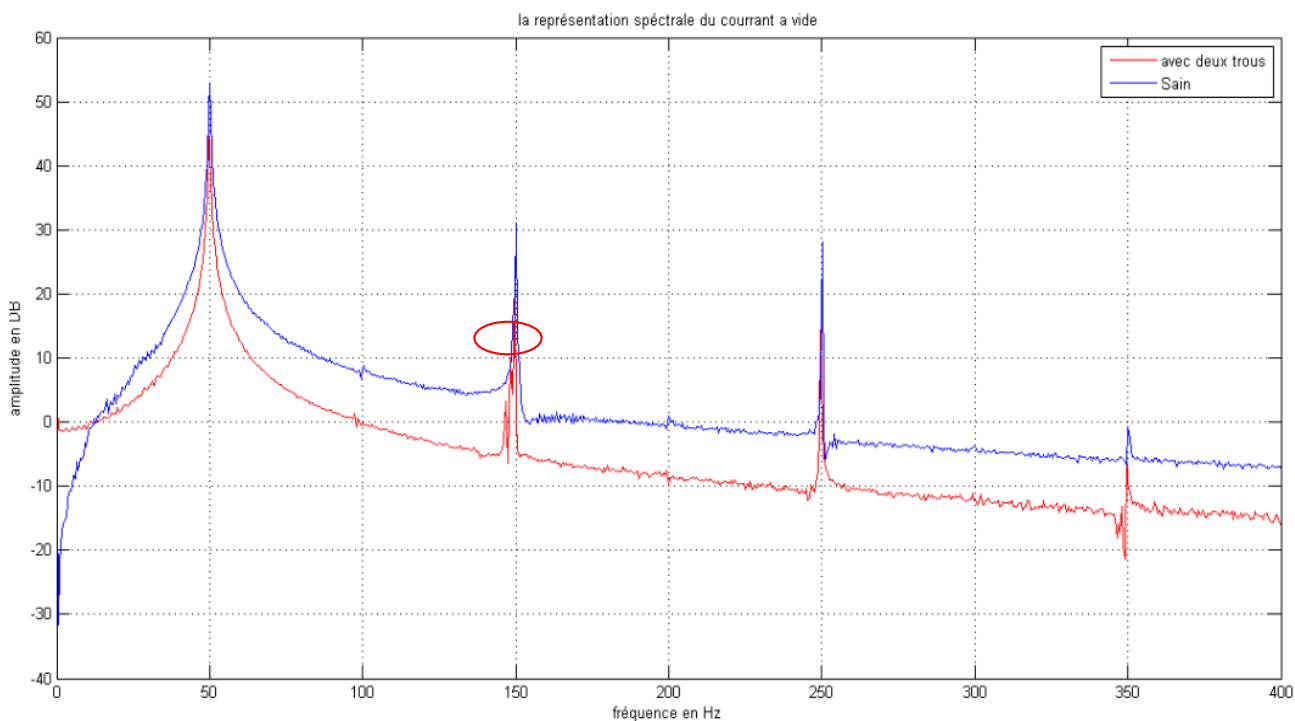


Figure III- 18: Les spectres des courants statoriques de la MAS à vide avec un rotor sain et défectueux (deux trous)

