

Liste des figures.	-
52 -	
Liste des tableaux	-
52 -	
Résumé.....	-
52 -	
Introduction générale.....	-
52 -	

Chapitre 01 : Théorie et concept généraux de la photopléthysmographie

1.1 La loi de Beer	1
1.1.1 Transmission et absorption de la lumière.....	2
1.1.2 Les différents absorbeurs	2
1.1.3 Coefficient d'extinction d'hémoglobine.....	2
1.2 L'hémoglobine fonctionnelle.....	2
1.3 Hémoglobine dysfonctionnelle.....	3
1.3.1 Méthémoglobine	3
1.3.2 Carboxyhémoglobine.....	3
1.3.3 Sulfhémoglobine et carboxysulhemoglobine.....	4
1.4 Le spectre d'absorption d'hémoglobine.....	4
1.5 La photopléthysmographie.....	5
1.5.1 Origine de la photopléthysmographie.....	5
1.5.2 Critères pour le choix de la longueur d'onde.....	6
1.5.3 Absorbance des solutions à hémoglobine.....	6
1.5.4 La pulsation du sang.....	8
1.6 Validation de loi de Beer dans la photopléthysmographie.....	9
1.7 Diffusion de lumière.....	10
1.7.1 L'absorption de lumière dans le sang	10
1.7.2 Modèles d'absorption de lumière.....	11
1.7.3 La théorie de Twersky pour la diffusion multiple	11
1.7.4 Comparaison des différents modèles	11
1.8 Limitations et morbidité.....	11
1.8.1 Limitations techniques.....	12
1.8.1.1 Les artefacts mécaniques.....	12
1.8.1.2 L'interférence électromagnétique.....	13
1.8.2 Les limitations dangereuses de la photopléthysmographie.....	14
1.8.3 Limitations physiologiques.....	15
1.9 Le temps de transit (PTT Pulse transit time).....	16
1.9 La vitesse de l'onde de pouls (PWV Pulse wave velocity).....	17
1.10 Conclusion	18

Chapitre 02 : Étude et conception du système développé

2.1 Le capteur ou sonde.....	21
2.1. A La source lumineuse.....	21

2.1.A.1 Description, matériaux, et opération.....	21
2.1.A.2 Considérations de la bande passante.....	22
2.1.A.3 Caractéristiques des Diodes électroluminescentes	22
2.1.B Les photodétecteurs.....	26
2.1.B.1 Les dispositifs de photodétection	26
2.1.B.2 Les cellules photo-électriques.....	27
2.1. B.3 Les photodiodes.....	27
2.1. B.4 Les phototransistors.....	30
2.1. B.5 Capteur a circuit intégré (Ic)	30
2.1.C Les sondes	30
2.1.C.1 Sondes de transmittance	31
2.1.C.2 Sondes de réflexion	32
2.1.C.3 Avantages et inconvénients des sondes de réflexion par rapport aux sondes de transmission.....	34
2.1.C.4 La sonde IRM	34
2.1.C.5 Sondes réutilisables	35
2.1.C.6 Sondes jetables.....	36
2.1.C.7 Sources d’erreurs (sonde et placement)	36
2.2 Monitoring de la photodiode avec un amplificateur opérationnelle	37
2.2.1 Le convertisseur courant tension	37
2.2.2 La bande passante.....	40
2.3 Interface de communication avec le PC	41
2.3.1 Le port série.....	41
2.3.2 Communications asynchrones et synchrones.....	43
2.3.3 Le protocole RS-232.....	43
2.3.4 Universal Serial Bus (USB)	44
2.4 Conclusion	45

Chapitre 03 : Etude et réalisation pratique du système.

3.1 La mise en forme du signal	48
3.1.1 Le circuit émetteur	48
3.1.2 Le photodétecteur	49
3.1.3 Le filtrage	50
3.2 Circuit d’acquisition du signal	51
3.2.1 Module d’USB Plug and Play pour développement d’application série	52
3.2.2 Etude du microcontrôleur PIC16f88	54
3.2.2.1 Description	54
3.2.2.2 Mémoire.....	55
3.2.2.3 Les registres internes	56
3.2.2.10 Le convertisseur ADC	65
3.2.2.11 Le TIMER 0	68
3.2.2.12 Le TIMER 1	69
3.2.2.13 Le TIMER 2	69
3.2.3 L’assemblage final	69

3.3 Conclusion	70
-----------------------------	-----------

Chapitre 04: Acquisition des données et résultats.

4.1 Mesure des signaux PPG	71
4.2 Description du logiciel développé	72
4.2.1 Programme d'acquisition à travers le PIC 16F88	72
4.3 Interface d'acquisition	79
4.4 L'interface générale	85
4.5 Comment compiler un programme MATLAB	87
4.6 Programme de traitement du signal	89
4.7 Résultat final	92
4.8 Conclusion	93
Conclusion Générale	94
Annexes.....	95
Bibliographie.....	129

Liste des figures.

Figure 1.1 : La loi de Beer-Lambert	1
Figure 1.2 Coefficients extinction des quatre espèces les plus communes d'hémoglobine.....	4
Figure 1.3 : Effet des mécanismes de réflexes sur le débit sanguin cutané	6
Figure 1.4 : Changements de l'absorption de la lumière	7
Figure 1.5 : la lumière absorbée et transmise dans le tissu vivant.	8
Figure 1.6 : La loi de Beer dans la photopléthysmographie.....	9
Figure 1.7 : spectre électromagnétique.....	13
Figure 1.8 : Les résultats de décompression de Young et al.....	16
Figure 1.9 : Exemple d'un système portable disponible dans le commerce.....	17
Figure 2.1 : schéma bloc général d'un photopléthysmographe.....	19
Figure 2.2 : Schéma bloc du système réalisé.....	20
Figure 2.3 : Le mécanisme d'émission de la lumière d'une LED.....	22
Figure 2.4 : La caractéristique courant-tension pour une LED 660 nanomètre.....	23
Figure 2.5 : Le courant maximal direct en fonction de la température.....	25
Figure 2.6 : La jonction P-N d'une photodiode.....	28
Figure 2.7 : Un modèle simplifié de circuit équivalent de la photodiode.....	28
Figure 2.8 : Le courant on fonction de la tension pour une photodiode.	29
Figure 2.9 : réponse spectrale d'une.....	29
Figure 2.10 : sonde réalisé par le principe de transmittance.....	31
Figure 2.11 : Sonde de réflectivité.....	32
Figure 2.12 : Effet de séparation de LED/photodiode	33
Figure 2.13 : Effet de la séparation de LED/photodiode.....	33
Figure 2.14 : Sonde de photopléthysmographe compatible à l'IRM	34
Figure 2.15 :type sonde réutilisable de bride (ou agrafe).....	35
Figure 2.16 : sonde réutilisable avec les sondes adhésives jetables.....	35
Figure 2.17 : sonde réutilisable de réflectivité.....	35
Figure 2.18 : sonde jetable.....	36
Figure 2.19 : le shunt optique.....	36
Figure 2.20 : La sortie de la photodiode	37
Figure 2.21 : Modalisation de la capacité de la diode.....	39
Figure 3.1 : Schéma électrique du système réalisé.....	47
Figure 3.2 : la tension relative en fonction de la longueur d'onde.....	48
Figure 3.3 : schéma générale du TSL 250.....	49
Figure 3.4 : vue de sortie du TSL 250.....	49
Figure 3.5 : tension de sortie en fonction d'irradiance.....	49
Figure 3.6 : la réponse spectrale de la photodiode.....	49
Figure 3.7 : Cellule passe-bas du second ordre de Sallen-Key.....	50
Figure 3.8 : Le schéma électrique de la carte d'acquisition.....	51

Figure 3.9 : Vue général et le brochage de l'USBMOD3.....	52
Figure 3.10 : Schéma électrique du module USBMODE3.....	53
Figure 3.11 : Adaptation du module USBMOD3 avec l'interface série RS232.....	54
Figure 3.12 : Organisation de la mémoire registres	55
Figure 3.13 : Brochage du PIC 16F88, organisation de la mémoire programme.....	55
Figure 3.14 : La construction des 10bits de résultats.....	67
Figure 4.1 : Algorithme d'acquisition pour le microcontrôleur PIC 16F88.....	73
Figure 4.2 : Vue générale de l'interface d'acquisition.....	85
Figure4.3 : Le signal photopléthysmogramme bru.....	90
Figure4.4 : Le spectre du signal photopléthysmogramme.....	91
Figure4.5 : Le signal photopléthysmogramme filtré.....	91
Figure4.6 : La détection des pic et des valleys chaine 01.	91
Figure4.7 : La détection des pics et des valleys chaine 02.....	91
Figure 4.8 : sujet 1.....	92
Figure 4.9 : sujet 2.....	92
Figure 4.10 : sujet 3.....	92
Photo 4.1 : Signal à la sortie du capteur.....	71
Photo 4.2 : Signal à la sortie du filtre DC.	71
Photo 4.3 : Signal à la sortie de l'amplificateur.....	72
Photo 4.4 : Signal à la sortie du filtre AC.	72
Photo 4.5 : Signal à la sortie du convertisseur bipolaire unipolaire.....	72

Liste des tableaux

Tableau 1-1 : Table des coefficients d'extinction d'hémoglobine	7
Tableau 3-1 : Les pré-diviseurs du Timer et du Watch-dog.....	57
Tableau 3-2 : Les valeurs du pré diviseur de l'horloge.....	58
Tableau 3-3 : Valeurs de N pour diverses vitesses avec un Quartz de 8 MHz et 20 MHz	62
Tableau 3-4 : Temps de conversion T_{AD} en fonction du Quartz et des bits du Clock select.....	66
Tableau 3-5 : Le choix de la ligne de conversion	67
Tableau 3-6 : La configuration de la tension de référence.....	68
Tableau 4.1 :sujet1.....	93
Tableau 4.2 :sujet2.....	93
Tableau 4.3 :sujet3.....	93

Introduction Générale

L'organisation mondiale de la santé a rapporté en 2005 que les maladies cardio-vasculaires étaient la cause majeure du décès dans le monde, avec une statistique approximative 30% de tous les décès ^[1A].

Les statistiques proportionnelles à l'âge prouvent que la cause principale des décès entre les âges de 15 à 59 était HIV/SIDA, suivi des maladies cardiaques et de la tuberculose ischémique ^[1B]. Au de-là de 59 ans, les causes principales des décès étaient les maladies cardiaques ischémiques suivie des maladies vasculo-cérébrales ^[1B]. Ces données marquent l'importance de diagnostiquer et de traiter les maladies athérosclérotiques.

Un des facteurs les plus importants contribuant à l'augmentation des maladies athérosclérotiques est l'âge. Pour les dernières dizaines d'années, l'espérance de vie a augmenté approximativement de 20 ans, de 46.5 ans en 1950-1955 à 65.2 ans en 2002, cette tendance est observée dans les pays développés et en voie de développement ^[2]. Un autre facteur qui contribue avec l'athérosclérose, c'est le diabète, qui augmente globalement à un taux inquiétant. La fédération internationale du diabète (IDF) prévoit la prédominance du diabète avec une augmentation de 5.1% (194 millions de personnes dans le monde entier) en 2003 à 6.3% (333 millions) en 2025 ^[1C].

La détection d'une athérosclérose asymptomatique chez les sujets à risque cardiovasculaire pourrait aider à identifier les personnes les plus susceptibles de développer une maladie clinique. Les progrès techniques accomplis dans l'exploration du cœur et des vaisseaux permettent de diagnostiquer de façon non invasive différents types de lésions associées à une athérosclérose infra-clinique. La détection précoce des deux composantes de l'athérosclérose, l'athérome et la sclérose, constitue les principales lésions vasculaires et représente une nouvelle stratégie de prévention des maladies cardiovasculaires.

Cependant, la vitesse de l'onde de pouls offre une autre méthodologie pour l'évaluation non vulnérante de l'élasticité de la paroi artérielle, simple et utilisée de manière exhaustive pendant les dernières années. La détermination de la vitesse de l'onde de pouls permet aussi l'évaluation de la compliance artérielle et peut fournir, quand elle est mesurée au niveau de l'aorte, une estimation globale de la charge athérosclérotique.

La vitesse de l'onde de pouls est significativement altérée au cours du vieillissement, de l'hypertension artérielle, du diabète et de l'athérosclérose. Les changements de la vitesse de l'onde de pouls au cours de ces différents états pathologiques sont une conséquence des altérations géométriques (épaisseur, rayon de l'artère) et structurales de la paroi artérielle. La désintégration des fibres d'élastine suite à l'augmentation de la contrainte pariétale, la désorganisation du collagène, l'hypertrophie du muscle lisse et le dépôt de calcium dans la media produisent une augmentation de la rigidité des artères et, par conséquent, une diminution de la compliance artérielle et une augmentation de la vitesse de l'onde de pouls. Cependant, pour interpréter une élévation de la vitesse d'onde de pouls comme un phénomène de sclérose artérielle, il est nécessaire de corriger ce paramètre de l'influence de deux paramètres, l'âge et la pression artérielle. En effet, le vieillissement et/ou l'élévation de la pression artérielle élèvent la vitesse d'onde de pouls indépendamment de toute athérosclérose associée.

L'utilisation des méthodologies des mesures simultanées permet de s'affranchir de l'influence de la pression sur la diminution de la compliance artérielle et de mesurer une rigidité artérielle entre deux individus au même niveau de pression (compliance isobarique).

Récemment, une étude d'épidémiologie clinique sur l'élasticité artérielle a été effectuée en France ^[2A]. Cette étude concernait une population de 429 adultes apparemment saines où l'association entre l'élasticité aortique et les facteurs de risque cardiovasculaires a été déterminée. La vitesse de transmission de l'onde de pouls était fortement liée à la pression artérielle et plus faiblement (mais significativement) à l'âge, la fréquence cardiaque, aux lipoprotéines, la glycémie, la surface corporelle, l'hématocrite, le nombre de leucocytes et aux antécédents familiaux de diabète. En revanche, une absence de corrélation existait entre la vitesse de l'onde de pouls et le HDL-cholestérol, l'apoprotéine A1, le fibrinogène, le tabagisme, la ménopause et des antécédents familiaux d'hypertension artérielle et d'infarctus du myocarde. Après ajustement à la pression artérielle systolique, la vitesse de l'onde de pouls reste significativement corrélée à la fréquence cardiaque, aux leucocytes, à la glycémie et antécédents de diabète. Une analyse de régression multiple montrait que la pression artérielle systolique et, dans une moindre extension, la fréquence cardiaque, le nombre de leucocytes et des antécédents de diabète sont tous des déterminants indépendants de la vitesse de l'onde de pouls et donc de la composante sclérotique de l'athérosclérose ^[2A].

Plusieurs études ont montré des altérations des propriétés élastiques des artères (augmentation de la vitesse de l'onde de pouls, diminution de la compliance artérielle) chez le sujet diabétique ^[2B]. Une étude récente démontre que des altérations intrinsèques des parois des grosses artères étaient similaires chez les sujets diabétiques et hypertendus ^[3A]. La perte de compliance artérielle était liée à l'élévation chronique de la pression artérielle chez l'hypertendu et au niveau de la glycémie chez le diabétique ^[3A].

L'influence du cholestérol sur la vitesse de l'onde de pouls n'est pas bien élucidée.

La vitesse de l'onde de pouls a été aussi utilisée pour évaluer l'influence de l'hypercholestérolémie dans une population de sujets hypertendus ^[3A]. Une élévation de la vitesse de l'onde de pouls a été observée chez les sujets hypertendus hypercholestérolémiques comparés avec une population d'hypertendus normocholestérolémiques. De plus, dans l'hypertension avec cholestérol élevé, la rigidité artérielle augmentait sans modification de la rigidité artérielle avec l'âge. Ce résultat inattendu était la conséquence d'une association positive entre la vitesse de l'onde de pouls et le HDL-cholestérol.

En conclusion, la détermination de la vitesse de l'onde de pouls pourrait optimiser la détection précoce d'athérosclérose chez des sujets à haut risque cardiovasculaire.

Les outils conventionnels et non invasifs pour évaluer l'athérosclérose ont été développés récemment et sont actuellement en service ^[4]. Parmi ces outils la vitesse de l'onde de pouls (VOP ou encore pulse wave velocity PWV), qui est un index clinique de la rigidité aortique. La PWV mesure la vitesse d'une vague d'onde artérielle entre deux emplacements donnés. Elle est déterminée par l'élasticité et l'épaisseur de mur artériel. Les niveaux de PWV changent avec l'âge, le sexe, et augmente avec les maladies athérosclérotiques et les facteurs de risque cardiovasculaire ^[6].

L'utilisation du PWV a suscité une attention croissante comme méthode non invasive pour mesurer les dommages vasculaires ^[7].

La première utilisation du PWV a été rapportée en 1922 dans une étude examinant la corrélation entre l'âge et la rigidité artérielle ^[5]. A l'époque, les techniques pour mesurer la PWV étaient compliquées et non appropriées pour faire des diagnostics. Toutefois et à partir des années 60, de nouvelles techniques ont été développées pour évaluer la vitesse de l'onde de pouls et la pression, permettant ainsi un meilleur diagnostic.

Au commencement, le PWV carotide-fémoral (cfPWV) a été identifié pour son utilité comme marqueur des dommages vasculaires. Son utilité diagnostic a été confirmée dans plusieurs études [8].

Cependant, cette méthode a été prouvée impraticable dans le diagnostique clinique, car les examens cliniques nécessitaient le dishabillement des patients, rendant ainsi cet examen lourd à faire.

Pour s'adapter à la demande des mesures sur la rigidité artérielle dans le domaine clinique, un système automatique pour mesurer la brachiale-cheville PWV (baPWV) a été développée et commercialisée au Japon en 1999.

La fiabilité et la validité du baPWV contre le cfPWV a été confirmée. Les résultats des mesures de cfPWV et de baPWV ne sont pas équivalents parce que le baPWV reflète la sclérose des artères élastiques centrales et des artères musculaires périphériques, alors que le cfPWV reflète seulement la sclérose des artères centrales. Cependant, une corrélation élevée entre les deux a été rapportée.

Dans ce travail on s'intéresse au développement d'un système permettant de mesurer le PWV. En fait, nous discutons l'étude et la conception d'un tel système pour évaluer et quantifier ce paramètre en exploitant la mesure du temps de transit de l'onde de pouls entre deux sites de mesure d'onde de pouls à partir d'un photopléthysmographe PPG.

La Photopléthysmographie (PPG) est une méthode non invasive pour étudier les pulsations du sang par la détection et l'analyse temporelle du rayonnement optique rétrodiffusé ou transmis du tissu. La dynamique de pompage et de transport de sang peut être surveillée aux différents endroits de corps humain : bout du doigt, lobe de l'oreille, front, avant-bras, etc. avec des sondes de contact optoélectronique relativement simples. Ainsi et dans le but de mesurer le temps de transit, le dispositif conçu utilise un double canal. Ce dispositif PPG comporte deux sondes optiques (appliquées simultanément pendant les mesures), un circuit de mise en forme, un circuit d'acquisition et un ordinateur avec un logiciel particulièrement conçu pour fournir l'affichage en temps réel, le traitement et le stockage des signaux PPG qui sont enregistrés simultanément de chaque canal.

Chaque sonde de contact optoélectronique émet des ondes optiques dans les tissus de la peau et détecte le rayonnement transmis à travers ce tissu.

Pour mieux comprendre le fonctionnement du système ainsi réalisé, le manuscrit est présenté en chapitres.

En chapitre 01 et en vue d'expliquer la technique de la photopléthysmographie autour de laquelle le dispositif est conçu, les principes physiques sur lesquels cette technique repose sont décrites. Une explication détaillée est donnée sur les interactions lumière-tissu, lumière-sang.

Cette étape est suivie en chapitre 02 par une étude illustrée du schéma bloc des circuits électroniques et optoélectroniques pour réaliser le photopléthysmographe en vue de mesurer le PWV.

En chapitre 03 on décrit la réalisation pratique et les critères de choix des composants et méthodes de détections, ainsi qu'une étude détaillée du système d'acquisition basé sur un microcontrôleur et la communication USB est présentée. Le chapitre 04 s'intéresse à l'évaluation pratique du dispositif réalisé. À travers cette évaluation, différentes mesures sur le circuit électronique sont réalisées ; ainsi qu'une description détaillée des logiciels développés est discutée. Le manuscrit est terminé par une conclusion générale et des perspectives.

Chapitre 01 : Théorie et concept généraux de la photopléthysmographie

Ce chapitre décrit le contexte théorique pour la mesure de l'absorbance de lumière dans le tissu biologique en tant qu'élément de base pour la détermination de saturation en oxygène et la courbe pléthysmographique. La loi de Beer-Lambert et le développement d'un modèle théorique d'une courbe d'étalonnage pour mesurer l'absorbance de la lumière est expliquée. La loi de Beer est utilisée avec précision pour déterminer la concentration en oxygène de l'hémoglobine des solutions, mais ne s'applique pas à tout le sang à cause de la dispersion des effets. Néanmoins, ce modèle permet de développer une compréhension de l'absorbance de la lumière qui passe dans le tissu vivant. La normalisation des signaux mesurés et les courbes de calibration sont expliqués après une introduction du modèle théorique. La dernière partie du chapitre décrit les approches mathématiques pour intégrer la diffusion de la lumière dans des modèles et de décrire ses effets qualitativement et quantitativement.

1.1 La loi de Beer :

La loi de Beer (également dénommée Beer-Lambert ou la loi de Bouguer) décrit l'atténuation de la lumière à travers un milieu de transmission uniforme contenant une substance absorbante. Si la lumière monochromatique d'une intensité I_0 irradie le milieu, une partie de cette lumière est transmise par le substrat tandis qu'une autre partie est absorbée. L'intensité I de la lumière qui traverse le substrat diminue exponentiellement avec la distance selon l'équation 1.1 ci-dessus :

$$I = I_0 e^{-\varepsilon(\lambda)cd} \dots\dots\dots (1.1)$$

Où $\varepsilon(\lambda)$, est le coefficient d'extinction de l'absorption d'une substance à une longueur d'onde (λ), c : la concentration de la substance dont l'absorption est constante dans le milieu, et d : la longueur du chemin optique à travers le support (voir équation 1.1). La concentration c est mesurée en mmol L^{-1} et le coefficient d'extinction est exprimé en $\text{L mmol}^{-1}\text{cm}^{-1}$. La loi de Beer est fondée sur la propriété que la somme de la lumière transmise et absorbée égale la lumière incidente. Elle ne tient pas compte des processus physiques qui comprennent la réflexion de la lumière à la surface ou dans le tissu ou la dispersion de la lumière dans le substrat. la figure 1.1 ci dessous décrit la loi du Beer-Lambert. En effet la lumière incidente d'intensité I_0 parcourt la distance (d) à partir d'une source de lumière sans être absorbée dans l'air. L'intensité lumineuse diminue exponentiellement avec la distance dans le milieu absorbant. L'intensité de la lumière transmise I est déterminée par la loi de Beer. Elle reste constante après la sortie du milieu de longueur d du chemin optique. Elle peut être mesurée par un photodétecteur.

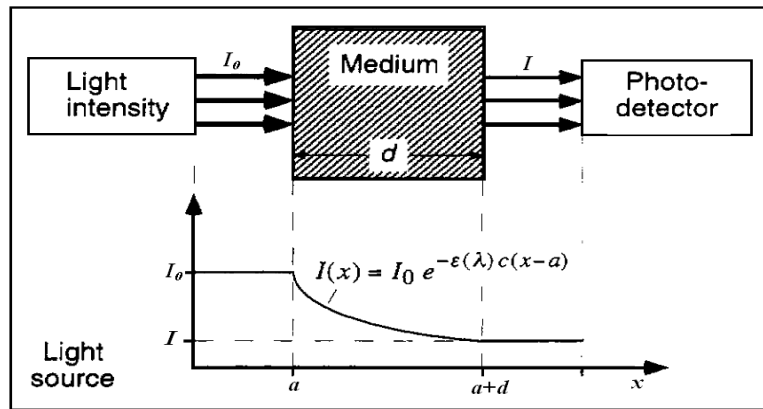


Figure 1.1 : La loi de Beer-Lambert

1.1.1 Transmission et absorption de la lumière :

La transmittance : T de la lumière qui traverse un milieu avec une substance absorbante est définie comme le rapport de la transmission de la lumière de I à la lumière incidente I_0 (voir équation 1.2).

$$T = \frac{I}{I_0} = e^{-\epsilon(\lambda)cd} \dots\dots\dots (1.2)$$

Le facteur d'absorbance : A de ce processus est défini comme étant le logarithme naturel négatif de la transmission de la lumière (voir équation 1.3)

$$A = -\ln T = \epsilon(\lambda)cd \dots\dots\dots (1.3)$$

L'absorbance est parfois considérée comme la densité optique d'un milieu.

1.1.2 Les différents absorbeurs :

La loi de Beer est valable même s'il y a plus qu'une substance qui absorbe la lumière dans le milieu. Chaque absorbeur contribue par sa part à l'absorption totale. La représentation mathématique de ce système d'absorbeurs est une superposition des différents processus d'absorption. Au total, l'absorbance A_t de la lumière dans un milieu à n substrats est la somme des n absorbances indépendantes.^[9] (voir équation 1.4)

$$A_t = \epsilon_1(\lambda)c_1d_1 + \epsilon_2(\lambda)c_2d_2 + \dots + \epsilon_n(\lambda)c_nd_n = \sum_{i=1}^n \epsilon_i(\lambda)c_id_i \dots\dots\dots (1.4)$$

Où $\epsilon_i(\lambda)$ et c_i représentent respectivement les différents coefficients d'extinctions et les différentes concentrations de la substance. Les d_i représentent les différentes longueurs du chemin optique à travers la substance.

Par conséquent, la loi de Beer nous permet de déterminer les concentrations de n substances inconnu dans un milieu homogène, si l'absorption de la lumière est mesurée à différentes longueurs d'onde et les n coefficients d'extinction de ces substances sont connus.

1.1.3 Coefficient d'extinction d'hémoglobine :

L'hémoglobine est le principal absorbeur de lumière dans le sang humain à des longueurs d'onde utilisées dans les systèmes de mesure. Les caractéristiques d'absorption de l'hémoglobine change en fonction des changements chimiques et la longueur d'onde de la lumière incidente. Bien que

l'hémoglobine oxygénée et l'hémoglobine réduite sont les substrats les plus absorbants de lumières dans le sang humain, elles ne représentent pas les deux seules espèces d'hémoglobine dans le sang humain. L'hémoglobine peut se combiner avec d'autres substances comme le monoxyde de carbone ou le sulfure d'hydrogène, qui provoque le changement de couleur.

1.2 L'hémoglobine fonctionnelle :

L'hémoglobine se combine avec les molécules de l'oxygène au niveau des capillaires pulmonaires puis traverse les capillaires systémiques pour rendre son objectif métabolique. L'hémoglobine qui est en mesure de se lier réversiblement avec les molécules d'oxygène est appelée hémoglobine fonctionnelle.

Lorsque l'hémoglobine est complètement saturée avec l'oxygène (à quatre molécules d'oxygène), elle est appelée oxyhémoglobine (HbO₂). Si elle n'est pas complètement saturée avec de l'oxygène, elle est appelée hémoglobine réduite (Hb). L'oxyhémoglobine et l'hémoglobine réduite sont appelées hémoglobines fonctionnelles.

La grande partie d'hémoglobines dans un individu est fonctionnelle. La saturation en oxygène fonctionnelle (SaO₂) est mesurée en pourcentage et déterminée par la concentration de l'hémoglobine oxygénée (H_{bO₂}) par rapport à la somme totale de l'hémoglobine (Hb). Une autre façon de définir ce rapport est d'utiliser la concentration de l'hémoglobine oxygénée (C_{HbO₂}) et le réduit (C_{Hb}) ^[9] (voir équation 1.5)

$$S_aO_2 = \frac{HbO_2}{Hb + HbO_2} \times 100\% = \frac{C_{HbO_2}}{C_{Hb} + C_{HbO_2}} \times 100\% \dots \dots \dots (1.5)$$

1.3 Hémoglobine dysfonctionnelle :

L'hémoglobine dysfonctionnelle (ou dyshémoglobine) ne peut pas transporter de l'oxygène vers les tissus. Elle est soit incapable d'être réversible à l'oxygène ou soit incapable de libérer l'oxygène recombinaison avec l'hémoglobine. Les quatre dyshémoglobines les plus communes sont la méthémoglobine (MetHb), la carboxyhémoglobine (COHb), sulfhémoglobine, et le carboxysulfhémoglobine.

1.3.1 Méthémoglobine :

C'est une hémoglobine oxygénée. Elle est le résultat de l'oxydation du fer humique libre (Fe²⁺) au lieu de la relation réversible de l'oxygène au substrat dans l'hémoglobine.



Un système enzymatique (y compris le cytochrome b5) est responsable de la réduction de la méthémoglobine dans les globules rouges par le maintien de l'hémoglobine en état réduit (Fe²⁺). L'oxyde de l'hémoglobine n'est pas capable de fixer l'oxygène ou de modifier la liaison de l'oxygène avec le fer humique. Par conséquent, la méthémoglobine a une grande influence sur la fonctionnalité de l'hémoglobine. Dans les cas physiologiques normaux la quantité de la méthémoglobine reste en dessous de 0,6% du total de l'hémoglobine et cette concentration varie à un taux de 2 à 3% au cours de la journée. Le spectre d'absorption de méthémoglobine est fortement dépendant du pH. ^[10]

1.3.2 Carboxyhémoglobine :

Carboxyhémoglobine est formée lorsque l'hémoglobine se combine avec le monoxyde de carbone (CO). L'atome de carbone, du monoxyde de carbone est lié à l'atome de fer hémique. L'affinité de l'hémoglobine avec le monoxyde de carbone est environ 210 fois plus grande que celle de l'oxygène. Par conséquent, la présence d'un niveau élevé de monoxyde de carbone permettra de réduire la quantité de l'hémoglobine oxygénée de manière significative. Le niveau de carboxyhémoglobine dans le sang varie avec les habitudes et le cadre de vie de l'individu. Fumeurs, le travail dans les garages, le trafic des tunnels, les mines, etc. augmente la quantité de CO dans le sang. Pour un non-fumeur, le niveau de COHb est habituellement inférieur à 2%, mais cette valeur varie avec l'environnement local. ^[11]

1.3.3 Sulfhémoglobine et carboxysulfhémoglobine :

La réaction d'oxyhémoglobine avec le sulfure d'hydrogène produit la sulfhémoglobine. Les réactions chimiques sont complexes, même si le spectre d'absorbance de la sulfhémoglobine est connu.