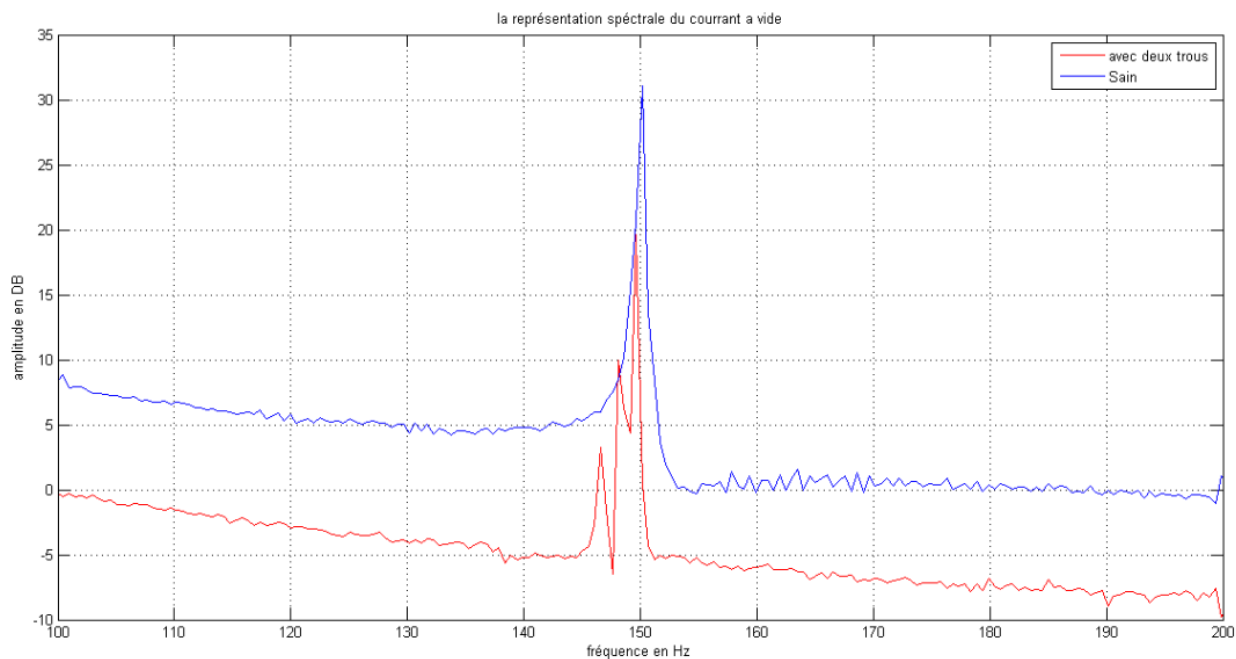


Figure III- 19: les spectres des courants statoriques de la MAS à vide avec un rotor sain et défectueux (deux trous)

### III.5. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons réalisé des essais expérimentaux sur des moteurs asynchrones triphasés et monophasés en présence de déséquilibre de tension d'alimentation et avec les défauts cassure des barres rotoriques (une et deux barres cassées dans notre cas) respectivement.

Et grâce à la réalisation de notre carte d'acquisition (deuxième chapitre) nous avons d'une part visualisé les signaux temporel et fréquentiel, et d'autre part en utilisant l'analyse spectrale du courant statorique nous a permet de détecter les défauts.

Le déséquilibre de phase est détecté par l'augmentation de l'amplitude de l'harmonique du courant à la fréquence de 150 Hz. la cassure des barres rotoriques par l'apparition des nouvelles composantes harmoniques supplémentaire.

---

## Conclusion Générale

Ce projet de fin d'étude a porté sur la réalisation d'une chaîne d'acquisition à base d'Arduino et capteur du courant afin de faire le diagnostic des défauts dans la machine asynchrone à cage d'écureuil, par la technique de l'analyse spectrale.

Dans le premier chapitre nous avons présenté la constitution du moteur asynchrone à cage d'écureuil, le principe de fonctionnement, les différents défauts leurs causes et leurs effets puis nous avons abordé les méthodes de diagnostic.

Le deuxième chapitre a été consacré à la réalisation pratique de la carte d'acquisition. Nous avons fait une étude théorique pour chaque partie de la carte d'acquisition et après on a passé à la réalisation pratique on a trouvé plusieurs difficultés concernant le choix des composants de qualité, des composants normalisés.

Dans le troisième chapitre nous avons abordé des essais expérimentaux sur moteur asynchrone triphasé et monophasé. Nous avons effectué des essais à vide et en charge pour les cas moteurs sains et en présence des défauts. Nous avons fait des essais sur le déséquilibre de la tension d'alimentation et sur la cassure d'une barre rotorique puis avec deux barres rotoriques.

Notre projet basé beaucoup plus sur le traitement de signal mais malheureusement notre laboratoire universitaire crée plusieurs difficultés à cause de réseau d'alimentation polluée et ainsi les laboratoires n'ont pas bien isolés.

Nous avons rencontré un problème très important qui limite notre étude sur le diagnostic, on a rencontré l'absence des moteurs triphasés destinés vers les essais de diagnostic, on a trouvé que le matériel pédagogique.

La réalisation de notre carte d'acquisition nous a permis de mettre en évidence la procédure de diagnostic des défauts. L'analyse spectrale du courant statorique montre la présence des harmoniques supplémentaires dans le cas des cassures des barres rotoriques et l'augmentation de l'amplitude à la fréquence caractéristique 150 Hz dans le cas déséquilibre de tension d'alimentation.

En perspective les futurs étudiants peuvent avancer notre travail en abordant les points suivants le diagnostic des défauts par alimentation du moteur avec un variateur de vitesse.

Faire des essais sur des moteurs avec d'autres défauts tels que les défauts mécaniques et en particulier celui des roulements.

---

## References

- [1] B.L. Theraja, A.K. Theraja .A Textbook of Electrical Technology: Vol 2. AC and DC Machines, S.Chand&company Ltd, Newdelhi
- [2] Gilbert Sybille .Théodore Wildi, 2005, Électrotechnique, De Boeck, page. 524-551.
- [3] E. Gaucheron, 2004, Cahier technique n° 207, Les moteurs électriques, Schneider Electric.
- [4] Austin H. Bonnett, Fellow, Root Cause AC Motor Failure Analysis with a Focus on Shaft Failures, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. 36, NO. 5, SEPTEMBER/OCTOBER 2000
- [5] Frédéric de Coulon, « Théorie et traitement des signaux », vol VI , Presses polytechniques et universitaires romandes , page 277.
- [6] Manson H. Hayes, « Digital signal processing », SCHAUM'S OUTLINE SERIES , McGraw-Hill Book Companie, page 101-102.
- [7] Francis Cotet ; Aide-Mémoire traitement du signal 3° Edition, DUNOD, page 179.
- [8] <https://store.arduino.cc/usa/arduino-due>
- [9] NEMA MG-1: Motors and Generators, 2009, National Electrical Manufacturers Association, Part 14, P 11.
- [10] Messaoudi and Sbita, Multiple Faults Diagnosis in Induction Motor Using the MCSA Method, International Journal of Signal and Image Processing (Vol.1-2010/Iss.3), page. 190-195
- [11] Khmais Bacha, Samira Ben Salem, Abdelkader Chaari, An improved combination of Hilbert and Park transforms for fault detection and identification in three-phase induction
- [12] Roland CALVAS, 2001, Cahier technique n° 141, Les perturbations électriques en BT, Schneider Electric
- [13] Yuefeng Liao, Thomas A. Lipo , “Effect of saturation third harmonic on the performance of squirrel-cage induction machines” Electric Machines & Power Systems, vol. 22, no2, page. 155-171, 1994
- [14] J.S.HSU (Htsui), S.P.Liou, ,B..T.Lin, W. F. Weldon, LOSSES INFLUENCED BY TEWD-HARMONICFLUX ININDUCTIONMOTORS