L'affinité de l'oxygène avec le fer hémique dans la sulfhémoglobine est 100 fois plus faible que l'affinité de l'oxygène de l'hémoglobine non modifiée ^[10]. Cette réaction chimique est irréversible ^[12]. Carboxysulfhémoglobine résulte d'une réaction de sulfhémoglobine avec du monoxyde de carbone. Les concentrations de sulfhémoglobine et carboxysulfhémoglobine dans le sang humain généralement ne sont pas significatives.

1.4 Le spectre d'absorption d'hémoglobine :

La composition chimique des différentes espèces d'hémoglobine modifie leurs propriétés d'absorption, comme le montre la Figure 1.2. L'absorbance de la lumière dans la région rouge du spectre est beaucoup plus élevée pour l'hémoglobine réduite que pour l'oxyhémoglobine. Les coefficients d'extinction des deux espèces d'hémoglobine sont égaux au point isosbestic (à 805 nm). L'hémoglobine réduite est plus transparente à la lumière infrarouge que l'oxyhémoglobine. Le coefficient d'extinction de la carboxyhémoglobine est environ le même que celui d'oxyhémoglobine à la longueur d'onde de 660 nm cependant la carboxyhémoglobine est presque transparente dans la région infrarouge.

La Méthémoglobine absorbe plus de lumière rouge et son coefficient d'extinction est plus élevé que celui d'oxyhémoglobine dans la région infrarouge.

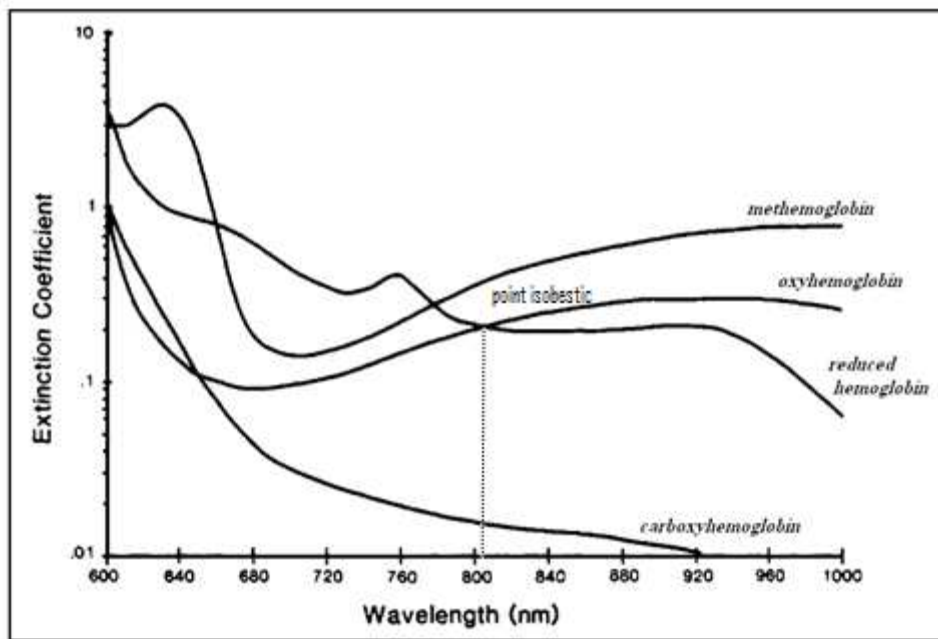


Figure 1.2 Coefficients extinction des quatre espèces les plus communes d'hémoglobine : oxyhémoglobine, l'hémoglobine réduite, la carboxyhémoglobine, et méthémoglobine à des longueurs d'onde d'intérêt d'étude ^[9]

1.5 La photopléthysmographie :

La photopléthysmographie est une méthode optique qui permet de relever le signal pléthysmogramme PPG. Le PPG est souvent obtenu par l'utilisation d'un oxymètre de pouls qui mesure les changements d'absorption de la lumière dans des vaisseaux sanguins ^[13]. Ce signal traduit les variations de volume d'un organe ou d'un vaisseau sanguin.

1.5.1 Origine de la photopléthysmographie :

Le tracé photopléthysmographique découle de la modification de l'atténuation de la lumière, par l'énergie transmise ou réfléchiée par les tissus sur lesquels la lumière a été appliquée.

La Photopléthysmographie montre une corrélation très étroite entre la composante pulsatile de l'écoulement du sang dans le doigt et le changement de l'absorption de lumière ^[14]. Il est possible de séparer les deux composantes principales de la forme d'onde du pléthysmogramme (à savoir, le flux artériel et le flux veineux) ^[15]. Dans ce cas, alors on peut extraire des informations non-invasives sur la fonction cardiaque, le système vasculaire et le flux sanguin ^[16].

Cependant quand la sonde est attachée au bout du doigt ou le lobe de l'oreille, les pulsations sont détectées presque exclusivement à partir du lit capillaire cutané ^[17]. Le facteur qui règle la circulation sanguine de la peau aura un effet profond sur le photopléthysmogramme. La compréhension de ces facteurs indique que les informations contenues dans le pléthysmogramme est d'une grande importance. Comme cela était précisé précédemment, le photopléthysmogramme résulte de l'effet d'absorption de lumière à travers les lits capillaires. Différentes sources peuvent causer cette variation, on peut citer :

- Changements dans la quantité de sang au voisinage de la sonde
- orientation d'érythrocyte ou l'hématie (du grec erythro : rouge et cyte : cellule)

- concentration d'érythrocyte
- formation des rouleaux érythrocyte
- la vitesse locale du sang
- la distance qui sépare la source de lumière du détecteur
- le flux artériel et veineux

Le montant total du flux sanguin dans la peau chez les hommes varient de **20 ml / min** dans le froid jusqu'à **8 L / min** dans un endroit chaud ^[18]. La raison en est que la fonction principale des vaisseaux sanguins cutané est la thermorégulation. Autres mécanismes de réflexes ont également un effet sur le débit sanguin cutané (Figure 1.3). Ils comprennent des barorécepteurs (un récepteur présent dans la couche de tissu élastique des vaisseaux sanguins. Ils sont sensibles à la pression artérielle), Chimiorécepteurs, les deux médiations humorale systémique et locale, et le centre du cerveau. Et le médicament peut aussi agir directement sur les vaisseaux sanguins ou par l'intermédiaire des voies de reflexe.

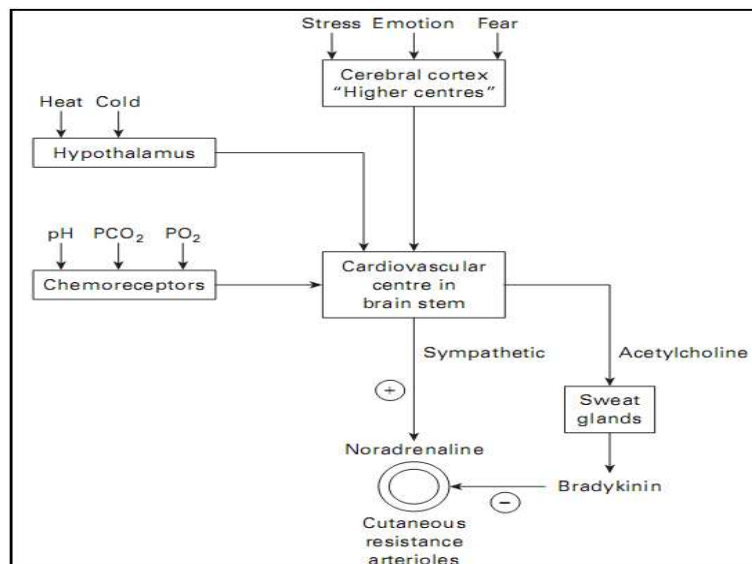


Figure 1.3 : Effet des mécanismes de réflexes sur le débit sanguin cutané ^[13]

1.5.2 Critères pour le choix de la longueur d'onde :

Différentes raisons contribuent au choix le plus courant pour les longueurs d'onde utilisées dans la photoplethysmographie. En effet les pigmentations rouges de la peau absorbent une grande quantité de lumière à des longueurs d'onde plus courte que 600 nm, mais la mesure de l'absorbance de lumière dans cette gamme n'est pas souhaitable.

La grande différence dans les coefficients d'extinction de l'hémoglobine oxygénée et aussi l'hémoglobine réduite conduit à un changement de l'absorbance de la lumière de manière significative, même si la saturation en oxygène change légèrement. Un bon choix alors pour une longueur d'onde dans le rouge est 660 nm compte tenu de la différence importante dans les coefficients d'extinction.

Une autre question peut être posée pour le choix de longueur d'onde celle relative à la planéité des spectres d'absorption comme cela est illustrée sur la figure 1.2 .Donc le choix de la longueur

d'onde pic est à prendre en considération de la LED qui se traduira par un pourcentage d'erreur. Les spectres d'absorption de l'hémoglobine oxygénée et l'hémoglobine réduite sont relativement stables à 660 et 940 nm ^[19]. Mannheim et al ont montré que les capteurs fabriqués avec 735 et 890 nm permettent de lire avec plus de précision les faibles saturations, alors que 660 nm et 990 permettent de lire avec plus de précision les hautes saturations ^[20].

1.5.3 Absorbance des solutions à hémoglobine :

Les différentes espèces de l'hémoglobine sont les principaux absorbeurs de lumière dans le sang artériel et veineux. La plupart d'hémoglobine dans le sang humain est soit oxygénée ou réduite ce qui permet de déterminer la fonction de saturation en oxygène de SO₂ (équation 1.7). Les concentrations d'hémoglobine oxygénée (C_{HbO₂}) et l'hémoglobine réduite de (C_{Hb}) peuvent être exprimées en fonction de SO₂ et les concentrations du C_{HbO₂} et C_{Hb} ^[9]. (Équation 1.7 et 1.8)

$$C_{HbO_2} = S_{O_2}(C_{HbO_2} + C_{Hb}) \dots\dots\dots (1.7)$$

$$C_{Hb} = (1 - S_{O_2})(C_{HbO_2} + C_{Hb}) \dots\dots\dots (1.8)$$

Conformément à la loi de Beer-Lambert et comme cela était cité précédemment équation (1.4) l'absorbance total At d'une solution (qui ne contient que l'hémoglobine oxygénée et réduite) est donnée par.

$$At = \epsilon_{HbO_2}(\lambda)c_{HbO_2}d_{HbO_2} + \epsilon_{Hb}(\lambda)c_{Hb}d_{Hb} \dots\dots\dots (1.9)$$

En supposant que la longueur du chemin optique d est la même pour l'hémoglobine oxygénée (dHbO₂) et l'hémoglobine réduite (dHb) et en utilisant les équations (1.7) et (1.8), l'absorbance totale At est alors exprimée en fonction de la concentration de l'hémoglobine, de la saturation en oxygène fonctionnel, les coefficients d'extinction de l'hémoglobine, et la longueur du chemin optique.

$$At = [\epsilon_{HbO_2}(\lambda)S_{O_2} + \epsilon_{Hb}(\lambda)(1 - S_{O_2})](C_{HbO_2} + C_{Hb})d \dots\dots\dots(1.10)$$

Les valeurs des coefficients d'extinction de l'hémoglobine réduite (εHb) et l'hémoglobine oxygénée (εHbO₂) chez l'adulte, à deux longueurs d'onde les plus couramment utilisés dans l'oxymétrie de pouls (660 nm et 920 nm) ont été mesurées par (1991) (voir tableau 1-1)^[21].

Longueur d'onde	Coefficient d'extinction L mmol ⁻¹ cm ⁻¹	
	Hb	HbO ₂
660	0.81	0.08
940	0.18	0.29

Tableau 1-1: Table des coefficients d'extinction d'hémoglobine réduit et de l'hémoglobine oxygénée pour un adulte à la longueur d'onde de 660 nm et 940 nm.

La figure 1.4 ci-dessous représente les caractéristiques d'absorption de la lumière d'un échantillon avec une concentration fixe de l'hémoglobine fonctionnelle (CHbO₂ +CHb) de 1 mmol-L, la longueur du trajet optique d est fixée à 1 cm et une saturation d'oxygène variable. Les deux lignes dans la figure 1.4 représentent les propriétés de ces deux longueurs d'onde les plus couramment utilisés en pléthysmographie (660 nm et 940 nm). L'absorbance de la lumière à une longueur d'onde de 940 nm augmente avec l'augmentation de la saturation en oxygène. À 660 nm l'absorbance de la lumière diminue rapidement avec l'augmentation de la saturation en oxygène fonctionnel ^[22].

Il est possible de déterminer la concentration de l'hémoglobine dans une solution d'hémoglobine ou dans le sang par l'utilisation d'un appareil tel qu'un spectrophotomètre.

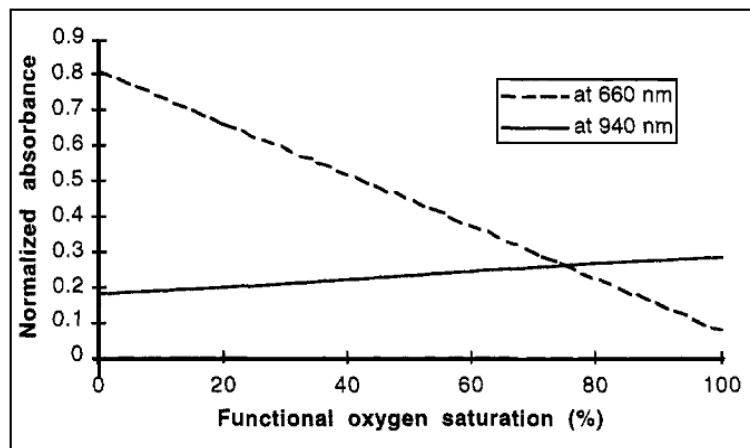


Figure 1.4 : Changements de l'absorption de la lumière des solutions de l'hémoglobine en fonction de la saturation en oxygène fonctionnelle pour les longueurs d'onde utilisées dans la photoplethysmographie. 660 nm (ligne pointillée), 940 nm (ligne pleine).

1.5.4 La pulsation du sang :

La lumière qui traverse les tissus biologiques (par exemple, le doigt ou lobe de l'oreille) est absorbée par les différentes substances absorbantes. Les premiers absorbeurs de lumière dans la région d'intérêt sont les pigmentations de la peau, les os et le sang artériel et veineux. Au lieu de faire les mesures sur le sang *in vitro* avec un échantillon de sang artériel et d'un spectrophotomètre, la photoplethysmographie sur le doigt utilise la pulsation artérielle. La Figure 1.5 illustre la quantité de lumière transmise et absorbée dans les tissus vivants en fonction du temps.

Les artères contiennent plus de sang pendant la systole que pendant la diastole, et donc, leur diamètre augmente à cause de l'augmentation de pression. Cet effet ne se produit que dans les artères et les artérioles, mais pas dans les veines. L'absorbance de la lumière dans les tissus augmente au cours de la systole principalement en raison de la plus grande quantité de substances (hémoglobine), et au fait que la longueur du chemin optique d dans les artères augmente. Cette alternance d'absorption nous permet de faire la différence entre l'absorbance à cause de sang veineux, d'une partie constante du sang artériel et d'autres composants non pulsatile, tels que les pigmentations de la peau (composante DC de l'absorption totale) et de l'absorption due à la composante pulsatile du sang artériel (composante AC). L'alternance de la lumière absorbée par le tissu vivant généralement ne dépasse pas 1% à 2% de la constante d'absorption de la composante DC.

L'intensité de la lumière passant à travers les tissus au cours de la diastole est élevée (I_H). Les absorbeurs qui sont présents pendant la diastole sont les éléments DC. Tous les composants DC on retire la composante artérielle non pulsatile sont représentés collectivement par $\epsilon_{DC}(\lambda)$, C_{DC} et d_{DC} le diamètre des vaisseaux artériels est minime (d_{min}), et donc l'absorption due à l'hémoglobine artérielle est minime et la quantité de la lumière transmise est élevée (I_H).

Elle est donnée par l'équation 1.11 ci dessous

$$I_H = I_0 e^{-\epsilon_{DC}(\lambda)c_{DC}d_{DC} + \epsilon_{Hb}(\lambda)c_{Hb}d_{Hb}} e^{-[\epsilon_{HbO_2}(\lambda)c_{HbO_2} + \epsilon_{Hb}(\lambda)c_{Hb}]d_{min}} \dots\dots\dots(1.11)$$

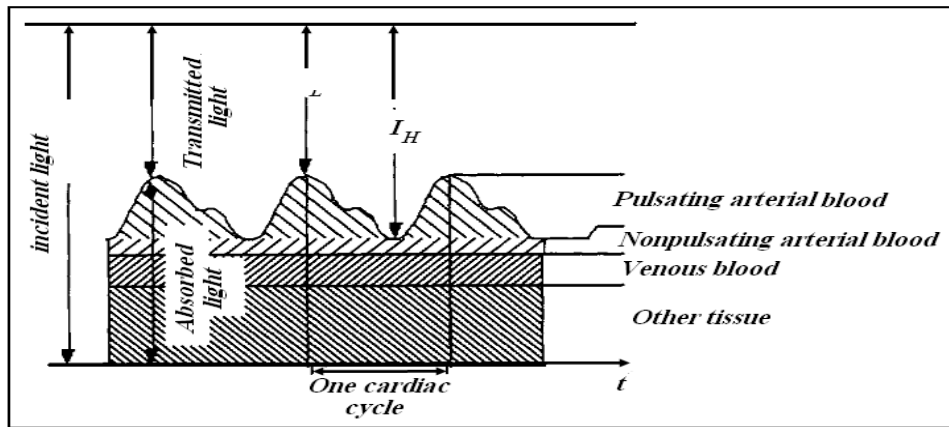


Figure 1.5 : la lumière absorbée et transmise dans le tissu vivant. Le montant de l'absorption de lumière correspond à la pulsation du sang artériel. Une quantité constante de la lumière est absorbée par la pigmentation de la peau, les os, d'autres tissus, le sang veineux et la partie non pulsatile du sang artériel. Plus le sang est présent dans les artères au cours de la systole, et plus la lumière est absorbée. L'intensité de la lumière transmise varie de I_H (maximum) à I_L (minimum) dans un délai d'un cycle cardiaque.

La longueur du chemin optique dans les artères augmente au cours de la systole jusqu'à d_{max} . Le montant de la lumière absorbée atteint un maximum et la lumière transmise atteint un minimum I_L , donné par l'équation 1.12 ci dessous

$$I_L = I_0 e^{-\varepsilon_{DC}(\lambda)c_{DC}d_{DC} + \varepsilon_{Hb}(\lambda)c_{Hb}d_{Hb}} e^{-[\varepsilon_{HbO_2}(\lambda)c_{HbO_2} + \varepsilon_{Hb}(\lambda)c_{Hb}]d_{max}} \dots\dots\dots(1.12)$$

L'intensité lumineuse I de la lumière qui arrive au photodétecteur est en fonction du diamètre d des artères et des artérioles. Au cours d'un cycle cardiaque, on a un changement de diamètre de d_{min} à d_{max} . En écrivant d sous la forme $d_{min} + \Delta d$ nous tirons l'expression suivante de la loi de Beer, où I est exprimée en fonction de I_H et Δd , une partie du diamètre change de 0 à $d_{max} - d_{min}$ avec le temps

$$I = I_H e^{-[\varepsilon_{HbO_2}(\lambda)c_{HbO_2} + \varepsilon_{Hb}(\lambda)c_{Hb}] \Delta d} \dots\dots\dots(1.13)$$

La Figure 1.6 illustre ces propriétés dans un modèle simplifié.

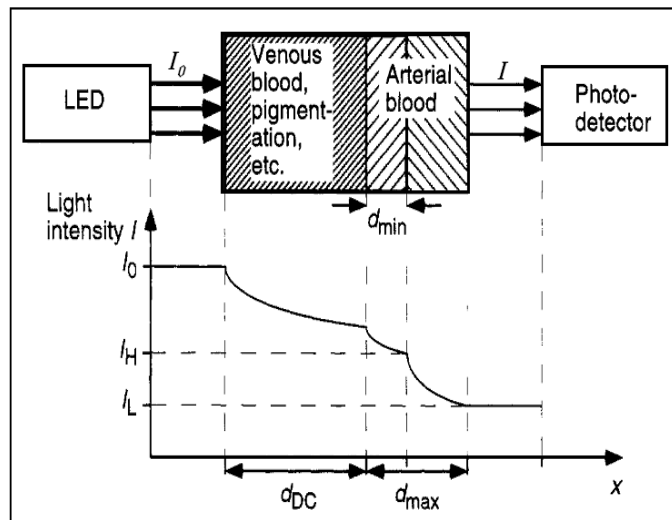


Figure 1.6 : La loi de Beer dans la photopléthysmographie.

1.6 Validation de loi de Beer dans la photopléthysmographie :

La lumière Incidente qui passe par le tissus humains n'est pas seulement divisée en lumière absorbée et transmise telle que proposée par la loi de Beer. Certaines parties de la lumière se reflètent et d'autres sont dispersées. La lumière réfléchie à la surface de la peau et la lumière absorbée par le tissu (on exclut la pulsation artérielle) sont surmontés en utilisant la forme d'onde Pléthysmographique. Toutefois, la surface de la peau, les tissus, les muscles, l'os, et en particulier le sang cause l'augmentation de l'absorption de la lumière. Le sang est un liquide non homogène, avec une absorption non linéaire de la lumière, par exemple, la concentration de l'hémoglobine change ^[11]. La variation d'absorbance en lumière n'est pas entièrement due à l'augmentation de la longueur du chemin optique au cours de la systole. Si le changement de diamètre, a été la seule raison, l'écart serait beaucoup moins.

La raison est un changement dans l'axe des globules rouges, qui change ainsi leur absorption. Les globules rouges ont la forme d'un disque biconcave. Leur diamètre est aligné parallèlement à la direction de l'écoulement du sang au cours de la diastole et s'aligne perpendiculairement à la direction de l'écoulement au cours de la systole. Par conséquent, la longueur du chemin optique est plus grande au cours de la systole et augmente l'absorbance de la lumière. Même la réflexion de la lumière change avec l'axe des globules rouges, ce qui est important pour l'utilisation des sondes de réflexion. En raison de ces propriétés, l'absorption et la réflectance du sang en mouvement varies dans le cycle cardiaque et avec la vitesse du flux sanguin ^[19].

1.7 Diffusion de lumière :

Les résultats des mesures avec la photopléthysmographie diffèrent des résultats de la théorie fondée sur la loi de Beer. Un phénomène physique appelé diffusion de la lumière augmente l'absorption de la lumière. Néanmoins, la photopléthysmographie est utilisée dans des cas commerciaux et cliniques à des circonstances différentes qui exigent un certain niveau de précision. Cela est dû au fait que la plupart des photopléthysmographes utilise une courbe d'étalonnage reposant sur des données empiriques. Plusieurs approches ont été faites pour créer des modèles qui décrivent le processus réel avec certaines limites de précision.

1.7.1 L'absorption de lumière dans le sang :

Malheureusement, la loi de Beer ne s'applique pas pour le sang total. L'absorbance de la lumière n'est pas simplement proportionnelle à la concentration de l'hémoglobine ou à la longueur du chemin optique. La loi de Beer n'assume aucune diffusion de la lumière, ce qui n'est pas vrai dans le sang, outre le fait que les LED n'émettent pas de lumière monochromatique. Shymada et Yoshida ont vérifié que l'influence de la diffusion multiple ne peut être surmontée en soustrayant de la DC comme cela était prévu ^[23]. Kramer et al a déclaré que l'absorption de lumière due à l'oxyhémoglobine et l'hémoglobine réduite est augmentée dans le sang par rapport au sang hémoglobine par des facteurs de l'ordre de cinq ^[23].

Les raisons de l'augmentation de l'absorbance sont principalement la diffusion et la diffusion multiple. La diffusion de la lumière provoque la déviation d'un faisceau lumineux de sa direction initiale. Elle se produit lorsque la lumière est réfractée par un objet d'une taille similaire à la longueur d'onde de la lumière et un changement dans l'indice de réfraction à l'interface de cet objet. Les longueurs d'onde de la lumière rouge et infrarouge ont le même ordre de grandeur que les dimensions géométriques de globules rouges (environ 7 µm de diamètre). La discontinuité de l'indice de réfraction à l'interface entre le plasma et la grande proportion des globules rouges qui augmente la diffusion moyenne de la lumière dans le sang. La lumière est dispersée une fois, elle sera dispersée probablement de nouveau par les cellules et donc c'est la diffusion multiple qui se produit ^[24]. La diffusion multiple augmente la longueur du chemin optique et donc une augmentation de l'absorbance.

L'intensité de la lumière diffusée par les tissus dépend de plusieurs facteurs tels que la concentration des globules rouges dans le sang, la taille, la forme, l'orientation et l'indice de réfraction de la dispersion des particules, l'épaisseur des tissus, et l'ouverture du cône du détecteur ^[25]. L'épaisseur du tissu, la distance entre la LED et la photodiode et la concentration de l'hémoglobine varient de patient à patient ainsi que la forme et l'orientation des globules rouges est irrégulière. Ainsi, il est difficile de développer un modèle physique qui peut être utilisé dans des circonstances différentes.

1.7.2 Modèles d'absorption de lumière:

Il serait très utile de trouver une relation entre les concentrations et le rapport normalisé d'absorbances de sang total au lieu de solutions pour l'hémoglobine. Un plan de diffusion théorique pour l'ensemble de sang pourrait remplacer les courbes de calibration empirique utilisée pour la lecture de la saturation. Quelques tentatives sont décrites ci-dessous.

1.7.3 La théorie de Twersky pour la diffusion multiple :

Twersky a développé une théorie d'analyse pour décrire la grande dispersion de la lumière, avec une faible réfraction et absorption des particules ^[26,27]. Il est basé sur la théorie des champs électromagnétiques avec l'utilisation de la moyenne statistiques pour développer la théorie de la dispersion et d'absorption valable pour une seule particule, pour trouver une formule valable pour la diffusion multiple ^[28].

L'absorption totale de sang peut être exprimée comme la somme de l'absorbance telle que décrite par la loi de Beer et un second terme représentant l'atténuation de la lumière due à la dispersion. Ces deux processus peuvent être traités comme des processus indépendants. L'intensité de la dispersion dépend de plusieurs variables. La théorie peut être adaptée pour un sujet, elle peut fournir des résultats précis, mais une fois les conditions physiologiques ont changé, la

recalibration est nécessaire. Hitachi, Ltd utilise l'approche Twersky dans l'un de leurs brevets aux États-Unis ^[9].

1.7.4 Comparaison des différents modèles :

Steinke et Sheperd ont comparé la théorie de Twersky pour la diffusion et l'équation de rayonnement de photons. Ils ont trouvé que l'équation originale de Twersky donne la meilleure solution pour les données mesurées ^[24]. Marbre et al ont fondé la théorie de la diffusion des photons à trois dimensions qui a été utile pour la modélisation des propriétés optiques des tissus. Toutefois, ils sont arrivés à la conclusion que cette théorie ne peut pas remplacer les études cliniques d'étalonnage. De Kock et Tarassenko ont également constaté que la théorie de Twersky à donner le meilleur ajustement aux données expérimentales. Ils ont comparé les résultats de ce modèle avec la théorie de diffusion des photons et la théorie de Kubelka-Munk ^[9].

1.8 Limitations et morbidité :

La réputation de la technique de la photopléthysmographie peut être maintenue seulement si ses limitations sont toujours considérées comme admissibles. Il y a des études qui ont montré qu'il y a une variabilité marquée dans l'avis des médecins comprenant, non seulement de la technique de la photopléthysmographie mais également la courbe de dissociation de l'oxygène ^[29].

Les limitations de la technologie photopléthysmographique actuellement disponible peuvent être classées par catégorie comme visibles ou dangereuses. Les limitations visibles sont celles où le dispositif ne peut pas indiquer une valeur correcte, cependant l'observateur peut constater qu'il ne fonctionne pas correctement. Les limitations dangereuses sont celles où le photopléthysmographe semble fonctionner normalement mais la valeur indiquée est incorrecte, de ce fait on peut avoir probablement une gestion incorrecte du patient ou à un sens faux du diagnostic et du traitement. Ces limitations peuvent être encore classées par catégorie si le problème est dû à une cause technique ou physiologique.

Quelques dysfonctionnements se classent dans plus d'une catégorie. Ces limitations qui sont considérées sûres ou visibles sont détectées si et seulement si le photopléthysmographe est branché à un oscilloscope-type affichage de pléthysmographe. L'utilisateur devrait se rendre compte particulièrement de certains exemples corrects pour dépanner ou calibrer le système.

Si le photopléthysmographe est employée pour les recherches physiologiques (plutôt que pour détecter l'hypoxie clinique), il est nécessaire de calibrer individuellement le photopléthysmographe dans les conditions de la recherche. ^[30,31]

On doit toujours se rappeler que les différents modèles du photopléthysmographe peuvent varier dans leur capacité d'indiquer des résultats variés dans des conditions non-idéales.

Trivedi et al ^[32] ont comparé cinq différents photopléthysmographes dans des conditions variables d'hypo perfusion, de mouvement de sonde, et d'exposition à l'interférence ambiante légère. Ils ont conclu qu'il y avait des différences significatives dans l'exactitude dans des conditions non-idéales, avec des taux d'échec approximativement de 5% à 50% selon le photopléthysmographe et la source d'interférence. Aucun photopléthysmographe n'était très performant dans toutes les conditions.

1.8.1 Limitations techniques :

1.8.1.1 Les artefacts mécaniques :

L'erreur de fonctionnement du photopléthysmographe peut être provoquée par perturbation mécanique entre la sonde et l'anatomie du patient. Comme le changement de l'absorption d'énergie du au cycle cardiaque est seulement 1-2% de toute l'absorption, des perturbations mécaniques très petites auront un effet primordial sur le signal. Elles seront très évidentes sur le tracé de pléthysmographe. La qualité et la complexité du logiciel et du microprocesseur détermine à quel point un photopléthysmographe peut extraire le signal de la pléthysmographie à partir d'interférence mécanique et physique. Les artefacts mécaniques sont généralement provoqués par les mouvements volontaires et involontaires du patient (tremblement, convulsions etc.). L'exactitude et la fiabilité du photopléthysmographe se voit moins fiable si ces artefacts sont rendus au cours de l'examen ^[33].

Langton et Hanning ^[34] ont mesuré l'effet des perturbations mécaniques. Ils ont utilisé l'équipement d'essai de vibration industriel, auquel ils ont attaché les sondes pléthysmographique à la main d'un sujet.

Dans certains cas tout le sujet a été relié au vibreur. Des fréquences ont été choisies pour simuler le tremblement et la vibration produite pendant le transport du patient. La vibration a interféré avec le fonctionnement du photopléthysmographe. Le temps pris pour détecter l'hypoxémie a été prolongé (c'est une forte anoxémie), dans certains cas indéfiniment. Il y avait également de fausses diminutions de SpO2 qui a souvent persisté jusqu'à ce que la fin de la vibration. Les sondes qui se sont comportées mieux dans ces conditions étaient ceux avec une doublure molle et des ressorts qui ont exercé la pression pour la vasodilatation du lit capillaire. La bonne exécution a été également associée au photopléthysmographe qui utilise la synchronisation électrocardiographique. L'exécution était plus faible avec le doigt le plus petit. La dernière génération des photopléthysmographes incluent le traitement numérique du signal avancé comme Masimo-SET, qui réduit le taux des artefacts mécaniques.

Barker et Shah ^[35] ont comparé deux photopléthysmographes de la première génération avec un photopléthysmographe du prototype Masimo-SET technologie et sous l'influence de la vibration mécanique de 3 hertz de la main avec les sondes placées. Ils ont constaté que la vibration a affecté de manière significative le fonctionnement du photopléthysmographe, en particulier étaient attachées pendant le mouvement. Le taux de rejection et le rapport signal sur bruit était sensiblement meilleur avec Masimo-SET technologie.

Dans l'environnement opérationnel, les sources d'interférence mécanique qui peuvent être négligées sont les stimulateurs périphériques des nerfs ou les stimulateurs du potentiel évoqué. Keidan et al ^[36] signalent que des erreurs peuvent être provoquées par ces dispositifs.

Le remplacement des photopléthysmographes existants par la dernière génération peut être trop cher. Une solution à mi-chemin peut être proposé par un algorithme d'ordinateur appelé le système d'annotation de mouvement, qui compare un signal d'ECG au signal pléthysmographique. ^[37]

Le problème des artefacts mécaniques semble beaucoup plus grand avec le photopléthysmographe à réflexion. ^[38]

1.8.1.2 L'interférence électromagnétique :

L'interférence électromagnétique inclut plusieurs sources d'interférence du spectre électromagnétique (la figure 1.7). Elle est produite par beaucoup de sources, la plupart du temps synthétiques, mais également elle peut être le résultat des événements atmosphériques et des bruits (*même les explosions nucléaires produisent une énorme impulsion électromagnétique*). L'interférence électromagnétique est couplée aux composantes électroniques par des moyens galvaniques, capacitifs, inductifs ou électromagnétiques, ou par le rayonnement direct (l'électricité statique).^[40]

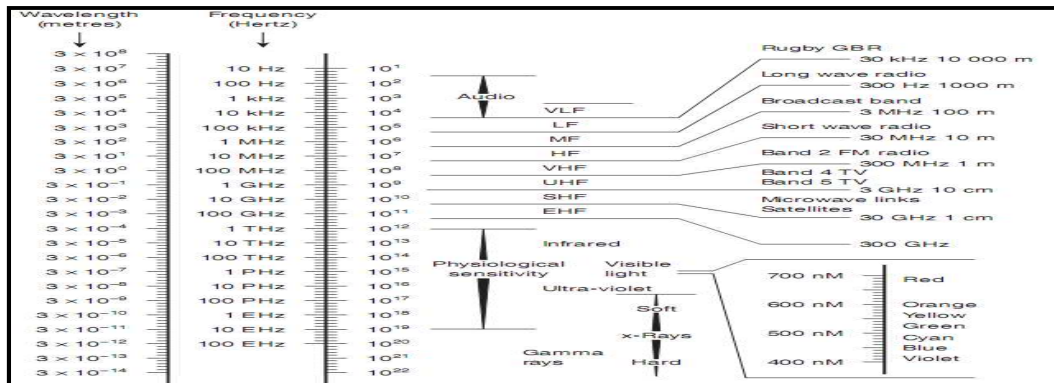


Figure 1.7: spectre électromagnétique. [39]

Généralement la complexité et la miniaturisation des pièces et du matériel électronique, à une grande relation à la susceptibilité avec l'interférence électromagnétique. Le photopléthysmographe contient beaucoup de circuits microélectroniques, donc il serait très sensible à l'interférence électromagnétique .mais il faut que sa conception doit avoir une importante compatibilité électromagnétique - ceci est maintenant exigé par la normalisation, particulièrement dans l'équipement sur lequel dépendent la vie humaine.

Dans le photopléthysmographe, la lumière visible interférera au système à moins que la sonde soit bien projetée pour éliminer ces effets.

Les effets de la lumière visible sont bien plus mauvais si la source lumineuse est pulsatile, même si la fréquence est aussi haute que 50 ou 60 hertz, qui n'est pas apparente à l'œil nu.

Ainsi les problèmes peuvent se poser avec l'éclairage fluorescent et les sondes mal conçues. [41,42]

En Amérique du Nord l'éclairage hospitalier est commun avec l'arc de xénon qui a un effet particulièrement grave sur le photopléthysmographe si on permet à cette énergie d'atteindre le détecteur photoélectrique. [43]

Cette interférence avance aux longueurs d'onde du proche infrarouge, et peut également inclure les longueurs d'onde utilisées pour la diathermie infrarouge. On rapporte qu'également des lampes de chauffage infrarouges effectuent l'exactitude du photopléthysmographe. [44]

La source la plus puissante d'interférence électromagnétique qui est susceptible d'être produite est l'unité chirurgicale de diathermie de radiofréquence, qui peut produire jusqu'à 400 W d'énergie de radiofréquence à des fréquences mélangées. Un signe de la compatibilité électromagnétique dans le hardware et le software du photopléthysmographe c'est à quel point il fait face à l'interférence électromagnétique généralement mais particulièrement à la radiofréquence généré par la diathermie chirurgicale.

1.8.2 Les limitations dangereuses de la photopléthysmographie:

Pour les limitations dangereuses, on peut citer le calibrage et la justesse qui va être traité dans les chapitres qui suivent. Les photopléthysmographes sont calibrés pour l'hémoglobine humaine d'un adulte (Hb) en employant des sujets d'expérience convenable à la norme.

Tous les photopléthysmographes deviennent ^[45,46] de plus en plus imprécis quand la saturation en oxygène est <75%.

L'effet de pénombre et les erreurs dus à l'implantation de la sonde sont une combinaison des problèmes techniques et physiologiques. L'effet de pénombre produit une lecture incorrecte quand la sonde pléthysmographique est mal positionnée. Ceci peut être dû à la distance entre les diodes électroluminescentes et les récepteurs, et par conséquent on peut le voir particulièrement avec des bébés et des enfants. L'effet de pénombre a été également trouvé pour des adultes, il peut être dû à différentes longueurs de trajet ou des veinules pulsatiles aux bouts des extrémités.

Kim et autres ^[47] ont suggéré que les veinules pulsatiles soient un résultat des anastomoses artériole-veineuses (communication entre une artère et une veine) qui peut être dans la circulation cutanée.

Le flux de sang cutané peut varier de 1 **ml/min/100 g** de peau à 150 **ml/min/100 g** en réponse aux thermorégulateurs et les sources de la vasodilatation. Les veinules cutanées peuvent être pulsatiles dû à la grande proximité aux anastomoses artérioveineuses ou des artérioles pulsatiles. Kelleher et Ruff ^[48] ont également spéculé que ces veinules pourraient contenir le sang désaturé des capillaires cutanés, et que les anastomoses artérioveineuses rendent ces veinules pulsatiles, ce qui rend la lecture des données inexacte. Ils ont également proposé que si la sonde est mal placée alors la majeure partie du signal est produite par le flux de sang cutané, avec la composante veineuse pulsatile.

Le positionnement de la sonde a été étudié par Barker et al ^[49], ils ont constaté que l'emplacement incorrect de la sonde peut erroné les résultats du photopléthysmographe.

La façon la plus efficace pour limiter les problèmes est la bonne conception de la sonde, et d'assurer également que la sonde soit visible au clinicien à tout moment.

Barker et al ^[49] ont également suggéré que l'observateur devrait maintenir un index élevé de soupçon, particulièrement s'il y a des changements rapides de la valeur de la saturation ou d'une anomalie entre la fréquence cardiaque indiquée et la fréquence du pouls. La position de la sonde devrait être régulièrement vérifiée, particulièrement si le patient ou l'équipement est déplacé.

1.8.3 Limitations physiologiques :

Le photopléthysmographe est un dispositif essentiel de sûreté, parce qu'un signal insatisfaisant de pléthysmographe cause l'erreur complète du dispositif à déterminer les paramètres vitaux. Un signal anormal de pléthysmographe causant l'échec de tout le système de mesure.

Les photopléthysmographes standard exigent un rythme régulier avec le taux et l'amplitude qui change lentement. Le Rapport AC/DC change légèrement de battement à battement. La dernière génération des photopléthysmographes incorpore des logiciels qui ont de plus grandes possibilités pour mesurer SpO₂ avec un rythme cardiaque variable et l'amplitude d'impulsion variable et irrégulière. Cependant, ces améliorations ont coûté cher. Falconer et Robinson ^[50] ont étudié les effets de la pression différentielle sur le pléthysmographe et ont constaté que presque tous les exemples ont donné des résultats similaires tant que la pression différentielle a dépassé 20 mmHg. Cependant, il y a une différence significative, dans la capacité et l'exactitude de la

lecture avec des occlusions d'artère brachiale qui ramené les pressions différentielles à 20 mmHg ou à moins.

D'autres substances de circulation anormales peuvent interférer avec le pléthysmogramme si elles absorbent des énergies par des quantités sensiblement différentes à chaque longueur d'onde. Les effets résiduels des colorants injectés comme des traceurs peuvent interférer l'exactitude du photopléthysmographe pendant quelques heures. ^[51]

Tout retard montré par un photopléthysmographe pour indiquer une nouvelle valeur des signaux vitaux qui dangereux. Le retard peut être physiologique - c.-à-d. le temps par exemple d'une réduction de la concentration en oxygène inspirée et la chute résultante dans la concentration de l'oxygène de l'hémoglobine passant par la sonde. Beaucoup de facteurs peuvent augmenter ce retard, y compris une diminution du taux ou de la profondeur de la respiration, ou la diminution du débit cardiaque. Les retards techniques sont un résultat de l'établissement d'une moyenne de signal. Ces retards peuvent être significatifs avec la basse amplitude ou les impulsions irrégulières.

La recherche la plus significative sur le temps de réponse des photopléthysmographe aux changements de la concentration en oxygène inspirée a été effectuée par Yong et al ²⁹ à l'institut de Royal Air Force de la médecine aéronautique. Une trentaine de photopléthysmographe de 10 fabricants avec un total de 26 sondes différentes ont été utilisées avec 11 sujets sains et non fumeurs. Les temps de réponse à une réduction de 10% de la saturation artérielle ont été mesurés avec une technique de décompression.

Les sondes d'oreille ont montré une réponse plus rapide que des sondes de doigt. Deux sur les 11 photopléthysmographes étaient sensiblement plus lents que les autres. Les temps de réponse ont été également mesurés pour une augmentation de saturation artérielle en changeant soudainement le gaz inspiré, toujours à une pression ambiante de 380 mmHg, de l'air en oxygène 100%. Encore les sondes d'oreille étaient plus rapides. Un résumé des résultats est montré sur la figure 1.8 Les auteurs ont conclu que pour l'indication la plus rapide du changement, les sondes d'oreille devraient être employées. ^[52]

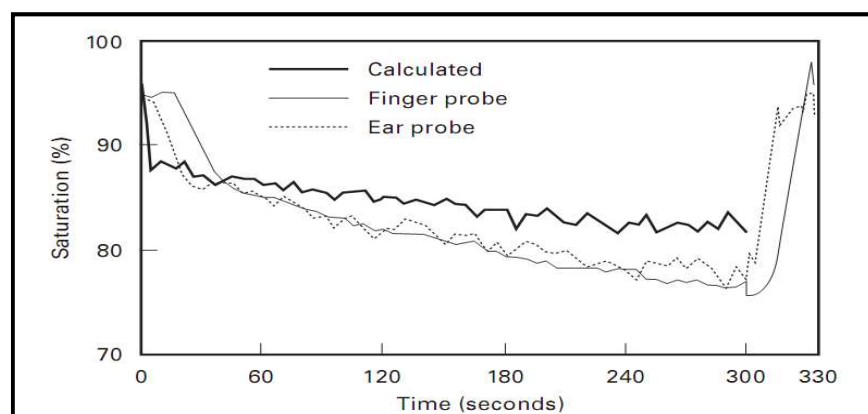


Figure 1.8: Les résultats de décompression de Young et al.

1.9 Le temps de transit (PTT Pulse transit time) :

Le temps de transit d'impulsion artérielle se rapporte au temps nécessaire pour qu'une onde d'impulsion voyage entre deux emplacements artériels. La vitesse à laquelle cette vague artérielle voyage est directement proportionnelle à la tension artérielle. Une élévation aiguë de la tension artérielle fait augmenter le son vasculaire et par conséquent une augmentation de la rigidité de la paroi artérielle entraînant une diminution du PTT. Réciproquement, quand la tension artérielle diminue, le son vasculaire diminue et le PTT augmente. Une équipe d'oxford a rapporté une comparaison entre les valeurs de PTT et la mesure non invasive de la tension artérielle ^[53]. Leurs résultats ont montrés que les PTT sont inversement proportionnelles à la tension artérielle. La valeur absolue de PTT ne peut pas être extrapolée en tant que valeurs absolues de tension artérielle à un moment indiqué, mais le PTT est capable de nous prévoir des changements de tension artérielle sur une courte période. Le PTT n'est pas en particulier corrélée avec les valeurs absolues de la tension artérielle à un moment donné, mais elles sont capables de prévoir des changements de tension artérielle sur une courte période. En effet, depuis les années 70 il a été employé dans un certain nombre de différents scénarios comme marqueur de remplacement non invasif des changements de la tension artérielle.

À l'origine les PTTs ont été mesurés en enregistrant l'intervalle de temps entre le passage de la vague artérielle d'impulsion à deux emplacements consécutifs. Plus récemment, pour la facilité de la mesure, les ondes R ou Q de l'électrocardiogramme a été employées comme point de départ car elle correspond approximativement à l'ouverture de la valve aortique.

L'évolution en technologie a permis l'évaluation précise de l'arrivée de la vague d'impulsion à un emplacement périphérique tel que le doigt en utilisant la photopléthysmographie. D'autres emplacements peuvent être utilisés pour la détection comme le lobe d'oreille, bien qu'ils soient moins commodes.

Par convention le point sur la forme d'onde d'impulsion de photopléthysmographie qui est 25% ou 50% (selon l'équipement utilisé) de la valeur maximum est pris pour indiquer l'arrivée de l'onde d'impulsion. Une nouvelle valeur de PTT est disponible avec chaque battement cardiaque,^[54] elle est mesurée en utilisant l'onde R de l'électrocardiogramme comme point de départ (compte tenu qu'elle est facilement identifiable).

Cependant le résultat présente une erreur compte tenu d'un petit retard entre l'occurrence de l'onde R et l'ouverture de la valve aortique (temps isométrique de contraction). Ainsi les PTTs « mesurées » incluent cet intervalle avec le temps pris pour que l'impulsion voyage de la valve aortique à la périphérie (le vraies PTTs).

Le temps isométrique de contraction lui-même est influencé par les paramètres qui affectent les PTTs telles que la tension artérielle et le volume d'éjection ventriculaire.

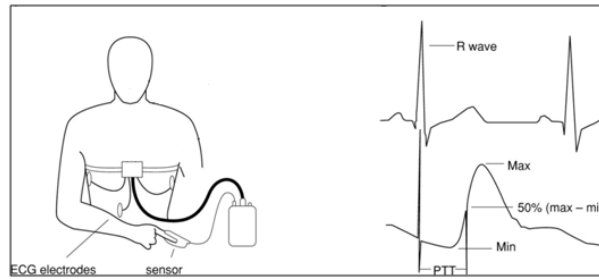


Figure 1.9 : Exemple d'un système portable disponible dans le commerce, le RM50 (DeVilbiss, France) ^[80].

1.9 La vitesse de l'onde de pouls (PWV Pulse wave velocity) :

PWV décrit à quelle vitesse une impulsion artérielle voyage d'un point à l'autre dans le corps humain. La PWV est linéairement proportionnel au PTT, sachant que le PTT représente le temps nécessaire pour qu'une onde d'impulsion voyage entre deux emplacements artériels espacés par une distance de distance L. En supposant un flux laminaire du sang, le PWV est alors donné par :

$$PWV(\text{ Pulse wave velocity}) = \frac{L(\text{distance})}{PTT(\text{ Pulse transit time})} \dots\dots\dots(1.14)$$

La différence de temps entre ces deux endroits est connue comme temps de transit d'impulsion (PTT). PWV est en générale mesurée entre l'artère carotide et fémorale. L'athérosclérose rend le mur artériel plus épais et plus dur et rétrécit le lumen artériel. L'augmentation de l'inflexibilité du mur artériel sert à augmenter le PWV, parce que l'énergie de l'impulsion artérielle ne peut pas être conservée par un mur inflexible. PWV peut être employé comme index de distensibilité artérielle. Ces dernières années, un certain nombre d'études ont été élaborées sur le diagnostic des maladies cardio-vasculaires et la prévision de risque de mortalité. En termes de diagnostic médical, PWV est un paramètre fortement intéressant, parce qu'il fournit une évaluation de l'état du système cardio-vasculaire basé sur des vastes zones du corps humain.

L'élasticité artérielle est déterminée comme le rapport du changement du volume au changement de la pression, $C = \Delta V / \Delta P$. Alternativement le volume peut être remplacé par la section, ΔA . Les propriétés élastiques et géométriques de l'arbre artériel déterminent également la manière et la vitesse avec laquelle une impulsion artérielle voyage par le système cardio-vasculaire. PWV peut être exprimé par l'équation de Bramwell-Colline. ^[80]

$$PWV = \sqrt{\frac{1}{\rho_b} \frac{\Delta P}{\Delta A}} A \dots\dots\dots(1.15)$$

ρ_b est la densité du sang, A est la section du lumen artériel dans la diastole. Cette relation permet l'étude de la conformité en mesurant le PWV. En outre, PWV peut être formalisé par l'équation de Moens-Korteweg ^[80]

$$PWV = \sqrt{\frac{Eh_v}{2\rho_b r_{vi}}} \dots\dots\dots(1.16)$$

E est le module élastique, h_v est l'épaisseur du mur artériel et le r_{vi} c'est le rayon interne de l'artère.

1.10 Conclusion :

Ce chapitre a permis de définir les concepts généraux sur les interactions lumière-tissu et lumière- sang avec une description générale des différentes constituant du sang humain. A travers ces définitions, la loi de Beer-Lambert permettra de décrire physiquement ces interaction était discutée.

Ce chapitre a aussi introduit la définition de la photopléthysmographie ainsi que la représentation des différentes modèles d'absorption de lumière. Une description des différentes limitations était aussi présentée.

Enfin, et en dernière partie, le temps de transit PTT et la vitesse de l'onde de pouls étaient définis et décrits. ces deux grandeur constituent notre domaine d'intérêt.

Chapitre 02 : Étude et conception du système développé

L'idée d'exploiter la pulsation naturelle du sang artériel dans le premier photopléthysmographe est affectée à Takuo Aoyagi pour Nihon Kohden Corporation. Le dispositif de Nihon Kohden utilise les circuits analogiques, et les câbles de fibre optique au bout duquel le capteur optoélectronique est disposé, cependant certains problèmes d'instabilité du dispositif ont été relevés. D'autres compagnies telles que Minolta ont fourni des produits semblables avec des problèmes semblables.

L'anesthésiste William New a proposé une amélioration pour les photopléthysmographes commercialisés par Minolta. William New, qui est aussi un ingénieur en électricité, s'associe

avec Jack Lloyd pour fonder Nellcor, cette compagnie à développer le premier photopléthysmographe basé sur un microprocesseur, le N100, il était plus petit, moins cher, n'a besoin d'aucun calibrage d'utilisateur, et était assez précis pour l'usage clinique. Nellcor est toujours le leader de marché des photopléthysmographes. Durant la même période, Ohmeda a fourni un dispositif semblable, le Biox 11, qui a eu un succès semblable. Aujourd'hui, les photopléthysmographes de façon générale existent dans chaque unité de soins intensifs, bloc chirurgical, et dans beaucoup de salles de secours. Ils sont conçus globalement en utilisant le schéma bloc ci dessus.

Il est constitué des parties suivants :

- la partie sonde regroupe la source lumineuse et le photodétecteur.
- Circuit mis en forme.
- Circuit A /D
- système d'acquisition et de traitement.

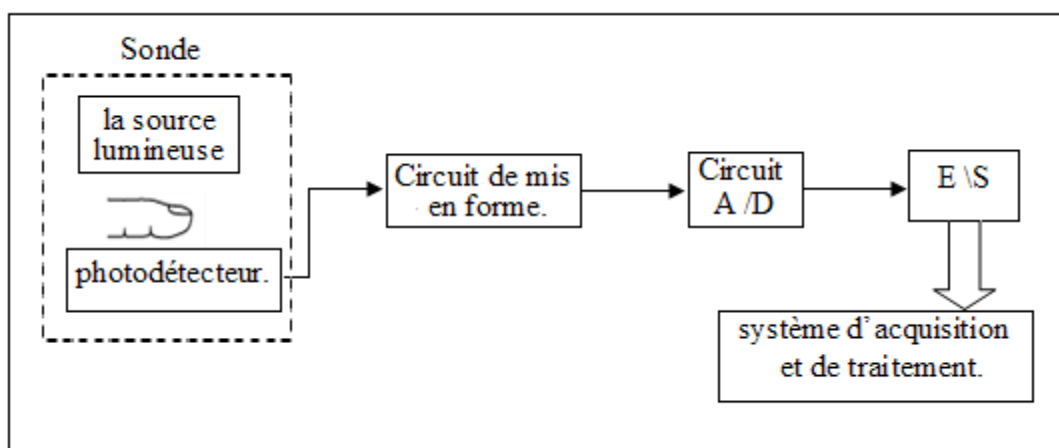


Figure 2.1 : schéma bloc général d'un photopléthysmographe.

Dans cette réalisation et en vue d'exploiter le PPG pour déterminer le PTT et PWV, deux chaines sont réalisées pour des mesures de PPG sur deux sites différents.

La conception se présente alors selon le schéma bloc illustré ci dessus :

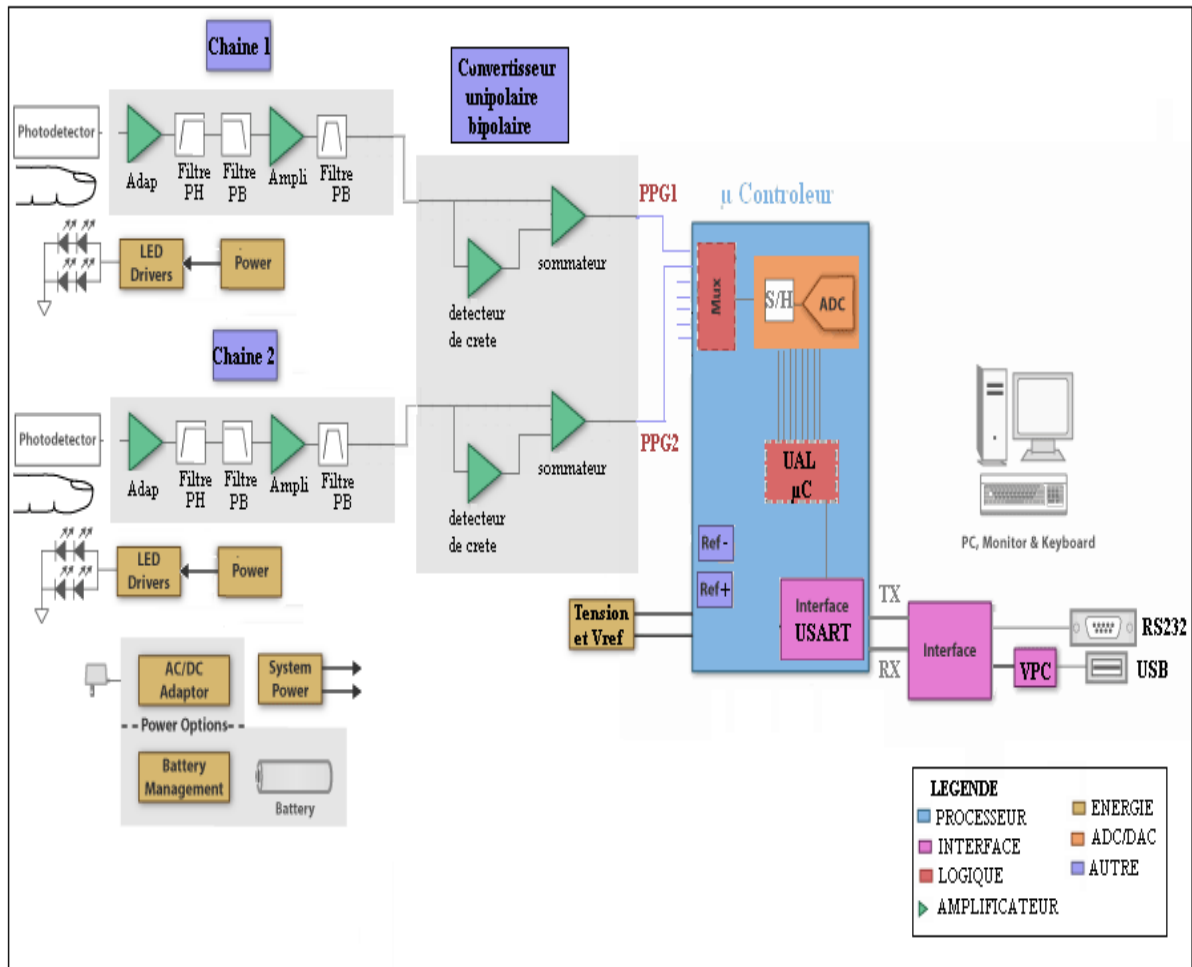


Figure 2.2 : Schéma bloc du système réalisé.

A travers ce schéma bloc deux grandes parties se distinguent :

-partie de détection du signal : qui contient toute les parties nécessaires pour avoir un signal lisible et capable de refléter la réponse du système à explorer. Cette partie est une chaîne de mesure qui commence par le capteur et se termine par le dernier élément nécessaire pour avoir le signal désiré.

Cette partie contient :

- Le capteur ou sonde regroupant : source de lumière et détecteur de lumière.
- les circuits d'amplification et filtrage.

-partie d'acquisition : c'est la partie responsable de la numérisation du signal pour avoir un signal capable d'être lu par un système numérique (PC, DSP...).

Cette partie contient :

2. Système de conversion analogique numérique.
3. Interface de communication avec le PC.

2.1 Le capteur ou sonde :

Dans l'environnement médical moderne la réalisation d'un photopléthysmographe exige la disponibilité d'un capteur (ou sonde) optoélectronique, ce dernier est constitué d'une source lumineuse qui est assez puissante pour pénétrer plus qu'un centimètre dans le tissu, d'un photodétecteur pour détecter la lumière réfléchie ou diffusée, le tous dans un boîtier convenablement conçu (forme et dimension).

2.1. A La source lumineuse :

En photopléthysmographie il est toujours souhaitable que la source lumineuse (très souvent a base des LED) ait une longueur d'onde spécifique et un spectre d'émission très étroit, qui réduit au minimum l'erreur dans la mesure.

Cependant, les LED ne sont pas sans inconvénient. Le problème primaire considéré par des concepteurs de photopléthysmographe est comment traiter des variations et des décalages de la longueur d'onde maximale de chaque LED. Les résultats dépendent fortement de la valeur précise pour la longueur d'onde de la lumière.

En fait les diodes électroluminescentes sont la source lumineuse de choix pour tous les photopléthysmographes sur le marché aujourd'hui. Leurs caractéristiques de petite taille, l'excellente caractéristique de commande, et le rendement lumineux élevé pour une bande très étroite est le choix idéal pour la source de lumière aux longueurs d'onde rouges ou infrarouges utilisées dans les photopléthysmographes.