## Annexe

### Annexe A

#### Les plaques signalétiques des Moteurs Utilisés



Figure A- 1: la plaque signalétique de MAS DE LORENZO

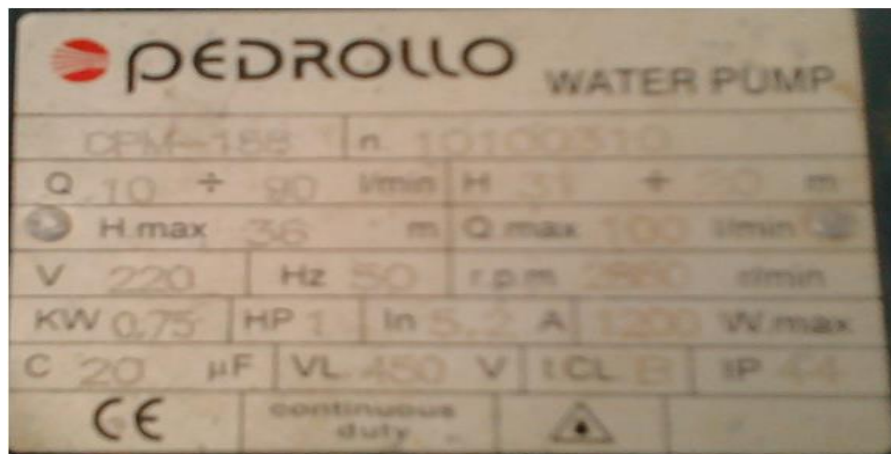


Figure A- 2:la plaque signalétiques de la pompe utilisé



Figure A- 3:la plaque signalétique de la génératrice

---

## Rhéostat

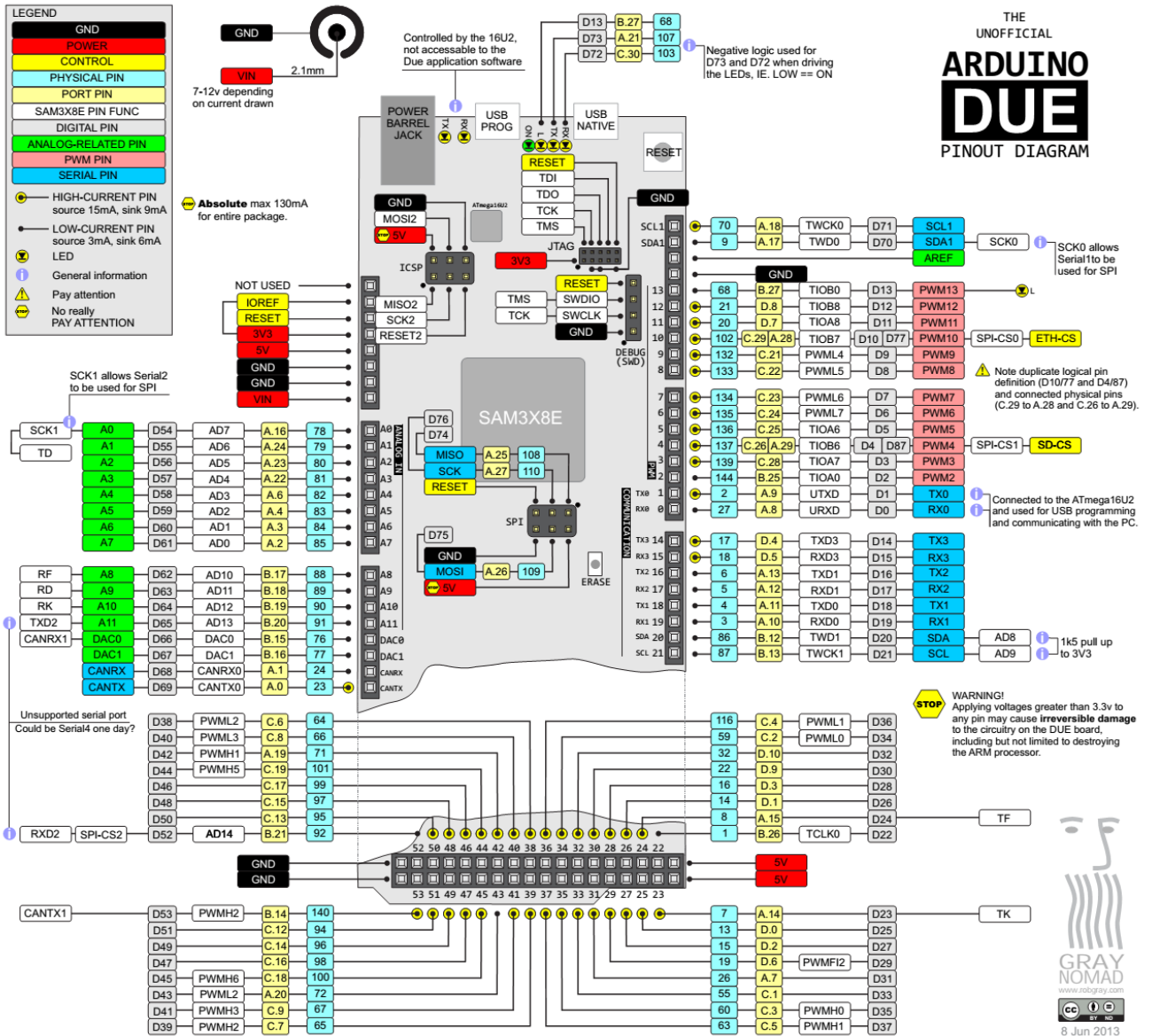


Figure A- 4: Rhéostat



Figure A- 5: Matrice des Lampes utilisé comme une charge

# Annexe B



### 43.7.2 ADC Mode Register

**Name:** ADC\_MR  
**Address:** 0x400C0004  
**Access:** Read-write

31	30	29	28	27	26	25	24
USEQ	–	TRANSFER		TRACKTIM			
23	22	21	20	19	18	17	16
ANACH	–	SETTLING		STARTUP			
15	14	13	12	11	10	9	8
PRESCAL							
7	6	5	4	3	2	1	0
FREERUN	FWUP	SLEEP	LOWRES	TRGSEL		TRGEN	

This register can only be written if the WPEN bit is cleared in “ADC Write Protect Mode Register” on page 1353.

#### • TRGEN: Trigger Enable

Value	Name	Description
0	DIS	Hardware triggers are disabled. Starting a conversion is only possible by software.
1	EN	Hardware trigger selected by TRGSEL field is enabled.

#### • TRGSEL: Trigger Selection

Value	Name	Description
0	ADC_TRIG0	External : ADCTRG
1	ADC_TRIG1	TIOA Output of the Timer Counter Channel 0
2	ADC_TRIG2	TIOA Output of the Timer Counter Channel 1
3	ADC_TRIG3	TIOA Output of the Timer Counter Channel 2
4	ADC_TRIG4	PWM Event Line 0
5	ADC_TRIG5	PWM Event Line 0