2.1.A.1 Description, matériaux, et opération :

Une LED est un semi-conducteur optoélectronique qui produit la lumière par électroluminescence . Les LED sont caractérisées par une grande efficacité lumineuse comparée à d'autres méthodes d'émission légère telles que la cathode, la température, et la photoluminescence. L'électroluminescence se produit par l'injection et la recombinaison des porteurs de minorité dans la jonction de polarisation directe (jonction P-N). La plupart des LED sont faites à partir des matériaux les plus communs comme le phosphore d'arséniure de gallium (GaAsP), phosphore de gallium (GaP), et l'arséniure de gallium (GaAs) ^[56].

Les LED à base de GaAsP et GaP émettent la lumière dans le spectre du visible (approximativement 380 à 780 nanomètre), alors que la GaAs est employée dans l'infrarouge. Un autre matériel qui n'est pas utilisé généralement et qui peut produire de la lumière dans le spectre visible et IR c'est l'arséniure d'aluminium de gallium, GaAlAs.

La figure 2.1 montre le mécanisme d'émission d'une LED. Quand un électron gagne assez d'énergie pour croiser le domaine d'énergie interdit E_g , il entre dans la bande de conduction. Quand un électron dans cette bande de conduction revient à un état bas de la bande de valence, l'électron libère de l'énergie sous forme de photon de lumière. La longueur d'onde de la lumière émise à partir d'une LED est déterminée par

$$E_g = hc/\lambda \dots\dots\dots (2.1)$$

où E_g est la largeur de bande interdite en électron volts, h est la constante de Planck (6.626×10^{-34} J s), C c'est la vitesse de la lumière dans le vide (3.00×10^8 m/s), et λ est la longueur d'onde du photon émis. La valeur E_g , est une propriété physique des matériaux de la LED, qui détermine la longueur d'onde des photons émis. Elle est directement liée à la tension directe d'une LED [9].

2.1.A.2 Considérations de la bande passante :

Un autre facteur considéré dans l'utilisation de la LED dans la photopléthysmographie est le spectre d'émission de la LED. En raison de la pente de la courbe d'extinction du deoxyhémoglobine (HB) à 660 nanomètre, il est extrêmement important que les LED rouges utilisées dans des sondes émettent une gamme très étroite des longueurs d'onde centrées aux 660 nanomètre afin de réduire au minimum l'erreur [57,58]. Si on utilise une LED infrarouge, la largeur de la bande n'est pas importante pour l'exactitude c'est due à la courbe d'extinction du HbO₂ (oxyhémoglobine) à 940 nanomètre. Les LED sont encore très bien placées pour cette condition. Les LED typiques ont une largeur de bande spectrale dans la gamme de 60 à 20 nanomètre, les LED dans la gamme visible ayant habituellement une bande passante d'approximativement 25 nanomètres et la LED IR ayant typiquement de plus grandes largeurs de bande près de 50 nanomètres.

2.1.A.3 Caractéristiques des Diodes électroluminescentes :

Avant de discuter les caractéristiques des LED disponibles sur le marché, les caractéristiques souhaitées des LED dans un photopléthysmographe sont discutées. Les deux facteurs prédominants sont la puissance de rayonnement (ou le rendement lumineux) et la taille de la LED.

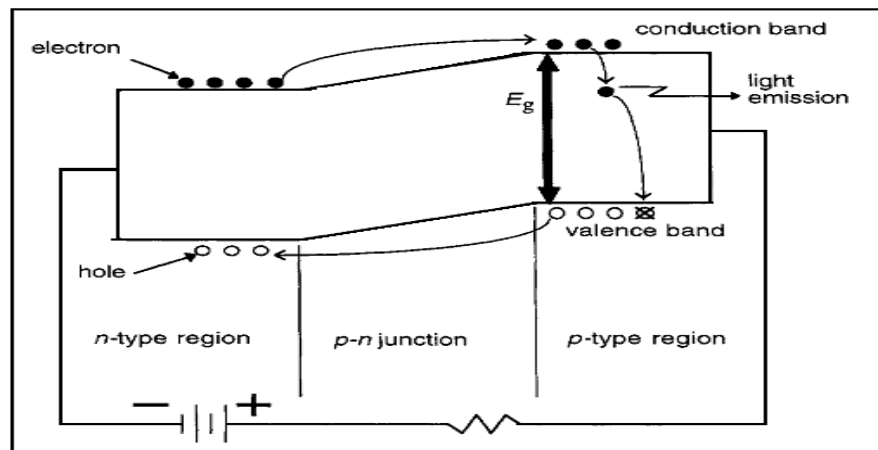


Figure 2.3 : Le mécanisme d'émission de la lumière d'une LED.

La puissance de rayonnement d'une LED est mesurée en milliwatts. La puissance de rayonnement typique d'une LED rouge et infrarouge utilisées dans la photopléthysmographie est de 1 mW pour une tension de 20 mA DC. Des LED plus lumineuses sont disponibles, mais généralement la puissance de rayonnement ne doit pas dépasser 10 mW.

Les nouvelles techniques de fabrication ont miniaturisé la LED à des tailles plus petites qu'un millimètre en longueur ou diamètre .La taille de LED n'est pas un obstacle dans la conception des photopléthysmographes ^[56].

-Tension directe :

La tension directe est définie comme la chute de tension à travers la jonction de PN de la diode de l'anode à la cathode. Tandis que la tension directe de diode ordinaire de silicium est près de 0.7 V, la tension directe de la LED peut s'étendre de 0.9 à 2.5 V typiquement.

L'équation (2.1) prouve qu'un rapport inverse existe entre la bande d'énergie interdite E_g du matériel et la longueur d'onde des photons émis. En outre, la tension directe d'une LED est directement liée à E_g . Par conséquent, une LED avec une tension directe relativement petite a un petit E_g et une grand longueur d'onde émise (par exemple dans la région infrarouge). Réciproquement, un LED avec une tension directe relativement grande a un E_g grand et une longueur d'onde émise courte (par exemple dans la région bleu-vert) ^[56].

-Courant direct :

Le courant direct est défini comme le courant traversant la LED dans la direction de l'anode à la cathode, avec un courant suffisant, la LED émettra de la lumière.

Une propriété très importante des LED c'est que la puissance de rayonnement, pour une première approximation, varie linéairement avec le courant direct sur la gamme des courants d'utilisation pour le photopléthysmographe. Les valeurs typiques pour le courant direct ont une gamme étendue, de 2 à 50 mA. La figure 2.4 illustré la courbe de réponse pour une LED de 660 nanomètre.

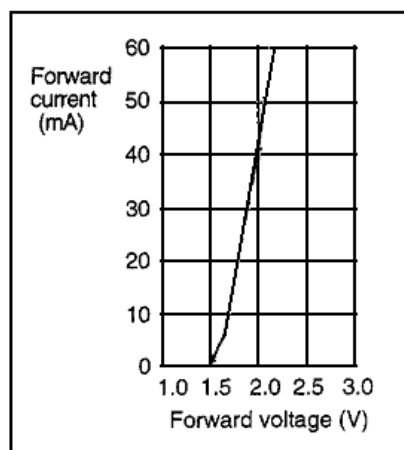


Figure 2.4 : La caractéristique courant-tension pour une LED 660 nanomètre ^[56].

-La dissipation de puissance :

Une autre considération pour les LED utilisée dans les photopléthysmographes c'est la puissance dissipée.

Tandis que la grande majorité des photopléthysmographes sont utilisés dans un environnement stationnaire où l'énergie est facilement disponible de la prise murale, certains sont des unités portatives utilisées dans une série de situations médicales d'urgences. Ces unités portatives peuvent fonctionner pendant une période prolongée sans recharge d'énergie.

Il est donc essentiel que la puissance consommée par la LED soit réduite au minimum tout en fournissant une puissance de rayonnement suffisante pour le photopléthysmographe.

La puissance de dissipation maximale pour une LED peut être définie comme la plus grande quantité de puissance qui peut être absorbée tout en restant toujours dans des conditions de fonctionnement normale. Cette puissance est en fonction de trois paramètres : la température ambiante, la température maximale de jonction, et l'augmentation de la température de jonction au-dessus de la température ambiante par unité de dissipation de puissance. Cette dernière est définie comme la résistance thermique du dispositif. C'est un des paramètres les plus importants à prendre en considération pour la conception d'un système fiable.

La valeur de la résistance thermique des cas les plus défavorables et sans radiateur, peut être calculée à partir de la relation ^[9] :

$$R_{TH} = (T_J - T_A) / P_D \dots \dots \dots (2.2)$$

Où R_{TH} est la résistance thermique, T_J est la température de jonction, le T_A est la température ambiante, et P_D est la dissipation de puissance pour la LED. Une autre méthode pour calculer la résistance thermique c'est d'employer la réciprocity négative de la pente du courant directe en fonction de la température ambiante. L'unité de cette valeur est donnée par °C/mA, qui peut être convertie en résistance thermique °C/W en multipliant le dénominateur par la tension directe de la LED. Puisque la peau est en contacte directe avec la LED dans le photopléthysmographe, l'ingénieur doit considérer la dissipation de puissance afin d'empêcher les brulures possibles à la peau du patient ^[56].

Les LED typiques sont de 2 à 10% efficaces, signifiant que la majorité de puissance consommée par une LED devient une chaleur. La puissance optique absorbée par le tissu devient également une chaleur. Comme avec le courant direct, la puissance dissipée a une large gamme, typiquement de 20 à 300 mW. À noter que les LED IR ont une tension directe inférieure ce qui exige un grand courant pour absorber la même puissance optique qu'une LED rouge. C'est parce que les photons rouges contiennent plus d'énergie que les photons infrarouges.

-Tension inverse de claquage :

Comme avec toutes les diodes, sous la polarisation inverse pratiquement aucun courant ne circulera à travers la jonction PN jusqu'à ce que la tension de claquage ait été atteinte. Au-dessus de cette tension, des grands courants élevés circulent et endommagent la diode, à moins l'utilisation d'une résistance pour la limitation du courant. La plupart des LED ont une valeur assez petite, habituellement dans la gamme de 3 à 5 V. Ces spécifications sont importantes dans l'arrangement de la LED dans une sonde. Pour réduire au minimum le nombre de fils dans chaque sonde (et par conséquent le coût), les LED sont câblées dans un arrangement parallèle avec des polarités inversées. Ceci signifie que tandis qu'une LED est allumée, l'autre LED est sous la polarisation inverse. Des LED spécifiques ont une tension de claquage qui est largement plus grande que la tension directe de la plupart des LED, se qui réduit au minimum la difficulté en faisant face à ces spécifications ^[56].

-Le courant inverse :

Dans une diode idéale, aucun courant ne circule dans la direction inverse de la jonction PN sous une polarisation inverse. En réalité, une petite quantité de courant circule dans la direction inverse. Dans la LED, ce courant s'étend typiquement de 0.01 à 10 μ A.

Puisque ce courant est extrêmement petit comparé au courant direct de la LED, ce courant de shunt a un effet négligeable.

-Température de fonctionnement :

Les photopléthysmographes sont habituellement utilisés dans un environnement médical stable à la température ambiante. Cependant, les situations d'urgence peuvent surgir quand un photopléthysmographe doit fonctionner sous des températures extrêmes. Heureusement, les LED sont des dispositifs extrêmement robustes avec une base de gamme spécifique pour la température de fonctionnement de -40 à 85 °C. Des LED avec une gamme encore plus étendue de température de fonctionnement sont disponibles.

La plupart des paramètres de LED sont spécifiés à une température donnée. Le plus important de ces paramètres c'est le courant maximal direct en fonction de la température, qui détermine la résistance thermique de la LED. La figure 2.5 illustre la caractéristique courant maximale directe en fonction de la température pour une LED rouge haute puissance (660 nanomètre) ^[9].

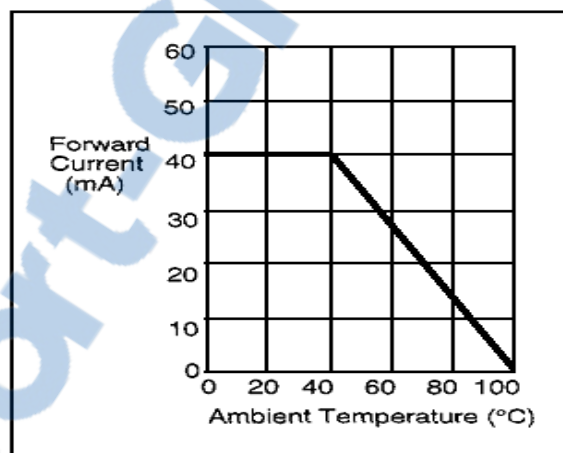


Figure 2.5 : Le courant maximal direct en fonction de la température pour une LED rouge haute puissance.

-Temps de commutation :

Le temps de commutation c'est le temps requis pour qu'une LED commute de son état ON à son état OFF ou vice versa. La plupart des LED ont un temps de commutation de quelques centaines de nanosecondes. En photopléthysmographie, c'est beaucoup plus rapide que les exigences de la basse fréquence d'onde artérielle pulsatile (~1 hertz).

-L'angle du faisceau lumineux :

L'angle de faisceau est défini comme la mesure angulaire de puissance rayonnée à mesuré d'un axe de point de demi-puissance au point de demi-puissance. C'est simplement une mesure de la façon dont la lumière émise est focalisé. Dans le marché aujourd'hui pour les LED, les angles de faisceau peuvent s'étendre de quelques degrés à un maximum de 180°.

Dans la photopléthysmographie, l'angle du faisceau doit être assez étroit pour s'assurer que le rendement lumineux maximal entre dans le tissu. La dispersion de la lumière se produit dans le tissu sert à s'assurer que la lumière soit répartie sur toute la surface du détecteur.

-La capacité d'impulsion :

Les capacités d'impulsion sont définies comme le courant maximal admissible d'impulsion en fonction du cycle de fonctionnement et de la fréquence d'utilisation. Ce paramètre est important dans la photopléthysmographie pour deux raisons principales. La première raison c'est que, les LED sont en régime alternatif d'impulsion. La deuxième raison c'est que la petite LED employée par quelques fabricants de sondes peut ne pas pouvoir fournir assez de courant pour exciter suffisamment la photodiode.

-Coût :

Les sondes jetables pour l'usage dans la photopléthysmographie à quelques avantages par rapport aux sondes réutilisables (se qui est expliquer dans la partie sonde), telles que le confort et la stérilité garantie. Avec l'utilisation répandue des sondes jetables, le coût est le facteur important dans leur fabrication. Le coût des deux LED utilisées dans chaque sonde est donc important afin de réduire au minimum les dépenses globales de chaque sonde.

2.1.B Les photodétecteurs :

Le photodétecteur est le dispositif d'entrée principal du système photopléthysmographique. Ces dispositifs, trouvés dans la sonde, détectent l'intensité de la lumière émise par la LED après que la lumière traverse le tissu biologique. Le photodétecteur produit un courant qui est linéairement proportionnel à l'intensité de la lumière incidente. Ce courant est alors converti en tension pour être transmis à l'unité du photopléthysmographe pour le traitement. Le choix du photodétecteur dépend des facteurs tels que la performance, le conditionnement, la taille, et le coût. Cependant, la plupart des photopléthysmographe utilisent actuellement des photodiodes de silicium. Toute fois le courant produit par le photodétecteur doit être mise en forme pour être utilisé, cette mise en forme est initialement réalisé par des amplificateurs a transimpedance. Leur fonction principale est la conversion du courant en tension.

2.1.B.1 Les dispositifs de photodétection :

Une série de dispositifs peuvent être utilisés pour détecter l'intensité d'une source lumineuse. Ceux-ci incluent les cellules photo-électriques, les photodiodes, les phototransistors, et les capteurs à circuit intégré (IC). En choisissant un photodétecteur, plusieurs facteurs doivent être considérés. En premier, le photopléthysmographe utilise une longueur d'onde spécifique, et plus encore la réponse spectrale, ou la réponse relative du dispositif à différentes longueurs d'onde qui doit être considérée. Une autre considération importante est la linéarité du signal de sortie. Avec le photopléthysmographe, un résultat linéairement proportionnel à l'intensité de la lumière incidente (également connue sous le nom d'illumination ou l'éclairage) (E), est fortement - souhaitable. Un troisième facteur important est la sensibilité, ou le rapport du signal de sortie électrique à l'intensité de la lumière incidente. Une considération relative est le temps de réponse, ou de quelle manière le dispositif répond à un changement de la lumière incidente.

La taille devient également une considération puisque plusieurs de ces dispositifs sont montés dans des sondes. En conclusion, comme cela est le cas pour n'importe quel dispositif commercial, le coût doit être considéré. Chaque type de dispositif mérite une considération bien que la photodiode et la plus souvent choisie pour des applications de photopléthysmographie.

2.1.B.2 Les cellules photo-électriques :

Une cellule photo-électrique génère un changement de résistance qui est proportionnelle à l'intensité de la lumière. Dans ces dispositifs à semi-conducteur, ou également désignés sous le nom de photoconducteurs ou de photorésistances, la conductivité électrique du matériel dépend du nombre de porteurs dans la bande de conduction. La lumière incidente augmente le nombre des porteurs et augmente ainsi la conductivité. Ces dispositifs ont des réponses spectrales dépendantes des types de matières employées dans leur fabrication. Dans la gamme visible/près infrarouge (400 à 1400 nanomètre), qui inclut les longueurs d'onde employée dans la photopléthysmographie, les matières les plus communes employées sont le sulfure de cadmium (CdS) et le sélénure de cadmium (CdSe). L'équation (2.3) ^[59] montre le rapport entre la résistance d'une cellule photo-électrique et l'illumination E :

$$R = AE^{-\alpha} \dots\dots\dots(2.3)$$

Où R est la résistance du dispositif et A et α sont des constantes dépendantes du type de processus de fabrication et du matériel de fabrication. Cette équation prouve que le rapport entre la résistance et l'intensité de la lumière est fortement non linéaire. En outre, la résistance change nettement en fonction de l'intensité de la lumière. Par exemple, une cellule photo-électrique typique de CdS peut avoir un changement de résistance par un facteur de 10^4 entre un état lumineux et un état obscur. Les cellules photo-électriques sont également thermosensibles, exhibant un rapport changeant de résistance/lumière incidente avec la température. L'augmentation de la température cause également l'augmentation du bruit thermique. Le temps de réponse de la cellule photo-électrique est relativement lent. Les constantes de temps sont de l'ordre de 100ms et ces dispositifs montrent une mémoire lumineuse, faisant que la réponse dépend du niveau lumineux précédent. En outre, les cellules photo-électriques sont relativement grandes dans la taille avec des diamètres typiques de 5 à 25 millimètres ^[59]. Les cellules photo-électriques sont employées couramment et sont relativement peu coûteuses (~1\$), mais ils ne sont pas typiquement employés dans des applications de photopléthysmographie.

2.1. B.3 Les photodiodes :

Une photodiode produit un courant de sortie ou une tension qui sont proportionnels à l'intensité de la lumière incidente. La photodiode à jonction P-N se compose d'une couche de semi-conducteur de type n le long de côté une couche de type p semi-conducteur (voir la figure 2.6). Quand un photon est absorbé, il crée une paire d'électron-trou. Les électrons du côté p se déplaceront à travers la région d'épuisement vers le côté n et les trous du côté n seront transportés au côté p. En conséquence, un courant électrique est produit.

La figure 2.7 montre un modèle simplifié de la photodiode. Il se compose de la combinaison parallèle d'une source de courant, d'une diode idéale, et d'une capacité de jonction.^[60]

Pour cette photodiode le courant total (I) peut être exprimé :

$$I = I_p - I_D \dots \dots \dots (2.4)$$

Où le photocourant I_p peut être exprimé :

$$I_p = SE \dots \dots \dots (2.5)$$

Où S est la sensibilité ou l'unité du photo-courant produit par une unité de la lumière incidente, E est l'illumination.

Et le courant de la diode I_D est exprimée :

$$I_D = I_0 \left[\exp\left(\frac{qV}{KT}\right) - 1 \right] \dots \dots \dots (2.6)$$

I_0 est le courant de saturation inverse, V est la tension appliquée à la diode, K est la constante de Boltzmann, et T est la température absolue.

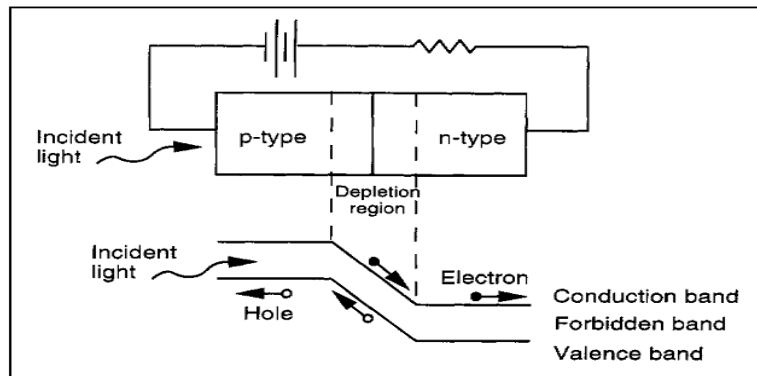


Figure 2.6 : La jonction P-N d'une photodiode. Les électrons se déplacent vers la couche n et les trous se déplacent vers la couche p ^[60].

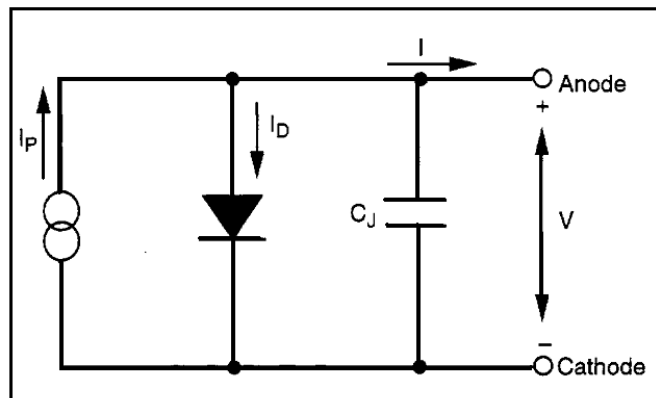


Figure 2.7 : Un modèle simplifié de circuit équivalent de la photodiode. Le courant induit par la lumière incidente est dénoté par I_p .

La photodiode fonctionne dans un des deux modes : Le mode photovoltaïque et le mode photoconducteur .Le mode photovoltaïque qui génère une tension induite par la lumière produite par une photodiode à circuit ouvert. Le rendement de cette tension n'est pas une fonction linéaire de la lumière incidente. En état du circuit ouvert ($I = 0$), la tension est donnée par ^[60].

$$V_{oc} = \frac{KT}{q} \ln\left(\frac{I_p}{I_D} + 1\right) \dots \dots \dots (2.7)$$

Le mode photoconducteur produit un courant induit par la lumière produit par une photodiode de tension zéro ou constante avec la variation de l'intensité de la lumière. En ce mode, le courant de sortie est linéairement proportionnel au niveau de la lumière incidente. En état de court-circuit ($V = 0$), le courant de sortie est donné par :

$$I_{sc} = SE \dots \dots \dots (2.8)$$

La figure 2.8 illustre le changement du courant I en fonction de la tension V d'une photodiode pour différents niveaux de lumière incidente E .

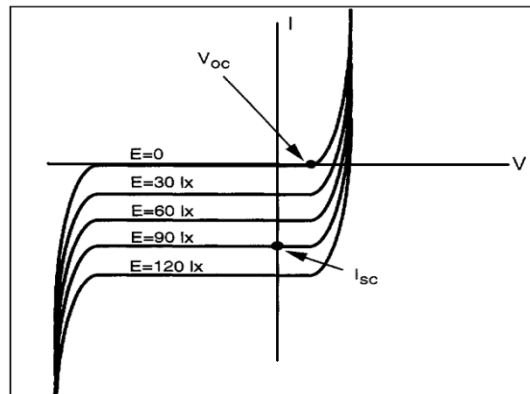


Figure 2.8 : Le courant on fonction de la tension pour une photodiode.

Quand la photodiode à jonction P-N est utilisée dans le mode photoconducteur, une forte linéarité existe entre le niveau de lumière incidente et le courant de sortie.

La sensibilité d'une photodiode typique varie de 0.05% mais peut grimper jusqu'à plusieurs pour cent aux niveaux élevés de courant. La sensibilité, varie de manière significative avec la longueur d'onde de la lumière incidente (voir la figure 2.8). La réponse spectrale est déterminée par la matière employée dans la fabrication et la profondeur physique de la jonction PN. La photodiode de silicium, représentée sur la figure 2.9, fonctionne bien avec les longueurs d'onde d'intérêt pour le photopléthysmographe. Les photodiodes, une fois utilisées on mode photoconducteur, sont relativement peu sensibles aux variations de la température avec une sensibilité typique variant approximativement de +0.2%/°C. Ces dispositifs ont des temps de réponse beaucoup plus rapide que la cellule photo-électrique avec des valeurs typiques de l'ordre de 20 microsecondes. Avec des zones de sensibilité de radiation de l'ordre de 1 à 7 mm², le prix de la photodiode de silicium est équivalent aux cellules photo-électriques ^[60].

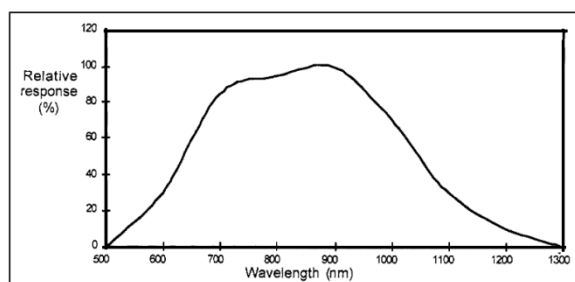


Figure 2.9 : réponse spectrale d'une photodiode de Si en fonction de longueur d'onde.

2.1. B.4 Les phototransistors :

Un phototransistor peut être considéré comme une photodiode avec un amplificateur de courant intégré. Les phototransistors ont une sensibilité typiquement de 100 à 500 fois par rapport à une photodiode correspondante. Dans ces dispositifs, la lumière incidente sur la base du transistor induit un courant. Ce courant est alors amplifié par le transistor ayant pour résultat une croissance significative dans le courant de collecteur. La sensibilité de ces dispositifs n'est pas aussi linéaire que les photodiodes avec une sensibilité qui varie de 10 à 20% sur la gamme utile du phototransistor ^[61].

Ces dispositifs n'ont pas les problèmes de mémoire de lumière liés aux cellules photo-électriques mais la sensibilité peut varier à plus de 50% par rapport à des dispositifs du même type en raison des variations de processus et du bêta ^[62]. Le temps de réponse typique pour le phototransistor est de 125 microsecondes. La taille, le coût et le rapport signal/bruit (SNR) d'un phototransistor sont équivalents à ceux d'une photodiode. Bien que les anciens photopléthysmographes aient employé des phototransistors, actuellement les photodiodes sont les capteurs de choix dans les applications de la photopléthysmographie ^[63].

2.1. B.5 Capteur à circuit intégré (Ic) :

Les capteurs à circuit intégré deviennent de plus en plus populaires pour capter les niveaux de lumière incidente. Ces dispositifs ont incorporé une photodiode avec un convertisseur courant tension de sorte que le signal de sortie soit une tension qui est en fonction directe avec la lumière incidente. La photodiode et l'amplificateur, sont construits sur la même matière de semi-conducteur, les concepteurs des circuits intégrés ont pu fabriquer des circuits hybrides avec l'amplificateur et la photodiode sur le même substrat de silicium.

La combinaison de ces deux dispositifs sur le même substrat élimine des problèmes généralement produits dans des conceptions discrètes telles que les erreurs de courants de fuite, le bruit de pick-up, et les capacités parasites ^[64, 65,66]. Ces dispositifs sont typiquement quatre fois plus coûteuses que les photodiodes équivalentes. Cependant, au moins un fabricant emploie cette configuration de circuit intégré photodiode /amplificateur à transimpédance ^[67].

2.1.C Les sondes :

La lumière émise par les diodes électroluminescentes (LED) est partiellement réfléchie, transmise, absorbée, et dispersée par la peau et d'autres tissus et le sang avant qu'elle atteigne le détecteur. La sonde d'un photopléthysmographe se compose d'une ou de deux LED de longueur d'onde choisies et d'un détecteur. Les longueurs d'onde de la LED choisie sont 660 ou 940 nanomètre et le détecteur utilisé est une photodiode. Cette assemblée doit être protégée contre la lumière ambiante pour les longueurs d'onde auxquelles la photodiode est sensible.

Le câble flexible reliant la sonde et l'unité du photopléthysmographe porte le courant de polarisation de la LED et le signal de la photodiode. Selon la conception, le câble peut également contenir des conducteurs pour une sonde de température, pour détecter la température de la sonde et de la peau, la résistance de codage pour compenser la variation des longueurs d'onde de la lumière émise de la LED.

2.1.C.1 Sondes de transmittance :

Un photopléthysmographe avec des sondes de transmittance emploie la lumière transmise par l'extrémité pour mesurer la pléthysmographie. La figure 2.10 montre une sonde générale de transmission.

Le système utilise peut être deux LED, avec des longueurs d'onde d'émission à 660 nanomètre dans la gamme rouge et à 940 nanomètre dans la gamme infrarouge. Les LED sont actionnées alternativement de sorte que la lumière d'une longueur d'onde particulière traverse le tissu, et la lumière transmise soit détectée par la photodiode. L'intensité de la lumière émergeant du tissu est atténuée par la quantité de sang actuelle dans le tissu. Ceci varie avec l'impulsion artérielle elle est employé comme une mesure pour indiquer la fréquence du pouls. Le coefficient d'absorption d'oxyhémoglobine est différent de celui de l'hémoglobine réduite pour la plupart des longueurs d'onde de lumière. Par exemple, la lumière infrarouge est absorbée seulement par des molécules composée des atomes différents, parce que seulement de telles molécules (par exemple, CO₂, CO, N₂, H₂O) possèdent un moment dipolaire électrique où l'onde électromagnétique peut agir l'une sur l'autre. Les molécules symétriques (par exemple, O₂, le N₂, H₂) n'ont pas un moment dipolaire électrique et donc n'absorbent pas le rayonnement infrarouge . Ainsi des différences dans la quantité de lumière absorbée par le sang à deux longueurs d'onde différentes peuvent être employées pour indiquer la concentration et l'onde du sang ^[68].

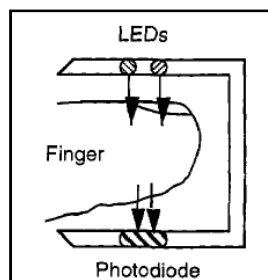


Figure 2.10 : sonde réalisé par le principe de transmittance. La lumière de deux LED passe par le tissu du doigt et détectée par la photodiode.

-Placement de sonde :

Dans des sondes de transmission, la photodiode doit détecter la lumière transmise par le tissu, le détecteur est placé en conformité avec la LED de sorte que la quantité maximum de la lumière transmise soit détectée. La photodiode devrait être placée aussi étroitement comme possible à la peau sans exercer la force sur le tissu. La force appliquée par les sondes réutilisables est beaucoup plus grande que la force appliquée par les sondes jetables. La force appliquée également dépend des matières employées pour fabriquer une sonde particulière et également sur la compagnie qui produit les sondes, par exemple, type sondes d'agrafe de Nellcor exercer moins de pression que le type sondes d'agrafe d'Ohmeda ^[9]. Si la force exercée par la sonde est significative, le sang sous le tissu, où la sonde est placée, peut coaguler en raison de la pression externe appliquée. Et si nous augmentons la distance entre la LED et la photodiode (la longueur de trajet optique augmente), la quantité de lumière détectée diminue comme cela était expliqué à travers la loi de Beer Lambert.

Normalement des sondes de transmission sont placées sur le doigt, l'orteil, le lobe de l'oreille ou le nez du patient. Dans le type de sonde agrafe, la distance entre la LED et la photodiode peut être pas moins de 12 millimètres (sans exiger beaucoup de pression).

2.1.C.2 Sondes de réflexion :

Les photopléthysmographes avec des sondes de réflectance sont utilisés pour surveiller la pression d'oxygène basé sur le principe d'intensité de la lumière réfléchi. L'idée d'employer la réflexion au lieu de la transmission de la lumière dans un photopléthysmographe a été décrite la première fois par Brinkman et Zijlstra ^[69].

Ils ont montré que SaO_2 peuvent être surveillés en mesurant la quantité de lumière réfléchi du tissu. L'idée d'employer la spectrophotométrie pour la réflectivité de peau a marqué un avancement significatif dans la surveillance non invasive de SaO_2 , pratiquement à n'importe quel point sur la surface de peau.

Quoiqu'il y ait un avancement important, les difficultés dans le calibrage et l'exactitude étaient les problèmes majeurs avec les photopléthysmographes réflectifs.

-Le principe :

L'intensité de la lumière réfléchi de la peau dépend non seulement du spectre d'absorption optique du sang mais également de la structure et de la pigmentation de la peau. L'impulsion artérielle est mesurée en analysant les composants pulsatiles des pléthysmogramme des signaux rouges ou infrarouges détectés qui se servent des intensités de la lumière réfléchi. La lumière de la LED qui pénètre dans le tissu, est dispersée par les globules rouges mobiles et le tissu immobile, une partie de cette lumière dispersée est détectée par la photodiode. Le rendement de la photodiode est traité par le photopléthysmographe ^[69].

-Placement de sonde :

Dans les photopléthysmographes à réflectivité, les LED et la photodiode sont placées du même côté de la surface de la peau suivant les indications du figure 2.11 Normalement la sonde de réflectivité est placée sur le front ou le temple, mais n'est pas limitée seulement à ces deux endroits. Des sondes de réflectivité peuvent être employées pour extraire le signal pléthysmographique pratiquement à n'importe quel endroit sur le corps humain où la sonde peut être placée.

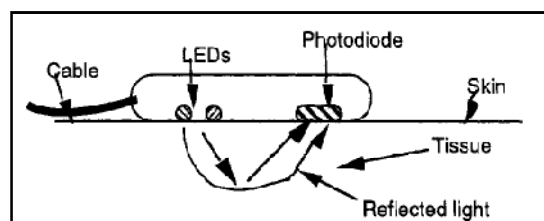


Figure 2.11 : Sonde de réflectivité. La lumière est transmise dans le tissu, refléter par le tissu, et est détectée par la photodiode ^[9].

-La distance optimale entre la LED et la photodiode :

Une des considérations principales de conception exigées en concevant une sonde de photopléthysmographe réfléchive c'est la distance optimale qui sépare la LED de la photodiode. Cette distance devrait être posée de tels sorts que le pléthysmogramme peut détecter le maximum et le minimum des phénomènes pulsatiles. Ces composants pulsatiles dépendent non seulement de la quantité de sang artériel dans le tissu lumineux, mais également de l'impulsion systolique de sang dans le lit vasculaire (au capillaire) périphérique. Il y a deux techniques qui peuvent améliorer la qualité du pléthysmogramme ^[9]. Une des techniques c'est d'employer un grand courant de polarisation de LED, qui augmente l'intensité de la lumière et qui assure une pénétration efficace de la lumière incidente. Ainsi pour une distance de séparation du couple LED/photodiode donnée, et en utilisant un niveau plus élevés de la lumière incidente, nous pouvons illuminer un grand lit vasculaire. En conséquence les photopléthysmographes à reflectance contiendront une grande composante AC. Mais, dans la pratique, le courant de LED est limité par le fabricant par rapport à une puissance maximum de dissipation spécifique. L'autre manière est de placer la photodiode près de la LED. Si nous plaçons la photodiode trop près de la LED, la photodiode sera saturée en raison de la grande composante continue obtenue par la dispersion multiple des photons incidente par les couches épidermiques dans la peau. Pour une intensité constante de LED l'intensité de la lumière détectée par la photodiode diminue exponentiellement à mesure que la distance entre la LED et la photodiode augmente et la même s'applique aux composants AC et DC des pléthysmogramme reflétés suivant les indications de la figure 2.12 .la figure 2.13 montre l'effet de la séparation LED/photodiode sur l'amplitude relative ou pléthysmogramme rouges et infrarouges. Ceci est prévu pendant que la probabilité du nombre de photons atteignant la photodiode est diminuée avec l'augmentation de la séparation ^[70].

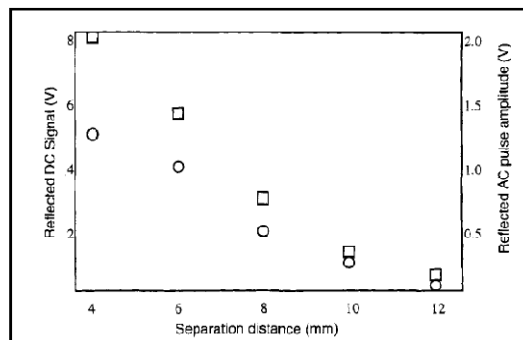


Figure 2.12 : Effet de séparation de LED/photodiode sur les composants AC et DC des pléthysmogramme ^[70].

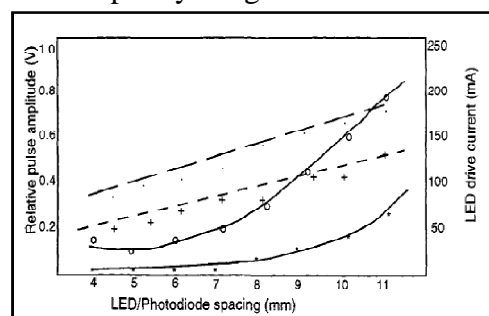


Figure 2.13 : Effet de la séparation de LED/photodiode sur l'amplitude du pléthysmogramme relative au rouge (+) et d'infrarouge (.). ^[70].

Ainsi le choix d'une distance particulière de séparation implique une différence. Nous pouvons obtenir des grandes amplitudes de pléthysmogramme en plaçant la photodiode plus loin indépendamment de la LED mais nous avons besoin des courants plus élevés d'entraînement de LED pour surmonter l'absorption due à la longueur de trajet optique accrue.

2.1.C.3 Avantages et inconvénients des sondes de réflexion par rapport aux sondes de transmission :

L'avantage de base des sondes de transmittance par rapport aux sondes de réflexion est l'intensité de la lumière détectée par la photodiode. Car la quantité de lumière passant par le tissu mince est plus grande que la quantité de lumière réfléchiée et la lumière passant par le tissu est concentrée dans une surface limitée, l'intensité de la lumière détectée est plus grande pour des sondes de transmittance. L'inconvénient principal des sondes de transmittance est que l'application de sonde est limitée aux parties périphériques du corps telles que les bouts de doigt, les orteils, l'oreille et le nez pour les adultes ou sur le pied pour les petits enfants. Des sondes de réflectance peuvent être placées pratiquement sur n'importe quel endroit sur le corps où nous pouvons nous attendre à la réflexion de la lumière due au tissu ^[9].

2.1.C.4 La sonde IRM :

Quand un photopléthysmographe avec des sondes de transmission ou de réflexion est utilisé en présence de l'imagerie par résonance magnétique (IRM), il peut donner des résultats incorrects. C'est dû au très haut champ magnétique impliqué dans l'IRM qui rend l'utilisation de l'équipement de surveillance électronique difficile. C'est dû aux impulsions magnétiques de radiofréquence produites par le champ magnétique. Également s'il y a n'importe quel raccordement en métal à la peau du patient, ceci pourrait entraîner des brûlures à la peau. Afin de résoudre les problèmes impliqués par l'IRM, les fabricants ont développé des photopléthysmographes spéciaux pour l'usage avec des modules de balayage de l'IRM. La « *MR-compatible sensor of Magnetic Resonance Equipment Corporation* » emploie les paquets de filtre optique à faible atténuation. L'unité complète du photopléthysmographe est gardée au delà de l'influence du champ magnétique et la lumière de la LED est transmise par des fibres optiques le signal de sortie est apporté par les fibres optiques à la photodiode. Les LED, la photodiode, et tout le matériel électronique exigé sont maintenus dans une unité principale qui est maintenue lointaine de l'équipement IRM (approximativement 3 m). L'effet du champ magnétique est minimal sur des fibres optiques ^[71].

Les sondes sont presque identiques, mais au lieu d'une LED et d'une photodiode, les sondes IRM emploient des câbles de fibres optiques. La figure 2.14 montre un type typique de sonde d'agrafe fabriqué par *Magnetic Resonance Equipment Corporation*.

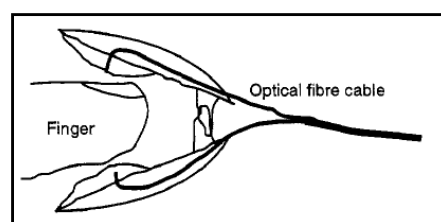


Figure 2.14 : Sonde de photopléthysmographe compatible à l'IRM qui utilise des fibres optiques ^[9].

2.1.C.5 Sondes réutilisables :

La sonde qui peut être employé plus d'une fois s'appelle les sondes réutilisables. Généralement toutes les sondes avec adhésifs ou sans adhésifs sont des sondes réutilisables. La figure 2.15 montre les plus communs entre elles, qui est une sonde de type d'agrafe utilisée au-dessus du doigt du patient. La figure 2.16 montre une sonde réutilisable avec l'enveloppe adhésive jetable et La figure 2.17 montre une sonde réutilisable de réflexion appliquée au-dessus du front avec une garniture adhésive jetable.

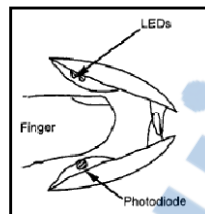


Figure 2.15 :type sonde réutilisable de bride (ou agrafe).

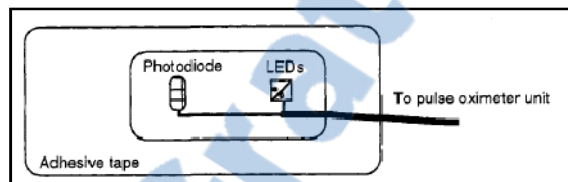


Figure 2.16 : sonde réutilisable avec les sondes adhésives jetables.

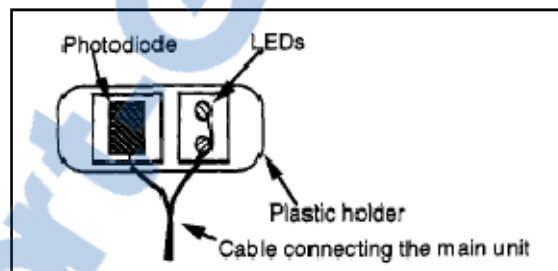


Figure 2.17 : sonde réutilisable de réflectivité.

L'avantage principal des sondes réutilisables est le cout réduit par utilisation. En employant la même sonde à plusieurs reprises nous réduisons le coût pour le patient. Les sondes réutilisables exigent du nettoyage entre les patients pour réduire le risque de contamination. Dans le cas des patients infectés ou des patients avec un haut risque d'infection les sondes réutilisables ne sont pas recommandées. D'ailleurs, le type des sondes d'agrafes sont les plus susceptibles aux artefacts de mouvement. Les sondes réutilisables sont utilisées généralement pour la surveillance à court terme (habituellement pas plus que quatre heures).

Les sondes réutilisables devraient être changées à un autre emplacement au moins toutes les quatre heures. Kastle et autres décrivent les considérations de conception des sondes réutilisables qui incluent la fonctionnalité, l'exécution et les règlements. Ils ont utilisé un câble de sonde mince et flexible pour réduire au minimum les artefacts de mouvement. Puits ils ont conçu les connecteurs imperméables avec un câble plus lourd blindé pour éliminer les fuites de courant. Le blindage électrique a réduit au minimum la perturbation électrique et l'espace optique fermé et opaque a réduit au minimum les interférences optiques ^[72].

2.1.C.6 Sondes jetables :

Comme le nom indique les sondes jetables sont jetées après qu'elles aient été employées. Puisque des sondes jetables sont employées sur un patient simple, elles éliminent la possibilité de contamination. Toutes les sondes adhésives sont des sondes jetables. Elles diminuent l'effet des déformations du signal et le mouvement relatif entre le patient et les sondes est presque zéro. Les sondes adhésives sont les plus utilisées généralement quand il y a un besoin de surveillance, quand les niveaux d'interférence électromagnétique dans les environnements est élevé (ou si le signal obtenu est bas. Des sondes adhésives sont utilisées pour la surveillance à court terme et à long terme. Les sondes adhésives sont généralement vérifiées au moins toutes les huit heures. La figure 2.18 montre une sonde jetable typique.

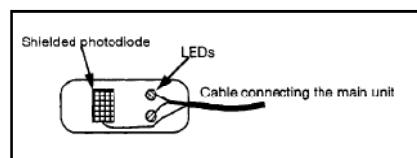


Figure 2.18 : sonde jetable.

2.1.C.7 Sources d'erreurs (sonde et placement) :

Interférence légère ambiante

La lumière ambiante des sources telles que la lumière du soleil, les lampes chirurgicales etc. peut causer des erreurs dans le photopléthysmographe. Afin d'empêcher ceci, la solution simple est de couvrir l'emplacement de sonde par une matière opaque qui peut empêcher la lumière ambiante d'atteindre la photodiode ^[9].

Shunt optique

Le shunt optique se produit quand la lumière de la LED atteint la photodiode sans passer par le tissu. Le shunt optique mène aux lectures incorrectes si la quantité de lumière détectée par la photodiode est assez comparable par rapport à le shunt optique. Ceci peut être éliminé en choisissant une sonde appropriée pour la taille du patient et en s'assurant que la sonde reste solidement en position ^[9].

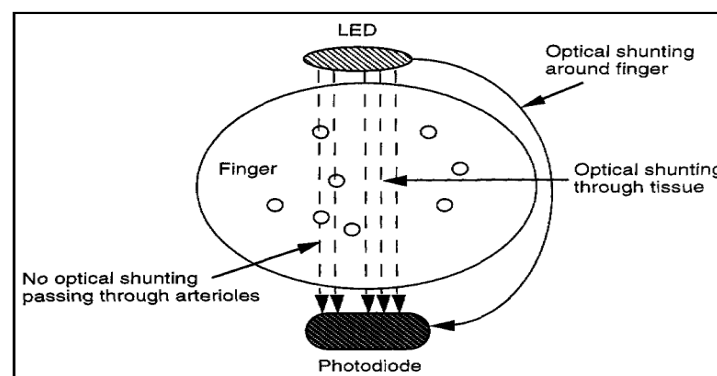


Figure 2.19 : lumière qui ne traverse pas les artérioles cause le shunt optique.

Œdème :

L'œdème est défini comme accumulation anormale de fluide sérum dans un tissu conjonctif ou dans une cavité sérum, en d'autres termes gonflant dans le corps. Quand la sonde est employée au-dessus d'un tel gonflement, la lecture artérielle résultante de saturation de l'oxygène peut ne pas être précise pendant que le fluide dans le gonflement change la lumière absorbée et réfléchi. Ceci change l'intensité de la lumière détectée par la photodiode, ayant pour résultat une lecture incorrecte. En plaçant la sonde sur un tissu qui ne comporte pas d'œdème, cette erreur peut être évitée ^[9].

2.2 Monitoring de la photodiode avec un amplificateur opérationnelle :

Puisque les photodiodes produisent un signal de sortie en courant, un amplificateur doit être utilisé pour traduire ce courant en tension pour l'usage par l'unité photoplétysmographique. Les amplificateurs à transimpédance, ou les convertisseurs courant-tension, sont des amplificateurs qui convertissent un courant d'entrée en tension de sortie. Ce sont les types d'amplificateurs les plus communs utilisés aujourd'hui dans les applications de la photoplétysmographie.

Avec leurs courants d'entrée très faible, les amplificateurs à entrée FET sont universellement utilisés. Il y a une variété de montage d'amplificateur, le choix est souvent basé sur des considérations de linéarité, d'offset, de bruit et de la largeur de la bande passante ^[64,65].

3.2.1 Le convertisseur courant tension :

L'énergie transmise par la LED à une photodiode est qui passe par le lit capillaire peut être mesurée en tant qu'une tension ou un courant. Pour une réponse en tension, la diode doit être contrôlée par une grande impédance qui n'atténue pas le signal. Cette condition est illustrée sur la Figure 2.20. Ici, la photodiode est en série avec l'entrée de l'AOP où idéalement un courants nulle qui le traverse. L'AOP a une rétroaction réglée par R1 et R2 pour établir l'amplification de la tension de la diode juste comme si c'était une tension d'offset de l'amplificateur. En utilisant des AOP plus commun, ce mode de tension est non linéaire. La réponse à une relation logarithmique avec l'énergie légère reçue puisque la sensibilité de la diode varie avec sa tension ^[64,65].

Pour une sensibilité fixe il faut une tension constante qui suggère que la réponse de sortie doit être un courant à la place d'une tension et cette réponse est linéairement liée à l'énergie lumineuse incidente. Le suivi de ce courant nécessite une impédance d'entrée pour l'AOP nulle pour répondre à ce que la tension au borne de la diode soit nulle. L'impédance nulle c'est le rôle d'une masse virtuelle de l'AOP pour générer une amplification à gain très élevé qui nous permettra de réduire les oscillations de tension à l'entrée. C'est le principe du circuit convertisseur courant-tension de la figure 2.20. ce circuit fournit une résistance d'entrée de $R1/A$ où A est le gain en boucle ouverte de l'AOP quoique R1 soit généralement très grand, la résistance d'entrée résultante reste négligeable par rapport à la résistance de sortie des photodiodes ^[64,65].

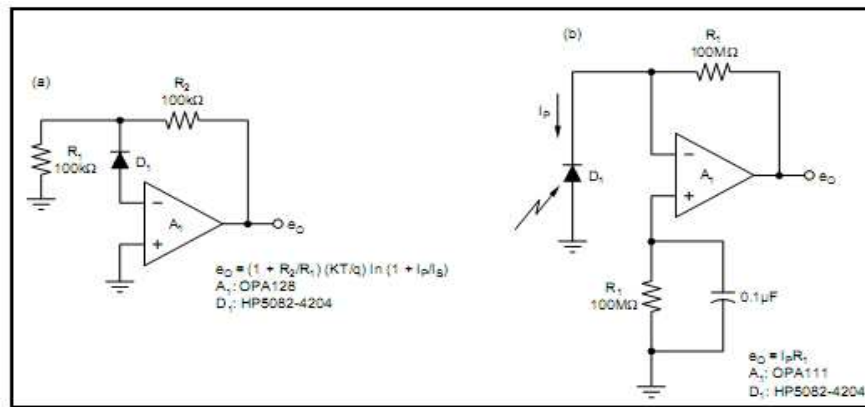


Figure 2.20 : a. La sortie de la photodiode peut être surveillé comme tension ; ou, b, comme courant.

Le courant de diode n'est pas accepté par l'entrée de l'AOP pendant que sa présence stimule le gain élevé d'amplificateur pour recevoir ce courant par la résistance de rétroaction, R1. Pour faire ainsi, l'amplificateur développe une tension de rendement égale à la multiplication du courant de la diode avec la résistance de rétroaction, R1. Pour que le gain courant-tension soit haut, il faut que R1 soit aussi grand. À des niveaux plus élevés de résistance, cette résistance commence à développer la dérive de température significative avec des tensions CC qui sont due au coefficient de température du courant d'entrée d'amplificateur. Pour compenser cette erreur, une résistance égale à R2 est généralement reliée en série à l'entrée non inverseuse d'AOP et une capacité pour enlever la majeure partie de bruit. L'erreur DC restante est due à la différence entre les courants d'entrée d'amplificateur et l'erreur d'architecture entre les deux résistances. Un inconvénient de cette correction d'erreurs est la chute de tension créée à travers la diode et le courant de fuite résultant. Le courant de fuite peut dépasser la correction réalisé avec R2, car les photodiodes ont typiquement une grande surface de jonction pour avoir une sensibilité élevée. Le courant de fuite est proportionnel à cette surface qui peut devenir beaucoup plus grand que les courants d'entrée de l'amplificateur.

Seulement la tension nulle de la diode peut éliminer cette nouvelle source d'erreur mais c'est un conflit avec la grande surface de la diode. Une grande capacité parasite est également présente créant l'amplification souvent grave du bruit comme sera décrit. Pour réduire cette capacité, une grande tension de polarisation inverse est parfois applique sur la diode compliquant considérablement la stabilité et faisant un bruit de courant pour la photodiode avec un facteur d'erreur additionnel. Une plus grande surface de la diode peut réellement dégrader l'exactitude globale, une sensibilité optique plus élevée devrait d'abord être cherchée par des moyens optiques tels qu'un paquet des dispositifs moulés intégrer. Les configurations de circuit qui maintiennent la tension nulle de la diode sont également des candidats dans cette optimisation et sont décrites dans se qui suit.

La valeur de la résistance de rétroaction dans un convertisseur courant-tension détermine en grande partie le bruit et la largeur de bande aussi bien que le gain. Le bruit contribué directement par la résistance a une densité spectrale de $\sqrt{4KTR}$ [64,65] et apparaît directement au rendement d'un convertisseur courant-tension sans amplification.

L'augmentation de la taille de résistance produit une augmentation du bruit non seulement par un rapport de racine carrée mais il produit aussi une augmentation du signal de sortie par une proportionnalité directe. Le rapport signal/bruit tend à augmenter par la racine carrée de la résistance.

Le bruit de l'amplificateur influence également le signal de sortie avec un effet étonnant produit par la résistance de rétroaction et la capacité de diode. Les sources de bruit d'amplificateur sont modélées dans la figure 2.21 comme courant de bruit d'entrée I_n , et la tension de bruit d'entrée e_n . Le courant du bruit traverse la résistance de rétroaction avec le même gain que le courant du signal. C'est le bruit d'injection du courant de polarisation d'entrée I_B , il a une densité de bruit : $\sqrt{2qI_B}$ [64,65].

Le choix d'un AOP ayant des courants d'entrée dans la gamme de pico-ampère fait à ce bruit négligeable pour des niveaux pratiques de la résistance de rétroaction.

Le bruit en tension de l'amplificateur semblerait être transféré avec un gain faible à la sortie. C'est vrai pour le DC où son gain égale à $1 + R_1/R_D$ est maintenu petit par la grande résistance de diode, R_D . La capacité C_D de la diode change la rétroaction pour les hautes fréquences en ajoutant un gain très significatif à e_n . En tant que la capacité et la résistance de rétroaction sont généralement grande, l'effet peut commencer avec des fréquences assez basses. La figure 2.21 montre l'effet du gain en tension de l'amplificateur tracé avec une courbe du facteur de rétroaction ou du gain de bruit. La première courbe de gain éprouve une réponse zéro due au C_D et commence une élévation qui est terminée seulement en raison d'une deuxième capacité parasite. La capacité parasite C_S , shunts la résistance de rétroaction ayant pour résultat un pôle de réponse nivelant le gain à $1 + C_D/C_S$. Pour des diodes de vastes surfaces C_D peuvent attendre des centaines de picofarads faisant un pic du gain de bruit dans les centaines. Ce gain continue jusqu'à la plus haute fréquence de la limite de l'AOP.

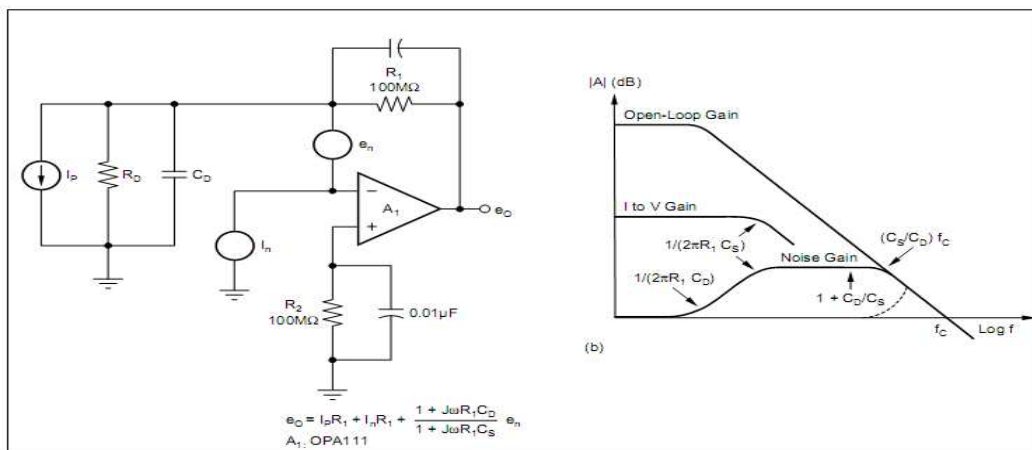


Figure 2.21 : Modalisation de la capacité de la diode dans la rétroaction du convertisseur de base Courant -Tension, [64,65].

À mesure que la résistance de rétroaction augmente, les pôles et les zéros de ce pic de gain se déplacent ensemble pour abaisser l'ensemble des fréquences entourant le plus grand spectre avec un gain élevé. Les premiers signes de ce phénomène sont bien connus à n'importe qui employé les AOP à haute résistance de rétroaction dans des circuits les plus généraux.

Une grande sortie pour une résistance d'entrée avec un AOP a comme conséquence le dépassement, un pic de réponse, un faible réglage ou même des oscillations tout due à l'interaction de résistance avec la capacité d'entrée de l'amplificateur. La résistance et la capacité forment un autre pôle dans la boucle de contre-réaction ayant pour résultat une réponse classique de rétroaction d'un différentiateur.

Indiqué par la ligne pointillée pour des cas d'AOP plus généraux, le facteur associé de rétroaction intercepte la réponse en amplitude en boucle ouverte de l'amplificateur avec un pente de clôture de 12dB/octave qui correspond à un déphasage de rétroaction qui approche ou égale à 180° . Le traitement pour cette condition est un condensateur au borne de la résistance de rétroaction, mais pour des résistances très élevées des convertisseurs courant-tension, se génère automatiquement une capacité parasite. Une telle capacité se dégénère le pôle supplémentaire de rétroaction au déphasage pour le contrôle de déphasage dans la boucle de contre-réaction.

Dans le traitement du comportement du bruit dans le convertisseur courant-tension il est important de noter que le signal en courant et la tension du bruit affronte généralement les différenciées réponses en fréquences.

Le gain de courant-à-tension est plat avec la fréquence jusqu'à une diminution de l'impédance de rétroaction à cause de la capacité parasite comme montrée. Le gain reçu par l'amplification du bruit en tension, sur le même graphe, se prolonge bien au delà de cette décroissance et il est grand dans cette région prolongée. La majorité de bande passante de l'AOP sert souvent à amplifier seulement cette erreur de bruit et pas le signal. C'est typiquement la source de bruit dominante pour des résistances plus élevées de rétroaction ^[66].

Des effets relatifs aux sources de bruit principales du convertisseur courant-tension peuvent être vus avec les courbes de la figure 2.21. Ces courbes représentent le bruit de sortie du convertisseur courant-tension représenté dans la figure 2.21 comprenant les effets du gain de bruit représenté dans la figure 2.21.

2.2.2 La bande passante

Les conditions de la largeur de la bande passante du signal sont une partie intégrale des considérations de convertisseur courant-tension pour deux raisons ^[64].

- ♦ Le total de bruit de sortie augmente proportionnellement à la racine carrée de la largeur de bande passante de système simplement parce qu'il est entouré d'une large bande de spectre de bruit.
- ♦ le conflit entre le rapport optimal signal/bruit et la largeur de bande de signal.