6	ADC_TRIG6	Reserved
7	–	Reserved

#### • LOWRES: Resolution

Value	Name	Description
0	BITS_12	12-bit resolution
1	BITS_10	10-bit resolution

#### • SLEEP: Sleep Mode

Value	Name	Description
0	NORMAL	Normal Mode: The ADC Core and reference voltage circuitry are kept ON between conversions
1	SLEEP	Sleep Mode: The ADC Core and reference voltage circuitry are OFF between conversions

- **FWUP: Fast Wake Up**

Value	Name	Description
0	OFF	Normal Sleep Mode: The sleep mode is defined by the SLEEP bit
1	ON	Fast Wake Up Sleep Mode: The Voltage reference is ON between conversions and ADC Core is OFF

- **FREERUN: Free Run Mode**

Value	Name	Description
0	OFF	Normal Mode
1	ON	Free Run Mode: Never wait for any trigger.

- **PRESCAL: Prescaler Rate Selection**

$$ADCClock = MCK / ((PRESCAL+1) * 2)$$

- **STARTUP: Start Up Time**

Value	Name	Description
0	SUT0	0 periods of ADCClock
1	SUT8	8 periods of ADCClock
2	SUT16	16 periods of ADCClock
3	SUT24	24 periods of ADCClock
4	SUT64	64 periods of ADCClock
5	SUT80	80 periods of ADCClock
6	SUT96	96 periods of ADCClock
7	SUT112	112 periods of ADCClock
8	SUT512	512 periods of ADCClock
9	SUT576	576 periods of ADCClock
10	SUT640	640 periods of ADCClock
11	SUT704	704 periods of ADCClock
12	SUT768	768 periods of ADCClock
13	SUT832	832 periods of ADCClock
14	SUT896	896 periods of ADCClock
15	SUT960	960 periods of ADCClock