L'optimum se produit pour des convertisseurs courants-tension à gain très élevé mais à gain élevé c'est la largeur de la bande passante qui est limitée. Pour le signal en courant, le facteur de rétroaction d'amplification est unitaire qui rendrait normalement la bande passante des gros gains d'amplification disponible. Même pour les très grandes résistances de rétroaction qui produisent le gain désiré la résistance est shuntée par des capacités parasites à des fréquences très basses. Juste une capacité parasite de 0.5pF à la borne d'une résistance de rétroaction de 100M Ω diminue la largeur de la bande de signal des mégahertz à un niveau inférieur à 3.2kHz.

Pour réduire au minimum ces effets parasites, des précautions sur l'effet capacitif de la résistance et l'assemblage sont employées.

Le montage de la résistance de rétroaction sur des plates-formes (stand offs) réduit l'accouplement capacitif avec les cartes électronique et de telles plate-forme sont normalement de Téflon isolées pour réduire les courants de fuite.

Ce support doit être rigide pour éviter l'injection du bruit par des effets microphoniques de l'effort mécanique de vibrations.

2.3 Interface de communication avec le PC :

Une interface est un système qui se compose du matériel, du logiciel, ou de tous les deux qui permet à deux composants différents d'agir l'un sur l'autre

L'approche adoptée dans notre système est basé sur deux communications différentes :

- communication par le port série.
- communication par le port USB.

Il y a plusieurs manières d'utiliser un PC pour acquérir des données. La méthode choisie dépendra des facteurs suivants :

- le taux d'acquisition requis, comme les pics et la moyenne.
- la nature des données (par exemple, si elle est sous la forme numérique ou analogique)
- la quantité de données à acquérir
- si la source de données communique par un protocole spécifique pour le transfert de données

2.3.1 Le port série: ^[73]

Pourquoi la communication avec le port série est nécessaire ? Pour répondre à cette question, un arrangement des faits suivants est exigé. En débuts des ordinateurs, la plupart des communications de données ont utilisé les ports parallèles dus à la vitesse lente de l'unité centrale de traitement (CPU). La vitesse de traitement typique d'unité centrale était entre 10 et 200 mégahertz. Les dispositifs qui ont employé des communications parallèles étaient des disques durs, des imprimantes, des scanners. La vitesse de traitement était la priorité majeure de n'importe quel ordinateur lent. Les inconvénients d'employer une interface parallèle c'est quelle inclus les circuits d'interface compliqués, un coût élevé, et une distance limitée de transmission.

Aujourd'hui la plupart des ordinateurs normaux peuvent fonctionner à une vitesse de 1 ou 2 gigahertz. Puisque la vitesse courante n'est plus un obstacle, la longue distance et le coût bas sont devenus les priorités principales dans les communications de données d'aujourd'hui. Les communications de port série peuvent maintenant faire des transmissions de données a des long distance (plus de 4.000 pieds) avec un faible. En outre, le matériel utilisé pour des communications de porte série est beaucoup plus simple que cela utilisé pour des communications de port parallèle.

La plupart des logiciels d'exploitation fournissent des pilotes appropriés de communication pour les ports séries.

Les ports séries sont idéals pour beaucoup de communications entre les systèmes de façon générale ou entre les systèmes et le PC. Les ports séries peuvent également être un bon choix quand ont à besoin des câbles très longs ou d'un réseau de base, des systèmes embarqués, ou une combinaison. Quelques systèmes incluent un porte série qui est cachée a l'utilisateur mais visible aux techniciens pour le dépannage et le diagnostic.

-Avantage : ^[73]

Les ports série est un ensemble d'avantage qu'on peut citer:

- Les ports série peuvent échanger n'importe quel type d'information. Les applications adaptées aux ports série impliquent souvent des sondes de lecture, des commutateurs, ou d'autres entrées ou bien des moteurs de contrôle, relais, affichages, ou d'autres sorties.
- Le matériel est peu coûteux et facilement disponible. Les PCs qui n'ont pas les ports série intégrées peuvent utiliser des convertisseurs d'USB/série. Pour chaque famille de microcontrôleur ont peut site des variantes architectures avec des ports série intégrées.
- Autre que le début, le stop bit, et les bits de parité, les interfaces série ne connaît rien au sujet du contenu des données transmises. En revanche, l'USB utilise un protocole sophistiqué pour la définition de la forme des données transmise. Le matériel ou le logicielle doit mettre en application ces protocoles, ajoutant une complexité dont quelques applications n'ont pas besoin.
- Les câbles peuvent être très longs. Une interface RS-232 peut employer des câbles de 40 mètre ou plus. Un câble RS-485 peut être plus de 1200 mètre en revanche, la distance maximum entre un dispositif d'USB et son centre serveur est de 5 mètre.
- Les câbles sont peu coûteux. Dans beaucoup de cas ont peuvent employer des câbles non protégés avec 3-9 fils.
- Pour les dispositifs qui se relie aux PC, Windows et à d'autres système d'exploitation fournir des logicielle pour accéder au port COM. Les langages de programmation fournissent des classes, des bibliothèques, ou d'autres outils pour communications avec le COM-port.
- les dispositifs USB qui accédé comme port COM ne doit pas être que une interface série asynchrone. Le dispositif peut être parallèle ou toute autre interface en tant que nécessaire pour adapter les applications.
- Les technologies sans fil permettent une transmission des données sans câbles.

- Limite : ^[73]

Aucune interface n'est idéale. Les limites aux interfaces série asynchrones incluent:

- Les ordinateurs doivent convertir les données série du port a des données parallèle pour le traitement CPU. La conversion est habituellement manipulée automatiquement par le matériel.
- Le débit maximal spécifique pour RS-232 est de 20 Kbps. Mais beaucoup d'interface peuvent dépasser ce taux, le protocole RS-485 soutient des vitesses jusqu'à 10 Mbps. Les communications entre le PC et le USB virtuels ports COM ne sont pas limitées par le débit maximal de RS-232.
- Windows ne promet pas l'exécution en temps réel pour des communications périodiques.

L'envoi ou la réception des données peut atteindre pendant que le du système d'exploitation s'occupe d'autres tâches. Mais les retards sont normalement courts et c'est commun à d'autres interfaces sur des systèmes de Windows. Mais avec les nouvelle technologie hardware et software cette erreur devient plus faible avec une augmentation de la précision générale.

2.3.2 Communications asynchrones et synchrones: ^[74]

La communication et l'échange d'information décrite dans ce projet emploient un protocole série asynchrone. Dans un protocole asynchrone, l'interface n'inclut pas une ligne d'horloge.

Mais chaque ordinateur fournit sa propre horloge à l'utilisation comme référence de synchronisation. Les ordinateurs doivent synchroniser entre la fréquence du signal d'horloge et la fréquence réelle avec quelque pourcent aux près. Un bit de départ est transmis pour synchroniser les horloges de l'émetteur et du récepteur.

En revanche, dans un protocole synchrone, l'interface inclut une ligne d'horloge typiquement commandée par un des ordinateurs, et tous les bits transmis sont synchronisés à cette horloge. Chaque bit transmis est valide à un temps défini après un front montant ou descendant de l'horloge, selon le protocole. Les exemples des interfaces série synchrones sont I2C, SPI, et Microwire.

2.3.3 Le protocole RS-232 :

Le protocole RS-232 est conçu pour manipuler les communications entre deux dispositifs avec une limite de distance d'environ 24 à 40 mètres, selon le bit rate et le type de câble.

Le RS-232 utilise des lignes déséquilibrées, ou asymétriques. Chaque signal dans l'interface a une ligne spécialisée dont la tension est mise en référence à une masse commune.

- Signal

L'utilisation populaire du RS-232 se rapporte à une interface série qui est conforme à une grande partie au standard TIA-232-F (TIA-232-F: *Interface between Data Terminal Equipment*).

L'éditeur de la norme est l'association d'industrie de télécommunications (TIA). Les versions premières étaient un produit de l'association d'industries d'électronique (EIA). Une norme semblable est entourée par la V.24 et V.28 de l'Union Internationale des Télécommunications (ITU) et de l'ISO 2110 de l'organisation mondiale de standardisation (ISO : International Organization for Standardization).^[74]

La norme définit les noms et les fonctions des signaux, les caractéristiques électriques des signaux, et caractéristiques mécaniques.

Les versions antérieures n'ont pas inclus tous ces éléments. L'addition du nouveau matériel, tel que les connecteurs recommandés, et la documentation ce qui était devenu standard pour l'utilisation populaire.

- Le DTE et DCE

La norme RS-232 appelle la fin du lien le *data terminal equipment*, ou le DTE. La fin de modem de la ligne c'est *data circuit-terminating equipment*, ou DCI. Les signaux et leurs fonctions sont appelés du point de vue DTE. Par exemple, TX (transmettre les données) c'est une sortie pour le DTE et une entrée pour le DCE, alors que RX (recevoir les données) est une entrée sur DTE et une sortie sur un DCE. Les ports RS-232 sur des PC sont presque toujours DTE.

- Les lignes :

Les trois lignes essentielles pour les communications RS-232 bidirectionnelles :

TX. Porte les données du DTE au DCE. Appelé parfois TD ou TXD.

RX. Porte les données du DCE au DTE. Appelé parfois RD ou RXD.

SG. La ligne de masse. Parfois appelée GND ou SGND.

Les lignes restantes sont signaux de régulation de débit et autres de statut et de commande. La norme RS-232 définit une fonction pour tous les lignes, mais les applications sont libres pour employer les signaux de n'importe quelle façon tant que les deux extrémités se mettent d'accord sur ce que signifient les signaux

2.3.4 Universal Serial Bus (USB) :^[75]

L'USB fournit un extensible Plug and Play interface, c'est une interface série qui peut être branché à chaud qui assure un raccordement standard et peu coûteux pour les périphériques tels que des appareils-photos, claviers, souris, imprimantes, scannaire, des dispositifs de stockage. La migration à l'utilisation de l'USB est recommandée pour tous les périphériques qui emploient des ports standardiser tels que le port série, et le port parallèle. L'USB à l'origine été développé en 1995. Le but principal de l'USB est de définir un bus d'expansion externe qui rend la connexion des périphériques à un PC aussi facile. Les buts des programmeurs des pilotes c'est d'utilisation facile et le coût réduit. Une architecture externe aux répond vue aux objets suivants :

- le centre serveur du PC contrôle le matériel et le logiciel.
- Connecteurs et câbles robustes
- Protocoles maître-esclave pour les périphériques
- Expansibilité par le centre multiport

Le rôle du système software est de fournir une vue uniforme du système de l'entrée-sortie pour tout les logiciels d'applications. Il masque les détails de l'exécution de matériel de sorte que le logiciel d'application soit plus compatible. Pour le sous-système d'entrée-sortie d'USB en particulier, le logiciel contrôle l'attachement et le détachement dynamiques des périphériques. Cette phase, appelée l'énumération, implique la communication avec le périphérique pour découvrir l'identité d'un programme pilote de périphérique pour être chargé, si elle n'est pas déjà chargée. Une adresse unique est affectée à chaque périphérique pendant l'énumération pour être employé pour le transfert de données. Pendant le temps d'exécution, le centre serveur du PC lance des transactions aux périphériques spécifiques, et chaque périphérique accepte ses transactions et répond en conséquence.

Tous les périphériques d'USB sont des esclaves qui obéissent à un protocole définie. Ils doivent réagir aux transactions demandées par le centre serveur du PC. Le périphérique répond aux transactions de commande, par exemple la demande des informations détaillées au sujet du dispositif et les paramètres de configuration. Le périphérique envoie et reçoit des données du centre serveur ont utilisent un format de données standard d'USB. Ce transfert de données normalisé dans les deux directions du centre serveur avec l'interprétation par le périphérique donne à l'USB l'énorme flexibilité par rapport aux petits changements du logiciel de PC-centre serveur. Les périphériques d'USB 1.1 peuvent fonctionner à 12 ou à 1.5 Mbps, mais l'USB 2.0 a un débit de conception de 480 Mbps.

Bien que l'USB soit un dispositif de communication série, nous ne pouvons pas utiliser les pilotes de périphérie série pour assurer une communication directe avec les dispositifs d'USB parce que cela fonctionne en mode dynamique, car il peut être branché à chaud ou débranché à chaud à partir d'un ordinateur serveur. Un pilote de périphérie spécial est nécessaire pour connecter avec succès à n'importe quel dispositif d'USB.

2.4 Conclusion :

Ce chapitre a été consacré essentiellement à faire d'abord une description général du schéma bloc du système réalisé, suivie par une description détaillée des différents étage le constituant. Des aspects critères de choix des différents circuit avec un accent particulier sur la conception du capteur eu encore sonde étaient aussi discutée, cette discussion était aussi portée sur les modalités d'interface avec un PC à savoir les ports série RS232 ou encoures la nouvelle version USB.

Rapport-Gratuit.com

Chapitre 03 : Etude et réalisation pratique du système.

A ce niveau, après l'étude dans les chapitres précédant : des principes physiques d'interaction tissu-lumière décrit à travers les propriétés optiques du sang humain et l'étude descriptive de la conception du dispositif à réaliser. Une étude de différentes phases de réalisation pratique est présentée dans ce chapitre.

Cette étude est menée à travers une analyse des différents circuits proposés pour réaliser le dispositif.

Des circuits sont illustrés sur le schéma électrique global du système réalisé donné sur la figure 3.1 ci-dessus.

Le schéma électrique est subdivisé en deux parties :

-partie de mise en forme du signal : qui contient toute les parties nécessaires pour avoir un signal lisible et capable de refléter la grandeur physiologique à analyser.

-partie d'acquisition : c'est la partie responsable de la numérisation du signal pour avoir un signal capable d'être lus par un système numérique (PC, DSP...) et d'être traiter en vue d'extraire les gradeurs physiologiques appropriées.

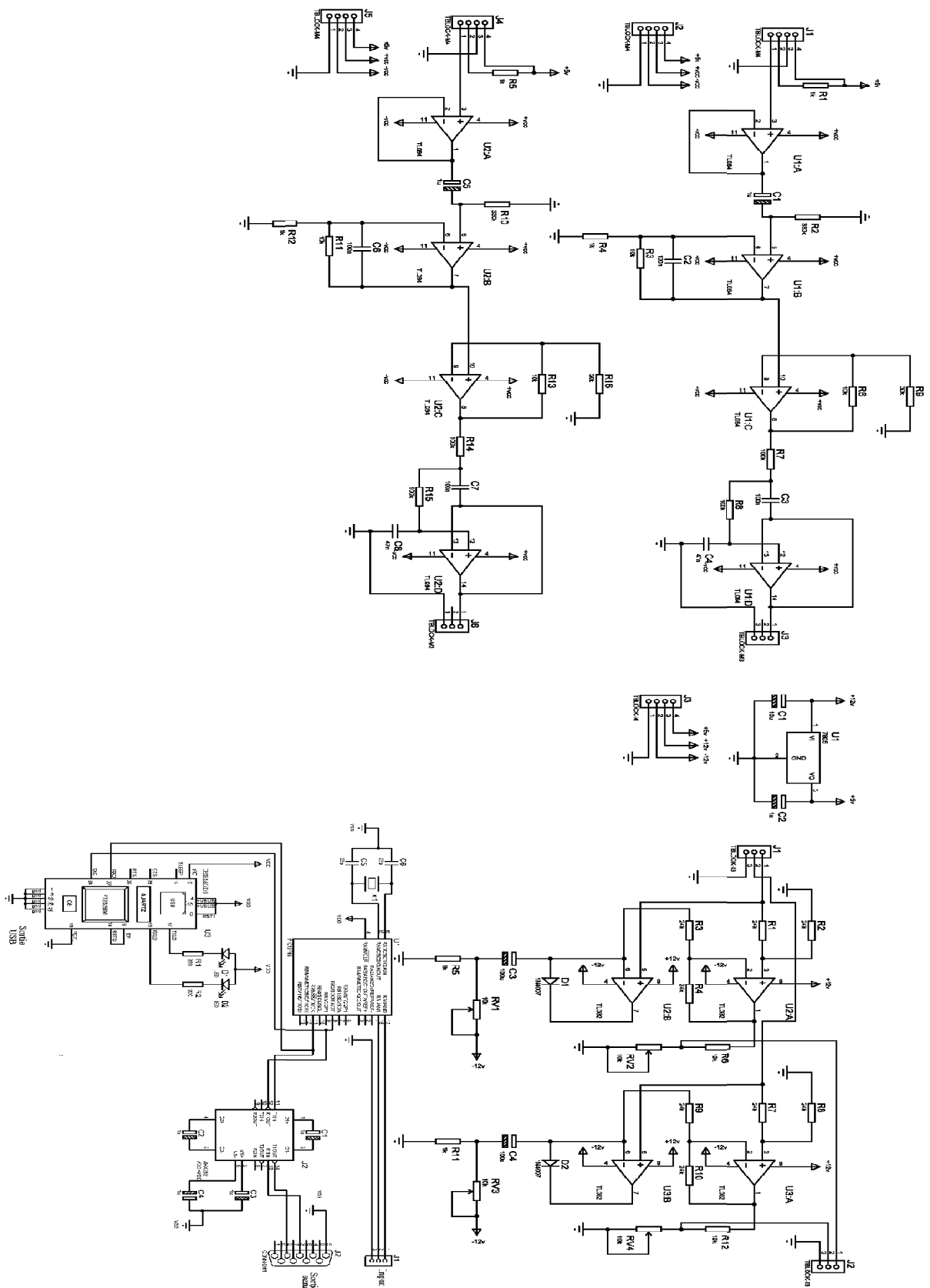


Figure 3.1 : Schéma électrique du système réalisé.

3.1 La mise en forme du signal :

La partie mise en forme du signal est une chaîne de mesure qui commence par le capteur et avec les valeurs des composants sont déterminées en s'inspirant d'abord de l'étude menée du chapitre 2 et des mesures expérimentaux menées à travers des essais successifs.

Cette partie du dispositif regroupe alors :

1. Le circuit émetteur.
2. Le photodétecteur.
3. L'adaptateur.
4. Le filtrage.
5. L'amplification.
6. Le convertisseur bipolaire unipolaire.

3.1.1 Le circuit émetteur :

Un système très simple pour l'émission basé sur une LED et une résistance de protection pour limiter le courant qui traverse la LED.

Le choix pour le circuit émetteur est basé sur une configuration LED avec une résistance de protection limite le courant directe de la LED.

La LED utilisée est une LED rouge, 3mm, haute intensité, identifiée par MARL – 100007.

Caractéristique de la LED :

- LED 3MM R ROUGE 34DEG
- Dimension de la lentille:3mm
- Couleur, LED: Rouge
- Intensité lumineuse typique:1300mcd
- Angle, vision:50°
- Courant, direct, If:30mA
- Tension, Vf max.:1.85V
- Température de fonctionnement:-40°C à +85°C
- Courant, If max.:30mA
- Diamètre, extérieur:3.1mm
- Intensité lumineuse min. à If:1300mcd
- Longueur d'onde typ:660nm
- Longueur d'onde, crête:660nm
- Longueur/hauteur:4.6mm
- Couleur de la LED: Transparente non teintée
- Tension, inverse crête max.:5V
- Type de boîtier: Radial.

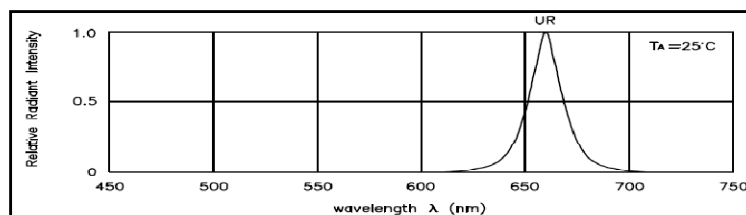


Figure 3.2: la tension relative en fonction de la longueur d'onde.

3.1.2 Le photodétecteur :

Pour ce photodétecteur le choix est porté sur un dispositif intégré : le TSL250. Le TSL250 est un capteur convertisseur de lumière en tension, et qui contient une combinaison de photodiode et d'un amplificateur a transimpédance (avec une résistance de feedback=16 M Ω) dans le même circuit intégré. La sortie en tension est directement proportionnelle à l'intensité de la lumière incidente (l'irradiance) pour la photodiode.

Ce composant utilise la silicon-gate linCMOS technologie, qui fournit une petite tension d'offset, grand sensibilité et une petite consommation voir fiche technique (annexe).

Le schéma externe de ce composant est donné dans la figure 3.3 ci-dessus et sa version boîtier sur la figure 3.4 ci-dessus.

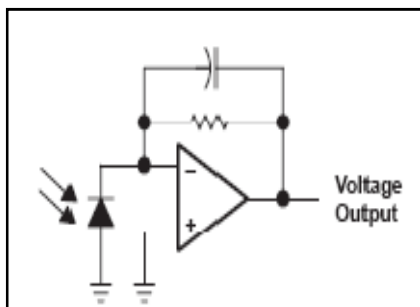


Figure 3.3: schéma générale du TSL 250.

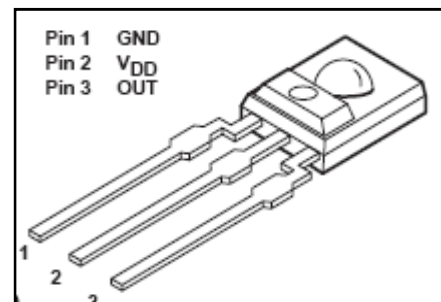


Figure 3.4: vue de sortie du TSL 250

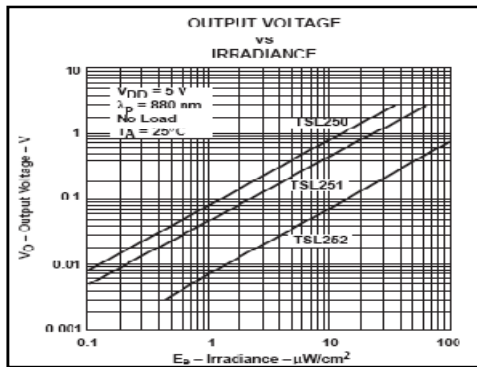


Figure 3.5: tension de sortie en fonction d'irradiance.

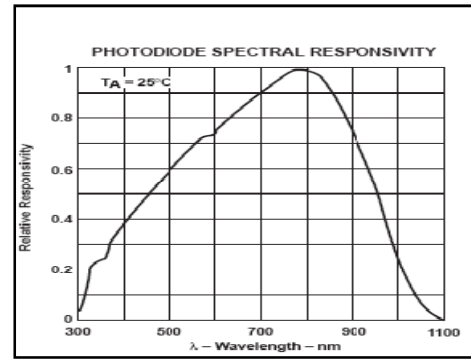


Figure 3.6: la réponse spectrale de la photodiode.

Il convient de noter que le choix de ce composant est fortement justifié compte tenu de ces caractéristiques de réponse.

En effet, et comme cela est illustré sur la figure 3.5

La réponse est linéairement proportionnelle à l'irradiance qui est un critère de choix pour avoir un bon photopléthysmographe.

De même, et comme cela est illustré sur la figure 3.6 couvre largement le domaine d'intérêt de notre application à savoir la longueur 660 nm (lumière rouge)

3.1.3 Le filtrage :

Compte tenu que l'étendue fréquentielle du signal photopléthysmographe est de 0,05Hz à 2Hz il est clair qu'une telle bande est susceptible d'être affecter par différent nature des bruits tel que l'influence du réseau, bruit des composants (amplificateur bruit 1/f, mouvement du patient, il est alors nécessaire de filtrer ce signal pour améliorer le rapport signal/bruit.

L'opération de filtrage est réalisée à travers 3 différentes structures de filtres en cascade :

- Un filtre passe haut RC de fréquence de coupure $f_c = 0,48\text{Hz}$ ($R_2 = 330\text{K}\Omega$; $C_1 = 1 \mu\text{F}$).
- Un amplificateur à bande passante pour limiter les HF.
- Un filtre passe bas de structure Sallen-Key^[77]. La particularité d'une telle structure est que le facteur de qualité Q est indépendant de la fréquence de coupure f_0 .

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{K}{R^2 C_1 C_2 P^2 + R[2C_2 + (1 - K)C_1] + 1}$$

$$Q = \frac{\sqrt{C_1 C_2}}{2C_2 + (1 - K)C_1}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{R\sqrt{C_1 C_2}}$$

$$\text{Avec : } K = \left(1 + \frac{r}{R}\right) \left(1 - \frac{1}{A}\right)$$

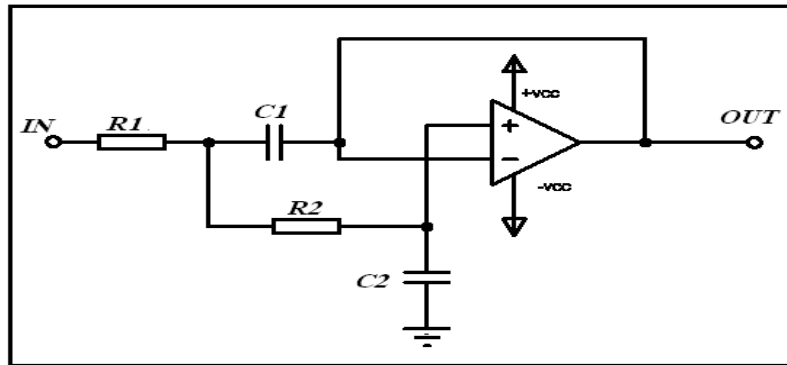


Figure 3.7 : Cellule passe-bas du second ordre de Sallen-Key.

Pour les valeurs élevées de facteur de surtension Q , ces dernières valeurs deviennent rapidement énormes dès que K diffère de l'unité, si bien que la plupart des réalisations intéressantes du type Sallen-Key sont telles que $K=1$. C'est ce qui est utilisé dans notre application.

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{1K}{R^2 C_1 C_2 P^2 + R[2C_2 + (1 - K)C_1] + 1}$$

$$Q = \frac{\sqrt{C_1 C_2}}{2C_2 + (1 - K)C_1} \quad \omega_0 = \frac{1}{R\sqrt{C_1 C_2}}$$

$$\text{Avec : } K = \left(1 + \frac{r}{R}\right) \left(1 - \frac{1}{A}\right)$$

3.2 Circuit d'acquisition du signal :

Le circuit d'acquisition est réalisé autour d'un microcontrôleur le PIC 16F88. En fait ce composant est utilisé pour gérer toutes les procédures du multiplexage, d'échantillonnage, de conversion analogique digitale et transmission de données.

En fait, à travers l'approche à choisir, le dispositif d'acquisition ainsi conçu, permet d'avoir un dispositif à deux voies de communication voir figure ci-dessus.

1. Une carte de communication USB avec le module USBMOD3 :c'est une carte autoalimenté qui assure l'alimentation au microcontrôleur avec deux LED pour signaler l'émission et la réception.
2. Une carte de communication série sur le protocole RS-232 SUBD9 qui peut être alimentée de deux manières, soit par une alimentation externe ou bien avec le bus USB. Dans ce cas on aura besoin d'un convertisseur de tension. Il est réalisé à travers le MAX 232

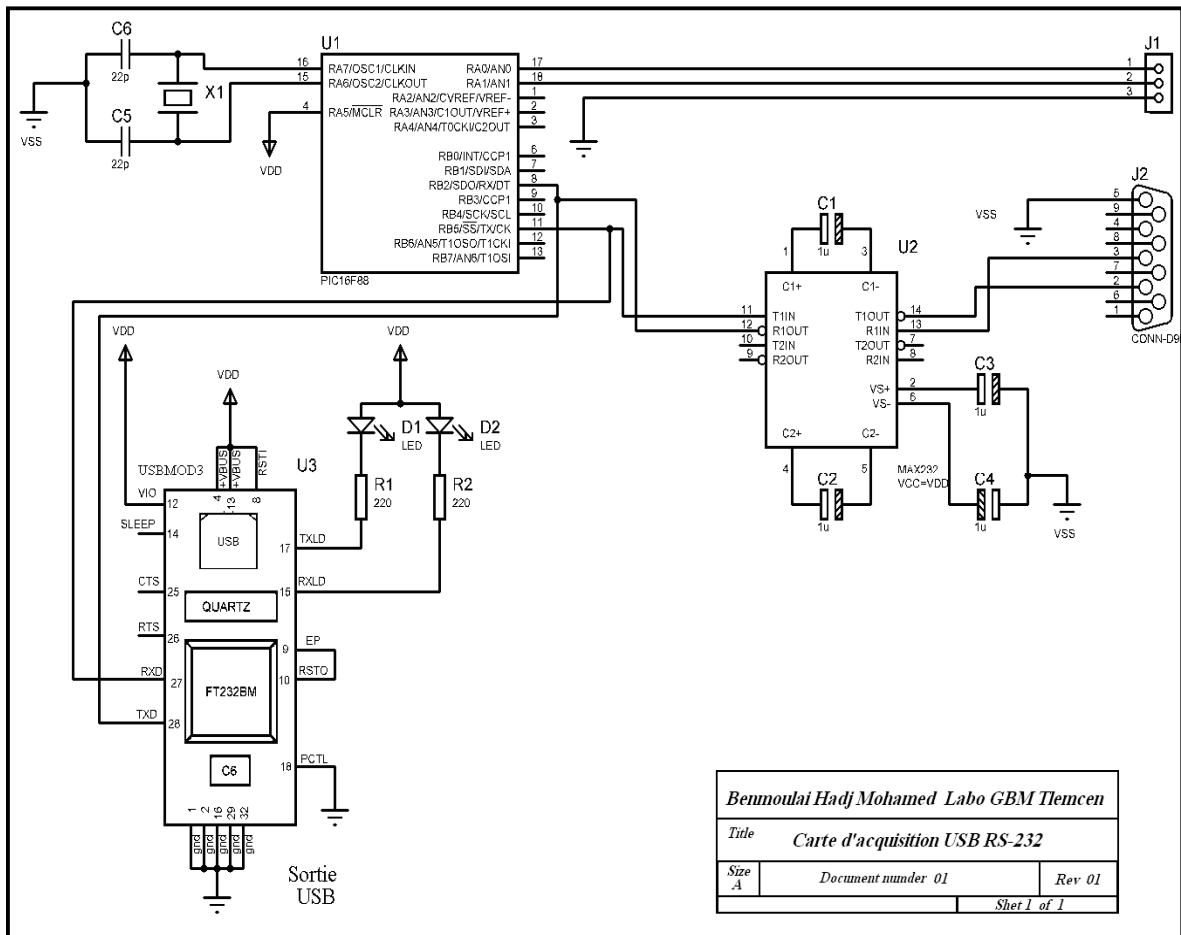


Figure 3.8 : Le schéma électrique de la carte d'acquisition.

3.2.1 Module d'USB Plug and Play pour développement d'application série (USBMOD3):

L'intégration du protocole USB dans les montages à microcontrôleurs peut se révéler lourd et fastidieux à mettre en œuvre, voir même, risque de mobiliser une grande partie des ressources systèmes. Des circuits intégrés spécialisés sont maintenant disponibles au grand public, et on les retrouve directement assemblés avec leurs composants annexes sur des modules prêts à l'emploi et relativement économiques.

-Pourquoi le passage à l'USB ?

Le bus USB est maintenant devenu standard, équipé tout les nouveaux PC depuis bien des années, on ne peut pas dire de même de la classique liaison RS232 disponible sur la DB9, nous dirions même qu'elle à une tendance à devenir inexistante sur les PC portables. Un autre point non négligeable : c'est la vitesse de communication atteinte qui peut monter jusqu'a 1000 Kbd. On peut aussi parler de l'abondance des prises USB disponibles sur le pc, permettant le raccordement de plusieurs montages, la possibilité de personnaliser sa réalisation en attribuant un nom à son interface et l'adjonction d'un numéro de série. Dernier point, le bus USB est autoalimenté et peut fournir un courant assez important pour alimenter totalement un montage à microcontrôleur.

Dans notre conception, pour la carte USB, le choix est porté sur le module 'USBMOD3' disponible chez [Lextronic](#). Il intègre le circuit intégré de type FTDI232BM, compatible avec la norme USB1 et USB2.

Il a une possibilité d'utiliser le module de deux manières différentes :

- Avec le driver **VCP** (Virtual COM Port), qui **simule** et ajoute automatiquement un port RS232 au PC. L'accès au port sera transparent pour l'utilisateur et son pilotage se fera comme un vrai port série. C'est la manière la plus simple d'utiliser le module.
- Avec le driver **D2XX** : Aucun port série directement adressable ne sera ajouté comme avec le driver VCP, son pilotage se fera à l'aide d'un accès à une bibliothèque de liaison dynamique "**DLL**" à l'aide des logiciels de développement comme Visual basic, Delphi... En revanche, cette méthode de pilotage permet d'exploiter au maximum la vitesse de communication.

Dans tous les cas les 2 drivers ne doivent pas cohabiter ensemble.

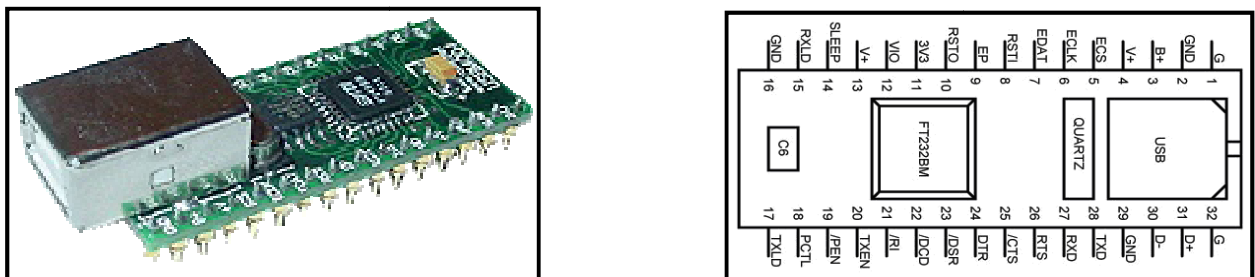


Figure 3.9 : Vue général et le brochage de l'USBMOD3

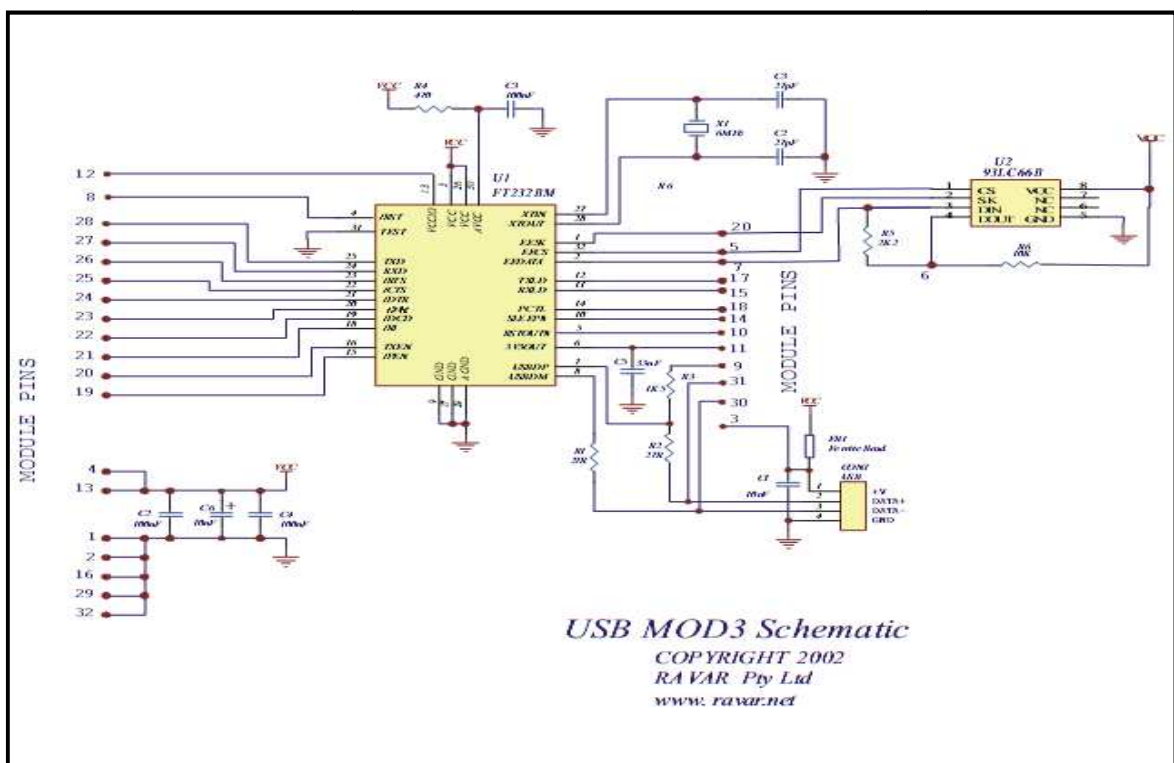


Figure 3.10 : Schéma électrique du module USBMODE3.

L'USBMOD3 est la manière simple et rapide de changer une liaison RS232 à l'USB. La liaison peut être remplacée dans quelques minutes par un USBMOD3 en reliant TX, RX avec les broches appropriées. (Voir fig. 3.13 ci-dessous)

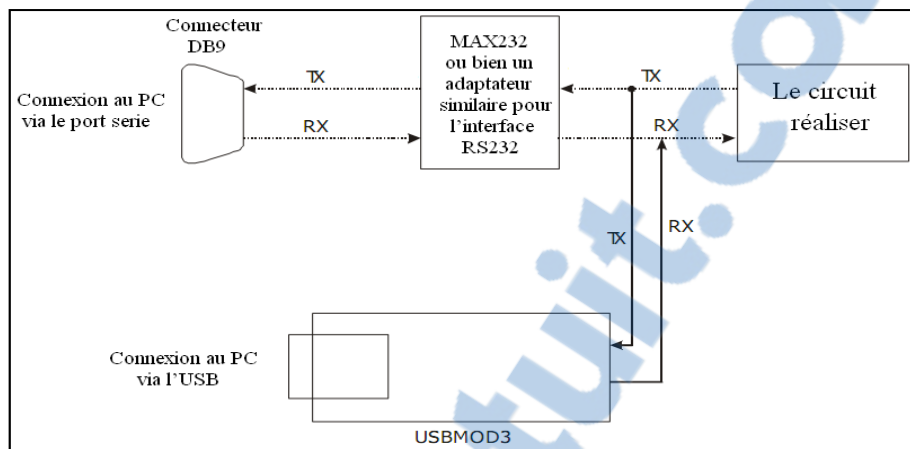


Figure 3.11: Adaptation du module USBMOD3 avec l'interface série RS232.

A travers l'analyse de ce module l'USBMOD3 exploite la simplicité de la liaison RS232 avec la disponibilité et la rapidité du bus USB sans une programmation directe de l'interface pour la communication USB. La partie logicielle et les installations des pilotes pour la gestion du Virtual Port Com est décrite dans le chapitre qui suit.

3.2.2 Etude du microcontrôleur PIC16f88^[78]:

Un PIC n'est rien d'autre qu'un microcontrôleur, c'est à dire une unité de traitement de l'information de type microprocesseur à laquelle on a ajouté des périphériques internes permettant de réaliser des montages sans nécessiter l'ajout de composants externes comme par exemple RAM, ROM, UART, ADC...etc.

Les PIC sont des composants dit RISC (Reduced Instructions Set Computer), ou encore composant à jeu d'instructions réduit. Car plus on réduit le nombre d'instructions, plus facile et plus rapide en est le décodage, et plus vite le composant fonctionne.

On trouve sur le marché 2 familles opposées, les RISC et les CISC (Complex Instructions Set Computer). Sur les CISC, on dispose de moins de vitesse de traitement, mais les instructions sont plus complexes, plus puissantes, et donc plus nombreuses. Il s'agit donc d'un choix de stratégie.

Tous les PIC Mid-Range d'où le PIC 16F88 fait partie ont un jeu de 35 instructions, stockent chaque instruction dans un seul mot de programme, et exécutent chaque instruction (sauf les sauts) en 1 cycle. On atteint donc des très grandes vitesses, et les instructions sont de plus très rapidement assimilées. L'exécution en un seul cycle est typique des composants RISC. L'horloge fournie au PIC est pré-divisée par 4 au niveau de celle-ci. C'est cette base de temps qui donne la durée d'un cycle.

La famille des PIC était subdivisée au premier temps en 3 grandes familles : La famille Base-line, qui utilise des mots d'instructions de 12 bits, la famille Mid-Range, qui utilise des mots de

14 bits (et dont font partie les 16F84, 16F88 et 16F876), et la famille High-End, qui utilise des mots de 16 bits. Par la suite, d'autres familles sont apparues, comme l'Enhanced family.

Notre choix de microcontrôleur est porté sur le PIC 16F88 de la famille Mid-Range. Ce PIC et le composant noyau dans notre interface d'acquisition, il va nous permettre d'éliminer différentes parties qui seront intégrées dans le PIC leur description est donnée dans ce qui suit.

3.2.2.1 Description :

Le 16F88 est compatible broche à broche avec le 16F84. Mais il possède plus de périphériques intégrés (USART, I2C, CAN) et une mémoire programme plus grande. De plus il peut fonctionner sur son oscillateur interne, ce qui libère 2 broches supplémentaires pour des I/O. voici quelle que caractéristiques de se PIC :

- Consommation : moins de 2mA sous 5V à 4 MHz.
- Architecture RISC : 35 instructions de durée 1 ou 2 cycles.
- Durée du cycle : Période de l'oscillateur quartz divisée par 4 soit 200 ns pour un quartz de 20 MHz.
- Code instruction : mot de 14 bits et compteur programme (PC) sur 13 bits, ce qui permet d'adresser 8 K mots (de h'0000' à h'1FFF')
- Bus DATA sur 8 bits.
- 15 Ports Entrée-sortie bidirectionnels pouvant produire 25 mA par sortie.
- 4 sources d'interruption :
 - Externe par la broche partagée avec le Port B : PB0
 - Par changement d'état des bits du Port B: PB4 PB5 PB6 ou PB7
 - Par un périphérique intégré dans le chip: écriture de Data en EEPROM terminée, conversion analogique terminée, réception USART ou I2C.
 - Par débordement du Timer.
- 2 Compteurs 8 bits et 1 compteur 16 bits avec pré-diviseur programmable.
- Convertisseur analogique 10 bits à 7 entrées multiplexé.
- UART pour transmission série synchrone ou asynchrone.
- Interface I2C pour un esclave seulement.
- 1 module pour PWM avec une résolution de 10 bits.

3.2.2.2 Mémoire:

- 368 Octets de RAM
- 256 Octets d'EEPROM Data.
- 4K mots de 14 bits en EEPROM Flash pour le programme (h'000' à h'FFF').
- 1 registre de travail : W et un registre fichier : F permettant d'accéder à la RAM ou aux registres internes du PIC. Tous les deux sont des registres 8 bits.

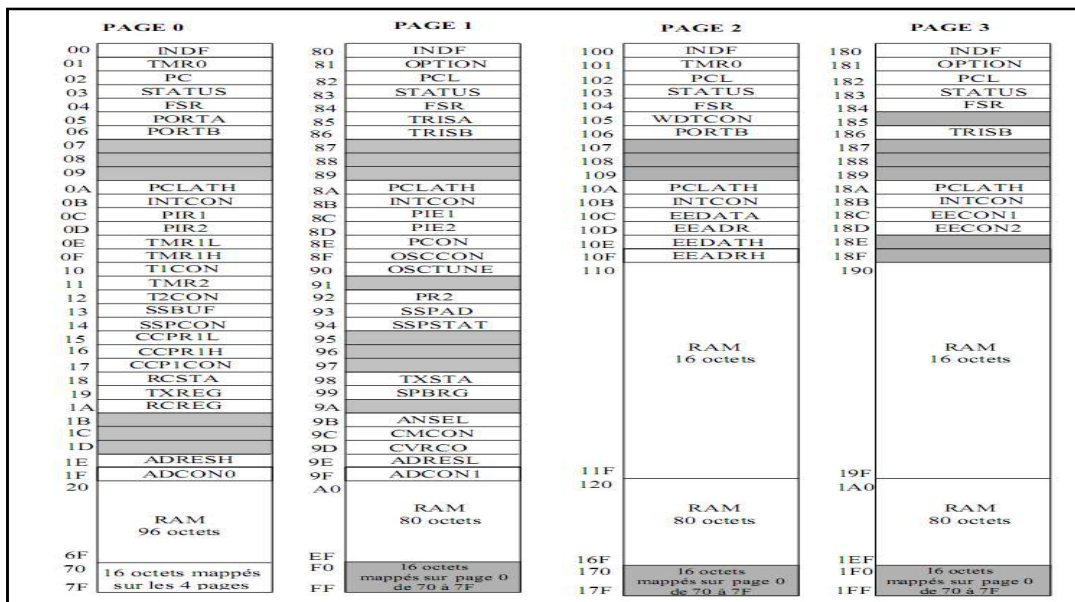


Figure 3.12 : Organisation de la mémoire registres (Il s'agit de mot de 8 bits, rangés sur 4 pages.)

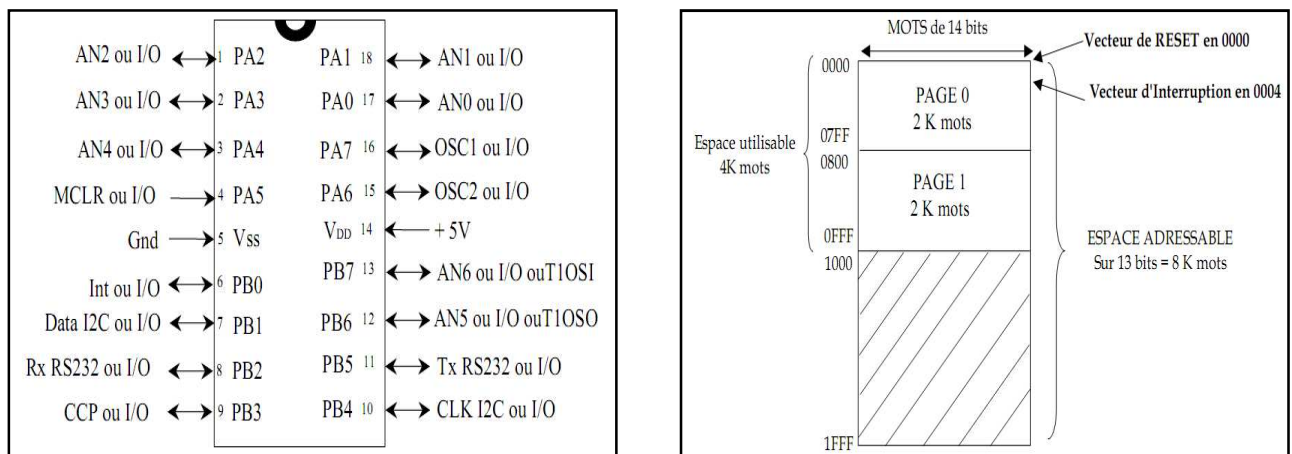


Figure 3.13: A gauche Brochage du PIC 16F88, à droite organisation de la mémoire programme.

3.2.2.3 Les registres internes :

Le registre Status : On accède indifféremment à ce registre par une quelconque de ces 4 adresses (h'03' ou h'83' ou h'103 ou h'183').

Au reset : STATUS = 00011XXX

Bit 7 : IRP = permet la sélection des pages en adressage indirect.

Bits 6 et 5 : RP1 et RP0 = permettent la sélection des pages en adressage direct.

- PAGE 0 de 00 à 7F
- PAGE 1 de 80 à FF
- PAGE 2 de 100 à 17F

- PAGE 3 de 180 à 1FF

Bit 4: TO = Time Out bit. (Bit en lecture seulement.)

- 1 = Après une mise sous tension, RAZ du watchdog ou bien après l'instruction SLEEP.
- 0 = Signifie qu'un Time Out du timer de watchdog est survenu.

Bit 3: PD = Power Down bit.

- 1 = Après une mise sous tension ou bien après une RAZ du Watchdog.
- 0 = Après l'instruction SLEEP.

Bit 2 : Z = Zero bit.

- 1 = Le résultat d'une opération arithmétique ou logique est zéro.
- 0 = Le résultat d'une opération arithmétique ou logique est différent de zéro.

Bit 1: DC = Digit Carry bit.

- 1 = Une retenue sur le 4eme bit du poids faible est survenue.
- 0 = Pas de retenue sur le 4eme bit du poids faible.

Bit 0: C = Carry bit / Borrow.

- 1 = Une retenue sur le bit MSB est survenue.
- 0 = Pas de retenue sur le bit MSB.

Le registre OPTION : Ce registre en lecture écriture permet de configurer les pré-diviseurs du Timer et du Watch-dog, la source du Timer, le front des interruptions et le choix du Pull up sur le Port B. (h'81' ou h'181').

Au reset : OPTION = 11111111.

Bit 7: RBPU = Pull up Enable bit on Port B.

- 1 = Pull up désactivé sur le Port B.
- 0 = Pull up activé

Bit 6: INTEDG = Interrupt Edge select bit.

- 1 = Interruption pour un front montant sur la broche PB0/IRQ (pin 6).
- 0 = Interruption pour un front descendant sur PB0/IRQ.

Bit 5: TOCS = Timer TMR0 Clock Source select bit.

- 1 = L'horloge du Timer est l'entrée PA4/Clk (pin 3).
- 0 = Le Timer utilise l'horloge interne du PIC.

Bit 4: TOSE = Timer TMR0 Source Edge select bit.

- 1 = Le Timer s'incrémente à chaque front montant de la broche PA4/Clk.
- 0 = Le Timer s'incrémente à chaque front descendant de la broche PA4/Clk.

Bit 3 : PSA = Prescaler Assignment bit.

- 1 = Le pré-diviseur est affecté au Watchdog..
- 0 = Le pré-diviseur est affecté au Timer TMR0.

Bits 2 à 0: PS2 PS1 PS0 = Prescaler Rate Select bits.

PS2	PS1	PS0	Prédiv Timer	Prédiv Watchdog
0	0	0	2	1

0	0	1	4	2
0	1	0	8	4
0	1	1	16	8
1	0	0	32	16
1	0	1	64	32
1	1	0	128	64
1	1	1	256	128

Tableau 3.1 : Les pré-diviseurs du Timer et du Watch-dog.

Le registre INTCON : Ce registre en lecture écriture permet de configurer les différentes sources d'interruption. (h'0B' ou h'8B' ou h'10B' ou h'18B').

Au reset : INTCON = 0000000X

Bit 7: GIE = Global Interrupt Enable bit

- 1 = Autorise toutes les interruptions non masquées.
- 0 = Désactive toutes les interruptions.

Bit 6 : PEIE = Peripheral Interrupt Enable bit.

- 1 = Autorise les interruptions causées par les périphériques.
- 0 = Désactive les interruptions causées par les périphériques.

Bit 5: TMR0IE = Timer TMR0 Overflow Interrupt Enable bit.

- 1 = Autorise les interruptions du Timer TMR0.
- 0 = Désactive les interruptions du Timer TMR0.

Bit 4 : INTOIE = RB0/Int Interrupt Enable bit.

- 1 = Autorise les interruptions sur la broche : PB0/IRQ (pin6).
- 0 = Désactive les interruptions sur la broche : PB0/IRQ (pin6).

Bit 3 : RBIE = RB Port Change Interrupt Enable bit.

- 1 = Autorise les interruptions par changement d'état du Port B (PB4 à PB7).
- 0 = Désactive les interruptions par changement d'état du Port B (PB4 à PB7).

Bit 2: TMR0IF = Timer TMR0 Overflow Interrupt Flag bit.

- 1 = Le Timer à débordé. Ce flag doit être remis à zéro par programme.
- 0 = Le Timer n'a pas débordé.

Bit 1: INTOIF = RB0/Int Interrupt Flag bit.

- 1 = Une interruption sur la broche PB0/IRQ (pin 6) est survenue.
- 0 = Pas d'interruption sur la broche PB0/IRQ (pin 6).

Bit 0 : RBIF = RB Port Change Interrupt Flag bit.

- 1 = Quand au moins une entrée du port B (de PB4 à PB7) a changé d'état.
- 0 = Aucune entrée de PB4 à PB7 n'a changé d'état.

Le registre PIE1 : Ce registre contient les bits individuels d'autorisation pour les Interruptions des périphériques. (h'8C' : page 1).

Au reset : PIE1 = 00000000

Bit 6 : ADIE = A/D converter Interrup Enable bit.

- 1 = Autorise les interruptions du convertisseur analogique/digital.
- 0 = Désactive cette interruption.

Bit 5: RCIE = USART Receive Interrup Enable bit.

- 1 = Autorise les interruptions en réception de l'USART.
- 0 = Désactive cette interruption.

Bit 4: TXIE = USART Transmit Interrup Enable bit.

- 1 = Autorise les interruptions en émission de l'USART.
- 0 = Désactive cette interruption.

Bit 3 : SSPIE = Synchronous Serial port Interrup Enable bit.

- 1 = Autorise les interruptions du module Synchrone (I2C).
- 0 = Désactive cette interruption.

Bit 2: CCP1IE = CCP1 Interrup Enable bit.

- 1 = Autorise les interruptions du CCP1.
- 0 = Désactive cette interruption.

Bit 1: TMR2IE = TMR2 Interrup Enable bit.

- 1 = Autorise les interruptions du Timer 2 TMR2.
- 0 = Désactive cette interruption.

Bit 0: TMR1IE = TMR1 overflow Interrup Enable bit.

- 1 = Autorise les interruptions de débordement du Timer 1 TMR1.
- 0 = Désactive cette interruption.

Le registre PIR1 :

Ce registre contient les FLAG associés aux interruptions des périphériques. Ces Flag passent à "1" quand une IT correspondante survient et que le bit d'autorisation est bien positionné. Ces Flag doivent être remis à "0" par Soft. (h'0C' : page 0).

Au reset : PIR1 = 00000000

Bit 6 : ADIF = A/D converter Interrup Flag bit.

- 1 = Une conversion A/D est terminée.
- 0 = la conversion A/D n'est pas terminée.

Bit 5: RCIF = USART Receive Interrup Flag bit.

- 1 = Le buffer de réception de l'USART est plein (donnée reçue).
- 0 = Le buffer de réception de l'USART est vide (rien de reçu).

Bit 4 : TXIF = USART Transmit Interrup Flag bit.

- 1 = Le buffer de transmission de l'USART est vide (on peut le remplir).
- 0 = Le buffer de réception de l'USART est plein (on ne peut pas le charger).

Bit 3 : SSPIF = Synchronous Serial Port Interrup Flag bit.

- 1 = Une condition d'IT du module SSP est apparue.
- 0 = Aucune condition d'IT n'est apparue.

Bit 2: CCP1IF = CCP1 Interrup Flag bit.

- 1 = Une condition de Capture ou de Compare du Timer1 a fait une IT.
- 0 = Pas d'IT de capture ou de Compare du TIMER 1.

Bit 1: TMR2IF = TMR2 Interrup Flag bit.

- 1 = Le Timer2 a fait une IT.
- 0 = Pas d'IT du TIMER 2.

Bit 0: TMR1IF = TMR1 Overflow Interrup Flag bit.

- 1 = Le débordement Timer 1 a fait une IT.
- 0 = Pas de débordement du TIMER 2.

Le registre PIE2 : Ce registre contient les bits individuels d'autorisation pour les Interruptions de

l'EEPROM en écriture. (h'8D' : page 1).

Au reset : PIE1 = 00000000

Bit 7: OSFIE = Oscillator Fail Interrup Enable

- 1 = Autorise cette interruption si l'oscillateur stoppe
- 0 = Désactive cette interruption.

Bit 6 : CMIE = Comparator Interrup bit.

- 1 = Autorise cette interruption du comparateur.
- 0 = Désactive cette interruption.

Bit 4: EEIE = EEPROM write Interrup Enable.

- 1 = Autorise cette interruption de fin d'écriture de l'EEPROM.
- 0 = Désactive cette interruption.

Le registre PIR2 : Ce registre contient les flags pour les Interruptions de l'EEPROM en écriture. (h'0D' : page 0).

Au reset : PIE1 = 00000000

Bit 7: OSFIF = Oscillator Fail Interrup Flag

- 1 = oscillateur est HS
- 0 = oscillateur est OK

Bit 6 : CMIF = Comparator Interrup Flag.

- 1 = l'entrée comparateur a changé
- 0 = l'entrée comparateur n'a pas changé

Bit 4: EEIF = EEPROM write Interrup Flag.

- 1 = Opération d'écriture en EEPROM terminée.
- 0 = Opération d'écriture en EEPROM non terminée.

NB: Ces flags doivent être remis à zéro par le programme

Le registre PCL, PCLATH : Le compteur de programme est sur 13 bits. Les 8 bits de poids faible sont dans le registre PCL qui est en lecture/écriture. Les 5 bits de poids forts ne sont pas lisibles mais on peut les écrire indirectement à travers le registre PCLATH.

3.2.2.4 PORTA (h05 en page 0) et TRISA (h85 en page 1) :

Ce port bidirectionnel est constitué de 8 bits. Le registre de direction correspondant est TRISA. Les bits 0 à 4 du Port peuvent servir d'I/O digitales ou bien être les 5 premières entrées du convertisseur analogique/numérique. Le bit 5 peut être soit une entrée digitale soit la commande MCLR qui est le reset.

C'est par le mot de configuration que le choix de cette broche sera fait. Les bits 6 et 7 peuvent être soit des I/O digitales soit les broches servant à relier le quartz de l'oscillateur. Quand on veut récupérer ces broches, il faudra faire fonctionner le PIC sur son oscillateur interne. C'est par le mot de configuration, comme pour PA5 que le choix de ces broches sera fait.

3.2.2.5 PORTB (h06 page 0) et TRISB (h86 en page 1) :

Il comporte 8 bits. Le registre de direction correspondant est TRISB. Chaque broche du PORT B est munie d'un tirage au +VDD que l'on peut mettre ou non en service en mode entrée uniquement. On active cette fonction par la mise à "0" du bit 7 dans le registre OPTION.

Les 4 broches PB7 PB6 PB5 et PB4 provoquent une interruption sur un changement d'état si elles sont configurées en ENTREE.

Le bit 0 du PORT B peut également être utilisé comme entrée d'interruption externe.

Le bit 1 peut également servir pour le périphérique I2C embarqué. Ce sera la broche pour les data I2C.

Le bit 2 peut servir pour l'UART RS232. Ce sera la broche Rx data.

Le bit 3 est partagé avec le module CCP.

Le bit 4 sera la broche CLK I2C si le module I2C est activé.

Le bit 5 sera la broche Tx DATA si l'UART pour RS232 est activée.

Les bits 6 et 7 du port B seront soit des I/O soit les entrées 6 et 7 du CAN.

3.2.2.6 Les modes oscillateur

Le 16F88 peut fonctionner sous les mêmes modes classiques que les 16F84 ou 16F877, c'est à dire:

- Mode LP : Avec des quartz de fréquence basse (200 KHz max).
- Mode XT: Avec des quartz de fréquence max 4 MHz.
- Mode HS: Avec des quartz de fréquence max 20 MHz.
- Mode RC: Avec un condensateur et une résistance extérieure.