- **SETTLING: Analog Settling Time**

Value	Name	Description
0	AST3	3 periods of ADCClock
1	AST5	5 periods of ADCClock
2	AST9	9 periods of ADCClock
3	AST17	17 periods of ADCClock

- **ANACH: Analog Change**

Value	Name	Description
0	NONE	No analog change on channel switching: DIFF0, GAIN0 and OFF0 are used for all channels
1	ALLOWED	Allows different analog settings for each channel. See ADC_CGR and ADC_COR Registers

- **TRACKTIM: Tracking Time**

Tracking Time = (TRACKTIM + 1) \* ADCClock periods.

- **TRANSFER: Transfer Period**

Transfer Period = (TRANSFER \* 2 + 3) ADCClock periods.

- **USEQ: Use Sequence Enable**

Value	Name	Description
0	NUM_ORDER	Normal Mode: The controller converts channels in a simple numeric order.
1	REG_ORDER	User Sequence Mode: The sequence respects what is defined in ADC_SEQR1 and ADC_SEQR2 registers.

### 43.7.5 ADC Channel Enable Register

**Name:** ADC\_CHER

**Address:** 0x400C0010

**Access:** Write-only

31	30	29	28	27	26	25	24
–	–	–	–	–	–	–	–
23	22	21	20	19	18	17	16
–	–	–	–	–	–	–	–
15	14	13	12	11	10	9	8
CH15	CH14	CH13	CH12	CH11	CH10	CH9	CH8
7	6	5	4	3	2	1	0
CH7	CH6	CH5	CH4	CH3	CH2	CH1	CH0

This register can only be written if the WPEN bit is cleared in ["ADC Write Protect Mode Register"](#) on page 1353.

- **CHx: Channel x Enable**

0 = No effect.

1 = Enables the corresponding channel.

Note: if USEQ = 1 in ADC\_MR register, CHx corresponds to the xth channel of the sequence described in ADC\_SEQR1 and ADC\_SEQR2.

### 43.7.12 ADC Interrupt Status Register

**Name:** ADC\_ISR

**Address:** 0x400C0030

**Access:** Read-only

31	30	29	28	27	26	25	24
-	-	-	RXBUFF	ENDRX	COMPE	GOVRE	DRDY
23	22	21	20	19	18	17	16
-	-	-	-	-	-	-	-
15	14	13	12	11	10	9	8
EOC15	EOC14	EOC13	EOC12	EOC11	EOC10	EOC9	EOC8
7	6	5	4	3	2	1	0
EOC7	EOC6	EOC5	EOC4	EOC3	EOC2	EOC1	EOC0

- **EOCx: End of Conversion x**

0 = Corresponding analog channel is disabled, or the conversion is not finished. This flag is cleared when reading the corresponding ADC\_CDRx registers.

1 = Corresponding analog channel is enabled and conversion is complete.

- **DRDY: Data Ready**

0 = No data has been converted since the last read of ADC\_LCDR.

1 = At least one data has been converted and is available in ADC\_LCDR.

- **GOVRE: General Overrun Error**

0 = No General Overrun Error occurred since the last read of ADC\_ISR.

1 = At least one General Overrun Error has occurred since the last read of ADC\_ISR.

- **COMPE: Comparison Error**

0 = No Comparison Error since the last read of ADC\_ISR.

1 = At least one Comparison Error has occurred since the last read of ADC\_ISR.

- **ENDRX: End of RX Buffer**

0 = The Receive Counter Register has not reached 0 since the last write in ADC\_RCR or ADC\_RNCR.

1 = The Receive Counter Register has reached 0 since the last write in ADC\_RCR or ADC\_RNCR.

- **RXBUFF: RX Buffer Full**

0 = ADC\_RCR or ADC\_RNCR have a value other than 0.

1 = Both ADC\_RCR and ADC\_RNCR have a value of 0.