Il possède de nouveaux modes:

- Mode ECIO: Avec une horloge externe entrant sur PA6.
- Mode INTIO1 : Oscillateur interne. Fosc/4 sur PA6 et PA7 libre pour I/O.
- Mode INTIO2 : Oscillateur interne. PA6 et PA7 libres pour des I/O.

Le choix du mode sera fait par les 3 bits Fosc0 Fosc1 et Fosc2 du mot de configuration en h'2007', et que l'on étudiera plus tard.

3.2.2.7 Le registre OSCCON : Ce registre permet de configurer l'oscillateur interne. (h'8F' : page 1).

Au reset : OSCCON = 00000000

Bit 0 et 1 : SCS0 et SCS1 = Oscillator Mode.

Ces 2 bits doivent être à "0" pour que le mode oscillateur soit défini par les 3 bits du mot de configuration.

Bit 2 et 3 : OSTS et IOFS

Ces 2 bits indiquent l'état de l'oscillateur

Bits 4 à 6: IRCF = Internal RC Oscillator Frequency.

Ces bits permettent de choisir la valeur du pré diviseur de l'horloge du bloc oscillateur interne à 8 MHz.

IRCF2	IRCF1	IRCF0	Fréquence
0	0	0	31,25 KHz
0	0	1	125 KHz
0	1	0	250 KHz
0	1	1	500 KHz
1	0	0	1 MHz
1	0	1	2 MHz
1	1	0	4 MHz
1	1	1	8 MHz

Tableau 3.2 : Les valeurs du pré diviseur de l'horloge.

3.2.2.8 Le registre OSCTUNE : Ce registre permet de faire varier la fréquence de l'oscillateur interne, de part et d'autre de sa valeur calibrée en usine. (h'90' : page 1).

Au reset : OSCTUNE = 00000000

Bit 0 et 5 : TUN0 à TUN5 = Frequency tuning.

0 1 1 1 1 1 = Fréquence MAX.

0 1 1 1 1 0

.

0 0 0 0 0 1

0 0 0 0 0 0 = Fréquence centrale calibrée en usine.

1 1 1 1 1 1

:

:

1 0 0 0 0 0 = Fréquence MIN.

NB : La variation de fréquence est de $\pm 12,5\%$. Ce qui donne $\pm 3,9$ KHz autour des 31,25 KHz de base. Soit un pas de variation de 120 Hz environ.

3.2.2.9 L'unité USART ou SCI :

C'est le même périphérique que pour le PIC 16F877.

Elle utilise les pins 2 et 5 du PORT B: PB2 = Rx DATA et PB5 = Tx DATA.

Les 5 registres utilisés sont :

Registre Emission : TXREG en h'19' page 0.

Registre Réception: RCREG en h'1A' page 0.

Registre d'état Emission : TXSTA en h'98' page 1.

Registre d'état Réception : RCSTA en h'18' page 0.

Registre du choix de la vitesse : SPBRG en h'99' page 1.

Le registre TXSTA : (h'98' : page 1).

Au reset : TXSTA = 00000010

Bit 7 : CSRC= Clock Source en synchrone. Sans importance en asynchrone.

Bit 6 : TX9 = Autorisation d'émission sur 9 bits.

- 1 = Autorisé.
- 0 = Non autorisé.

Bit 5 : TXEN = Autorisation d'émission.

- 1 = Autorisé.
- 0 = Non autorisé.

Bit 4 : SYNC = Sélection mode Synchrone / Asynchrone.

- 1 = Mode synchrone.
- 0 = Mode asynchrone.

Bit 3 : Non implémenté

Bit 2 : BRGH = Sélection vitesse rapide en mode asynchrone.

- 1 = Vitesse haute sélectionnée.
- 0 = Vitesse basse sélectionnée.

Bit 1 : TRMT = bit d'état du registre à décalage Emission.

- 1 = Registre vide, donc émission terminée.
- 0 = Registre plein, donc émission en cours.

Bit 0 : TX9D = 9^{ème} bit de Data transmise. Ce bit peut être le bit de la parité.

Le registre SPBRG : Le Baud Rate Generator est un registre 8 bits qui contient le facteur de division N de l'horloge interne qui permet d'obtenir la vitesse commune d'émission et de réception.

En mode Asynchrone (bit SYNC = 0) suivant l'état du bit BRGH on aura le choix entre 2 vitesses : haute pour BRGH = 1 et basse pour BRGH = 0. (h'99' : page 1).

BRGH=0 VITESSES BASSES

$$\text{-VITESSE} = F_{\text{oscill}} / 64 (N+1)$$

$$\text{-N} = (F_{\text{oscill}} / (64 \times \text{Vitesse})) - 1$$

BRGH=1 VITESSES HAUTES

$$\text{-VITESSE} = F_{\text{oscill}} / 16 (N+1)$$

$$\text{-N} = (F_{\text{oscill}} / (16 \times \text{Vitesse})) - 1$$

Le nombre N est le nombre entier, arrondi de la valeur trouvée par les équations ci dessus.

Il est recommandé d'utiliser si possible les vitesses hautes (BRGH = 1), même pour des vitesses faibles, car dans ce cas on minimise l'erreur, en obtenant un nombre N plus grand.

VITESSES en Bits/sec ou BAUDS	Fosc = 8 MHz		Fosc = 20 MHz	
	Vitesses basses BRGH = 0	Vitesses hautes BRGH = 1	Vitesses basses BRGH = 0	Vitesses hautes BRGH = 1
115200	x	3	2	10
57600	x	8	4	20
38400	x	12	7	31
19200	5	25	15	64
9600	12	51	31	129
4800	25	103	64	x
2400	51	207	129	x
1200	103	x	x	x

Tableau 3.3 : Valeurs de N pour diverses vitesses avec un Quartz de 8 MHz et 20 MHz

Le registre RCSTA : (h'18' : page 0).

Au reset : RCSTA = 0000000X

Bit 7 : SPEN= Serial Port Enable. PB2 (Rx) et PB5 (Tx) configurés pour le port série.

- 1 = Port série en service.
- 0 = Port série désactivé.

Bit 6 : RX9 = Autorisation de réception sur 9 bits.

- 1 = Autorisé.
- 0 = Non autorisé.

Bit 5: SREN = Single Receive Enable. Réserve pour mode Synchrone.

- Non utilisé en mode Asynchrone.

Bit 4: CREN = Continuous Receive Enable.

- 1 = Autorise la réception en continu.
- 0 = Désactive la réception en continu.

Bit 3: ADDEN = Address Detect Enable. En mode Asynchrone 9 bits :

- 1 = Autorise la détection d'adresse, et charge la Data dans le registre de réception RCREG quand le 9^{ème} bit du registre de dé sérialisation vaut "1".
- 0 = Désélection de la détection d'adresse. Tous les octets sont reçus et le 9eme bit peut servir comme bit de parité.

Bit 2 : FERR = Framing Error.

- 1 = Une erreur de Framing est survenue.
- 0 = Pas d'erreur de Framing.

Bit 1 : OERR = Overrun Error. Un octet est reçu alors que le registre de réception n'a pas été vidé par lecture.

- 1 = Erreur Overrun.
- 0 = Pas d'erreur Overrun.

Bit 0 : RX9D = 9^{ème} bit de Data reçue. Ce bit peut être le bit de la parité.

- L'émission: Pin PB5 = TX DATA.

L'émission est autorisée par la mise à "1" du bit 5 de TXSTA: TXEN = 1. La donnée à transmettre est mise dans le registre TXREG en h'19' page 0. Ce registre prévient qu'il est vide en mettant le flag TXIF à "1" (bit 4 de PIR1). Ce flag passe à "0" dès que l'on charge un octet dans le registre TXREG. Il repasse à "1" par Hard quand le registre est vidé par transfert dans le registre de sérialisation : TSR. Ce registre n'est pas accessible par l'utilisateur, il n'a pas d'adresse. Si on charge alors un 2^{ème} octet dans le registre TXREG le flag TXIF va passer à "0" et y rester tant que le registre TSR n'aura pas complètement sérialisé l'octet précédent à transmettre. Dès que le STOP de l'octet précédent a été transmis, le registre TXREG est transféré dans TSR et le flag TXIF repasse à "1" signalant ainsi que le registre de transmission TXREG est vide et peut donc recevoir un nouvel octet à transmettre. Le bit TRMT (bit 1 de TXSTA) informe sur l'état du registre TSR. Quand le registre TSR n'a pas fini de sérialisé, TRMT=0. Ce flag repasse à "1" quand le registre est vide, c'est à dire quand le stop a été émis.

Le flag TXIF permet aussi de générer une interruption, à condition qu'elle soit autorisée par mise à "1" du bit 4 de PIE1 : TXIE = 1. Il faut dans ce cas autoriser les interruptions des périphériques par mise à "1" du bit 6 de INTCON: PEIE = 1, et par la mise à "1" du bit 7 : GIE =1.

- Procédure d'émission :

- Initialiser SPBRG pour la vitesse désirée et choix pour BRGH.
- Autoriser mode Asynchrone : SYN = 0 et SPEN = 1.
- Eventuellement faire TX9 = 1 si une émission sur 9 bits est désirée.
- Autoriser l'émission par TXEN = 1.
- Si une transmission 9 bits a été choisie, mettre le 9^{ème} bit dans TX9D.
- Mettre l'octet à transmettre dans TXREG.
- Avant de remettre l'octet suivant à transmettre dans TXREG, il faut tester le flag TXIF qui est à "0" si le registre n'est pas disponible. Dès que le registre est vide ce flag passe à "1" et on peut alors charger TXREG par l'octet à transmettre.
- Pour savoir si le dernier octet a été émis, il suffit de tester le flag TRMT qui signale par son passage à "1" que le dernier bit du dernier octet et son STOP ont bien été sérialisés.
- On peut alors stopper le module émission de l'USART par TXEN=0.

- La réception: Pin PB2 = RX DATA.

La réception est autorisée par la mise à "1" du bit 4 de RCSTA: CREN = 1. La donnée reçue est mise dans le registre RCREG en h'1A' page 0. Ce registre prévient qu'il est plein en mettant le flag RCIF à "1" (bit 5 de PIR1). On peut autoriser la génération d'une interruption quand RCIF = 1, c'est à a dire quand une donnée valide est disponible dans RCREG par mise à "1" du bit 5 de PIE1 : RCIE = 1. Le flag RCIF repasse à "0" par hard quand on vide le registre RCREG par sa lecture. Si le STOP d'un 2eme octet survient alors que le registre RCREG n'a pas été vidé, une

erreur OVERRUN se produit. Elle est signalée par le passage à "1" du bit 1 de RCSTA : OERR=1.

L'octet dans le registre de dé srialisation est alors perdu. Le bit d'erreur OERR doit être remis à zéro par soft. Pour cela il faut stopper la réception par CREN=0 puis remettre en service la réception par CREN=1. En fait le registre RCREG est un double registre FIFO. On peut donc recevoir 2 octets et ne pas les lire avant qu'un 3^{ème} octet ne fasse un OVERRUN. On doit alors lire deux fois RCREG pour le vider les 2 octets reçus qui sont dans le FIFO. Si un STOP est trouvé à "0" alors une ERROR FRAMING est générée par mis à "1" du bit 2 de RCSTA: FERR=1.

- Procédure pour réception :

- Initialiser SPBRG pour la vitesse désirée et choix pour BRGH.
- Autoriser mode Asynchrone : SYN = 0 et SPEN = 1.
- Eventuellement faire RX9 = 1 si une réception sur 9 bits est désirée.
- Eventuellement faire RCIE = 1 si une réception par interruption est désirée.
- Autoriser l'émission par RCEN = 1.
- Test du Flag RCIF (ou attente IT) pour savoir si un octet a été reçu.
- Lire éventuellement le 9^{ème} bit de Data dans RCSTA pour tester la parité.
- Lire les bits FERR et OERR pour déterminer les erreurs éventuelles.
- Si une erreur est survenue il faut faire CREN=0 puis CREN=1 pour RAZ.
- Lecture du registre RCREG pour récupérer l'octet reçu.

3.2.2.10 Le convertisseur ADC :

Il est constitué d'un module convertisseur à 7 entrées. Les 5 premières entrées sont sur le Port A en PA0, PA1, PA2, PA3 et PA4, et le 2 dernières sur le Port B en PB6 et PB7.

Le résultat de la conversion est codé sur 10 bits. C'est une valeur comprise entre h'000' et h'3FF'.

Les tensions de référence haute et basse peuvent être choisies par programmation parmi: V_{DD} ou la broche PA3 pour V_{REF}^+ et V_{SS} ou la broche PA2 pour V_{REF}^- .

Les 4 registres utilisés par le module convertisseur A/D sont :

- ADRESH en h'1E' page 0 : MSB des 10 bits du résultat.
- ADRESL en h'9E' page 1 : LSB des 10 bits du résultat.
- ADCON0 en h'1F' page 0 : registre de contrôle n°0 du convertisseur.
- ADCON1 en h'9F' page 1 : registre de contrôle n°1 du convertisseur.

Le registre ADCON0 : (h'1F' : page 0).

Au reset : ADCON0 = 00000000

Bit 7 et bit 6 : ADSC1 et ADSC0 = Clock Select bits.

Ces 2 bits permettent de choisir la vitesse de conversion :

- Si le bit ADCS2 = 0 (b6 du registre ADCON1) = diviseur par 2 inactif.

- 00 = $F_{osc}/2$.

- 01= $F_{osc}/8$.
- 10= $F_{osc}/32$.
- 11= Oscillateur RC interne.

- Si le bit ADCS2 = 1 (b6 du registre ADCON1) = diviseur par 2 activé.

- 00= $F_{osc}/4$.
- 01= $F_{osc}/16$.
- 10= $F_{osc}/64$.
- 11= Oscillateur RC interne.

Le temps de conversion d'un bit est T_{AD} . Pour une conversion totale des 10 bits il faut : $12T_{AD}$.

Pour que la conversion soit correcte il faut que T_{AD} soit au minimum de $1,6\mu s$. Avec l'oscillateur interne RC on a : $T_{AD} = 4\mu s$ typique (entre 2 et $6\mu s$).

QUARTZ	CLOCK	T_{AD}	$12T_{AD}$	Ne convient pas si $AD < 1,6\mu s$
8 MHz	$F_{osc}/2 = 4\text{ MHz}$	$0,25\mu s$	$3\mu s$	Ne convient pas
	$F_{osc}/4 = 2\text{ MHz}$	$0,50\mu s$	$6\mu s$	Ne convient pas
	$F_{osc}/8 = 1\text{ MHz}$	$1\mu s$	$12\mu s$	Ne convient pas
	$F_{osc}/16 = 500\text{ KHz}$	$2\mu s$	$24\mu s$	OK
	$F_{osc}/32 = 250\text{ KHz}$	$4\mu s$	$48\mu s$	OK
	$F_{osc}/64 = 125\text{ KHz}$	$8\mu s$	$96\mu s$	OK
20 MHz	$F_{osc}/2 = 10\text{ MHz}$	$0,1\mu s$	$1,2\mu s$	Ne convient pas
	$F_{osc}/4 = 5\text{ MHz}$	$0,2\mu s$	$2,4\mu s$	Ne convient pas
	$F_{osc}/8 = 2,5\text{ MHz}$	$0,4\mu s$	$4,8\mu s$	Ne convient pas
	$F_{osc}/16 = 1,25\text{ MHz}$	$0,8\mu s$	$9,6\mu s$	Ne convient pas
	$F_{osc}/32 = 625\text{ KHz}$	$1,6\mu s$	$19,2\mu s$	OK
	$F_{osc}/64 = 312,5\text{ KHz}$	$3,2\mu s$	$38,4\mu s$	OK

Tableau 3.4: Temps de conversion T_{AD} en fonction du Quartz et des bits du Clock select

Bit 5 bit4 et bit 3 : CHS2 CHS1 et CHS0 = Channel Select bits.

Ces 3 bits permettent de choisir l'entrée qui va être convertie.

Canal	CHS2	CHS1	CHS0	PORT
0	0	0	0	PA0
1	0	0	1	PA1
2	0	1	0	PA2
3	0	1	1	PA3

4	1	0	0	PA4
5	1	0	1	PB6
6	1	1	0	PB7

Tableau 3.5: Le choix de la ligne de conversion

Bit 2: GO/DONE: Status bit si ADON=1.

- 1 = Démarre la conversion A/D. Ce bit est remis à "0" par hard.
- 0 = La conversion A/D est terminée.

Bit 1: Bit non implanté.

Bit 0: ADON: A/D on bit.

- 1 = Convertisseur A/D en service.
- 0 = Convertisseur A/D à l'arrêt.

ATTENTION: Le bit GO/DONE ne doit pas être mis à "1" avec la même instruction qui met ADON à "1".

Le registre ADCON1 : (h'9F' : page 1).

Au reset : ADCON1 = 00000000

Bit 7: ADFM = A/D Result format.

- 1 = Justifié à droite. ADRESH ne contient que les 2 MSB du résultat. Les 6 MSB de ce registre sont lus comme des "0".
- 0 = Justifié à gauche. ADRESL ne contient que les 2 LSB du résultat. Les 6 LSB de ce registre sont lus comme des "0".

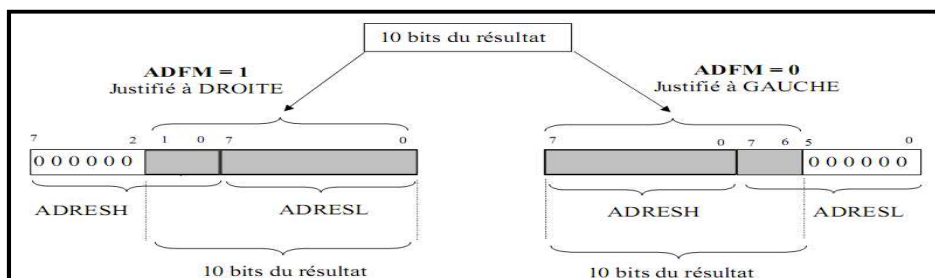


Figure 3.14: La construction des 10bits de résultats

Bit 6: ADCS2 = A/D Clock Divide by 2

- 1 = Clk divisée par 2
- 0 = diviseur par 2 inactif.

Bit 4 et 5 : VCFG0 et VCFG1 = Voltage Reference Configuration.

VCFG1	VCFG0	V _{Ref} ⁺	V _{Ref} ⁻
0	0	+V _{cc}	masse
0	1	+V _{cc}	PA2
1	0	PA3	masse
1	1	PA3	PA2

Tableau 3.6: La configuration de la tension de référence.

Le registre ANSEL : (h'9B' : page 1).

Ce registre permet la sélection des entrées analogiques.

Au reset : ADCON1 = 01111111

Bit 7 : Bit non implanté.

Bit 0 à 6 : ANS0 à ANS6 = analog input select.

- 1 = Entrée configurée en analogique.
- 0 = Entrée configurée en I/O digitale.

ATTENTION :

1. Au reset le registre ANSEL est initialisé à h'7F'. Cela signifie que les 5 bits du Port A et les 2 bits du Port B sont configurés en entrées analogiques. Pour récupérer ces broches en tant que I/O digitales il faut écrire la valeur h'00' dans ANSEL
2. Il faut attendre que le condensateur du CAN soit chargé avant de lancer la conversion. Ce temps d'acquisition est de l'ordre de 20 μ s à 40 μ s. Il faut également attendre $2.T_{AD}$ soit environ 4 μ s entre deux conversions.

3.2.2.11 Le TIMER 0 :

Le compteur/Timer TMR0 a les caractéristiques suivantes :

- Compteur sur 8 bits.
- Lecture / écriture de TMR0.
- Pré-diviseur 8 bits programmable.
- Choix de l'horloge : interne en Timer et externe en compteur.
- Interruption au débordement (passage de FF à 00).
- Choix du front de l'horloge en mode horloge externe.

Tous les bits de configuration sont dans le registre OPTION en h'81' en page 1. Le registre TMR0 est à l'adresse h'01' en page 0 ou en h'101' en page 2.

3.2.2.12 Le TIMER 1 :

Le Timer 1 est un compteur sur 16 bits constitué de 2 registres 8 bits TMR1H en h'0F' page 0 et TMR1L en h'0E' page 0 également, que l'on peut lire ou écrire. Le registre TMR1 (constitué de TMR1H et TMR1L) s'incrémente de h'0000' jusqu'à h'FFFF' et repasse ensuite à h'0000' pour continuer le comptage. Quand il y a débordement, une interruption peut être générée si on la autorisée par TMR1IE =1 (bit 0 de PIE1) et le Flag TMR1IF (bit 0 de PIR1) passe à "1".Ce module peut fonctionner en mode TIMER, quand il s'incrémente à chaque

cycle instruction ($F_{osc}/4$ avec le pré diviseur considéré à "1") ou en mode compteur, quand il s'incrémente à chaque front montant de l'horloge externe appliquée sur le Port C_0 .

L'horloge externe peut également être l'oscillateur interne, dont la fréquence est fixée par un quartz externe branché entre la broche Port C_0 et la broche Port C_1 . Le contrôle du TIMER 1 se fait par le registre T1CON en h'10' page 0.

3.2.2.13 Le TIMER 2 :

Le module Timer 2 est un compteur 8 bits avec pré-diviseur et post diviseur. Ce compteur TMR2 en h'11 ' page 0 est un registre en lecture ou écriture. Il possède un registre 8 bits pour la période : PR2 en h'92' page 1. Le compteur s'incrémente de h'00' jusqu'à la valeur contenue par PR2 et repasse ensuite à "0" pour continuer le comptage. Au reset PR2 est initialisé à "FF".

L'entrée du compteur est l'horloge cycle interne : $F_{osc}/4$ qui passe à travers un pré-diviseur programmable par 1, 4 ou 16.

La sortie du compteur passe dans un post diviseur programmable sur 4 bits entre 1 et 16.

Quand la sortie du compteur passe par la valeur programmée dans PR2, il y a génération d'une interruption (si elle a été autorisée par TMR2IE=1) et le flag TMR2IF est positionné à "1". Ceci bien entendu en considérant le post diviseur programmé à "1". Le contrôle du Timer 2 se fait par le registre T2CON en h'12' page 0.

3.2.3 L'assemblage final :

Dans cette partie on va décrire l'ensemble de la communication entre la carte et le PC de point de vue général mais les détails de la programmation du microcontrôleur vas être décrite dans le chapitre qui suit.

Le microcontrôleur dans se cas joue le rôle d'un esclave tant que le PC c'est le maitre.

Le PC ordonne la carte avec deux codes différents. Un code pour le début général de la conversion et un autre code pour la fin général de la conversion. Donc on a trois cas différents :

- Si la carte est en mode SLEEP et elle reçoit le code de début générale de la conversion. donc le microcontrôleur reçoit le code, vérifie le contenu et démarre la procédure de conversion.
- Si la carte est entrain de faire la conversion, elle vérifie le code de réception et elle arrête la conversion.
- Si on reçoit un code différent par rapport au code de début et de la fin. le microcontrôleur fait comme s'il n'a rien reçue.

Au début de la mise sous tension du microcontrôleur, se fait la configuration de ces registres internes et les entrées/sorties.

- La configuration de deux lignes comme entrée analogique.
- La configuration de l'ADC.
- La configuration des pré-diviseurs du Timer
- La configuration de la liaison RS-232 avec : 8 bits de données, pas de bit de parité et 1 bit de stop avec une vitesse de 19200 baud rate.
- La configuration générale du microcontrôleur.

À la réception du code de début de la conversion générale le microcontrôleur active un Timer en mode interruption pour générer la période d'échantillonnage avec une période de 100 ms c.-à-d. une fréquence de 100 Hz qui est largement suffisante pour l'échantillonnage de notre signal photopléthysmographique.

Après chaque interruption générée par le Timer le microcontrôleur fait le choix du canal, lance la conversion et envoie les données reçues de l'ADC par la liaison RS232 au serveur ou bien au PC.

Cette procédure va être poursuivie cycliquement avec le changement du canal d'acquisition à chaque période, jusqu'à l'arrivée du code de fin de conversion générale qui arrête la procédure de conversion.

Une procédure numérique d'étalonnage d'ADC est utilisée au niveau de l'interface pour corriger l'erreur de linéarité de l'ADC.

3.3 Conclusion :

Dans ce chapitre une étude pratique du système réalisé, a été présentée. Cette étude a porté dans un premier lieu sur une description détaillée du choix des composants rentrant dans la réalisation du dispositif. En second lieu, elle a porté sur une description, la aussi détaillée, sur le circuit d'interface réalisé autour du microcontrôleur PIC 16F88 permettant une acquisition série RS232 ou USB au choix. Cette description était illustrée par la présentation des différentes routines développées pour l'acquisition de notre signal.

Chapitre 04:

Acquisition des

données et résultats.

Après la description et l'étude du dispositif réalisé, dans ce chapitre une évaluation pratique est présentée et discutée.

Cette évaluation est faite à deux niveaux d'abord :

- Une description à travers des photos des signaux photopléthysmogramme générés à partir des circuits de détection et de mise en forme.
- Elle est poursuivie par description des logiciels développés pour respectivement :
 - Acquérir le signal à travers le port série et/ou le port USB.
 - Le traitement du signal PPG.
 - En vue de mesurer le temps de transit de l'impulsion et la vitesse de cette impulsion.

4.1 Mesure des signaux PPG :

Les signaux photopléthysmogramme sont relevés à la sortie des différents circuits de capteur jusqu'à la sortie du filtre à travers le circuit de mise en forme. Ces signaux sont illustrés sur les photos ci-dessous.

Ainsi sur la photo 4.1 il est remarqué que le signal PPG est complètement noyé dans du bruit avec une prédominance d'une composante DC. Il y a aussi une allure inverse car l'amplificateur à transimpédance est un ampli inverseur.

Sur la photo 4.2 qui illustre le signal à la sortie du filtre DC, il est remarqué que cette composante a été éliminée. Toutefois il reste toujours bruité par la composante AC.

La photo 4.3 illustre le signal à la sortie de l'amplificateur.

Cependant la photo 4.4 représente le signal à la sortie du filtre AC. Il est clair que le signal PPG obtenu est nettement amélioré.

Enfin sur la photo 4.5 le signal illustré représente le signal décalé vers la tension positive en vue de faire une conversion analogique digitale unipolaire.

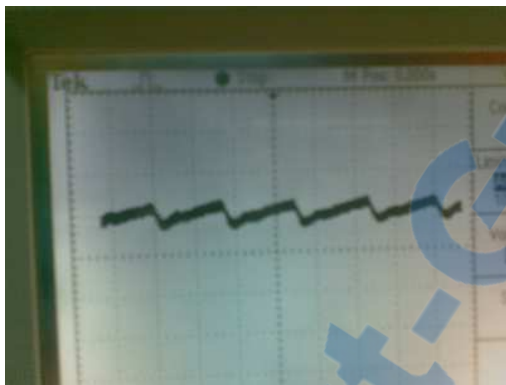


Photo 4.1 : Signal à la sortie du capteur.

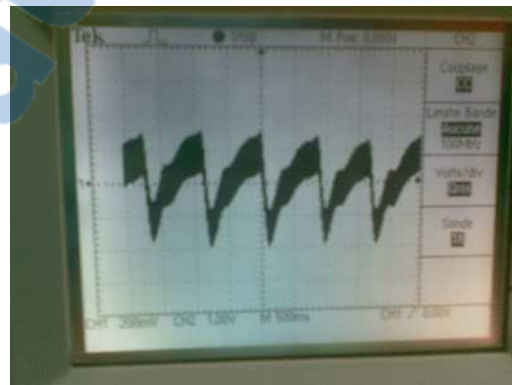


Photo 4.2 : Signal à la sortie du filtre DC.

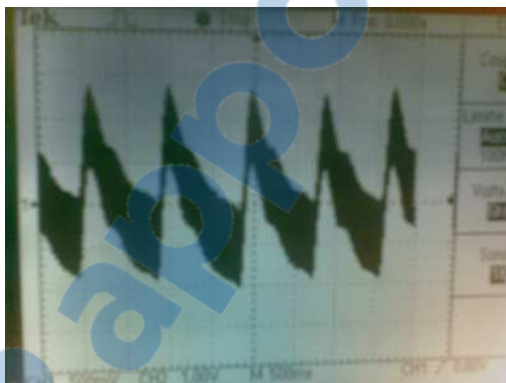


Photo 4.3 : Signal à la sortie de l'amplificateur.



Photo 4.4 : Signal à la sortie du filtre AC.

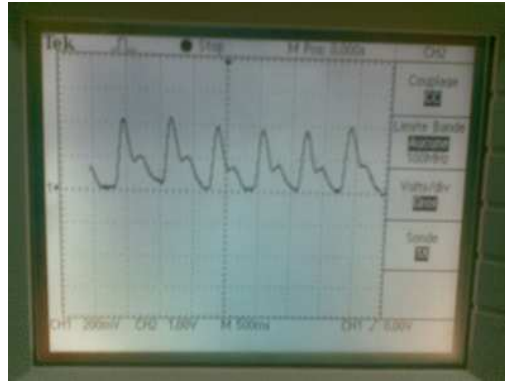


Photo 4.5 : Signal à la sortie du convertisseur bipolaire unipolaire.

4.2 Description du logiciel développé :

Le logiciel développé concerne deux phases :

- La phase 1 : nécessaire pour l'acquisition du signal PPG.
- La phase 2 : nécessaire pour le traitement

4.2.1 Programme d'acquisition à travers le PIC 16F88 :

On commence la description dans notre programme par la configuration.

Le 16F88 possède 2 mots de configuration de 14 bits :

- CONFIG1 en h'2007'
- CONFIG2 en h'2008'

Ces lignes commencent par « __CONFIG », contient les fameux facteurs qui fixent le fonctionnement du PIC.

Les valeurs écrites ici seront intégrées dans le fichier « .hex » pour signaler au programmeur les valeurs à encoder aux adresses spécifiques du PIC.