### 43.7.16 ADC Channel Gain Register

**Name:** ADC\_CGR

**Address:** 0x400C0048

**Access:** Read-write

31	30	29	28	27	26	25	24
GAIN15		GAIN14		GAIN13		GAIN12	
23	22	21	20	19	18	17	16
GAIN11		GAIN10		GAIN9		GAIN8	
15	14	13	12	11	10	9	8
GAIN7		GAIN6		GAIN5		GAIN4	
7	6	5	4	3	2	1	0
GAIN3		GAIN2		GAIN1		GAIN0	

This register can only be written if the WPEN bit is cleared in "ADC Write Protect Mode Register" on page 1353.

- **GAINx: Gain for channel x**

Gain applied on input of analog-to-digital converter.

GAINx		Gain applied when DIFFx = 0	Gain applied when DIFFx = 1
0	0	1	0.5
0	1	1	1
1	0	2	2
1	1	4	2

The DIFFx mentioned in this table is described in the following register, ADC\_COR.

#### 43.7.18 ADC Channel Data Register

**Name:** ADC\_CDRx [x=0..15]

**Address:** 0x400C0050

**Access:** Read-only

31	30	29	28	27	26	25	24
-	-	-	-	-	-	-	-
23	22	21	20	19	18	17	16
-	-	-	-	-	-	-	-
15	14	13	12	11	10	9	8
-	-	-	-	DATA			
7	6	5	4	3	2	1	0
DATA							

- **DATA: Converted Data**

The analog-to-digital conversion data is placed into this register at the end of a conversion and remains until a new conversion is completed. The Convert Data Register (CDR) is only loaded if the corresponding analog channel is enabled.

## 45.7 12-bit ADC Characteristics

Table 45-29. Analog Power Supply Characteristics

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
$V_{DDIN}$	ADC Analog Supply	12-bit or 10-bit resolution	2.4	3.0	3.6	V
		10-bit resolution	2.0		3.6	V
$V_{rip(max)}$	Max. Voltage Ripple	RMS value, 10 kHz to 20 MHz			20	mV
$I_{VDDIN}$	Current Consumption	Sleep Mode		0.1	1	$\mu$ A
		Fast Wake Up Mode		1.8	2.6	mA
		Normal Mode (ADC_ACR.IBCTL = 00) <sup>(1)</sup>		4.7	7.1	mA
		Normal Mode (ADC_ACR.IBCTL = 01) <sup>(2)</sup>		6	9	mA

Notes: 1. Use ADC\_ACR.IBCTL = 00 for sampling frequency below 500 kHz.  
2. Use ADC\_ACR.IBCTL = 01 for sampling frequency between 500 kHz and 1 MHz.

Table 45-30. Channel Conversion Time and ADC Clock

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
$f_{ADC}$	ADC Clock Frequency		1		22	MHz
$t_{CP\_ADC}$	ADC Clock Period		50		1000	ns
$f_s$	Sampling Frequency		0.05		1	MHz
$t_{START}$	ADC Startup time	From OFF Mode to Normal Mode: - Voltage Reference OFF - Analog Circuitry OFF	20	30	40	$\mu$ s
		From Standby Mode to Normal Mode: - Voltage Reference ON - Analog Circuitry OFF	4	8	12	
$t_{TRACK}$	Track and Hold Time	See Section 45.7.2.1 "Track and Hold Time versus Source Output Impedance" for more details	160			ns
$t_{CONV}$	Conversion Time			20		$t_{CP\_ADC}$
$t_s$	Settling time to change offset and gain		200			ns

Table 45-31. External Voltage Reference Input

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
ADVREF Input Voltage Range, 12-bit	$2.4V < V_{DDIN} < 3.6V$	2.4		$V_{DDIN}$	V
ADVREF Input Voltage Range, 10-bit	$2.0V < V_{DDIN} < 3.6V$	2.0		$V_{DDIN}$	V
ADVREF Current				250	$\mu$ A
ADVREF Input DC impedance			14		k $\Omega$

Interface pour le traitement:

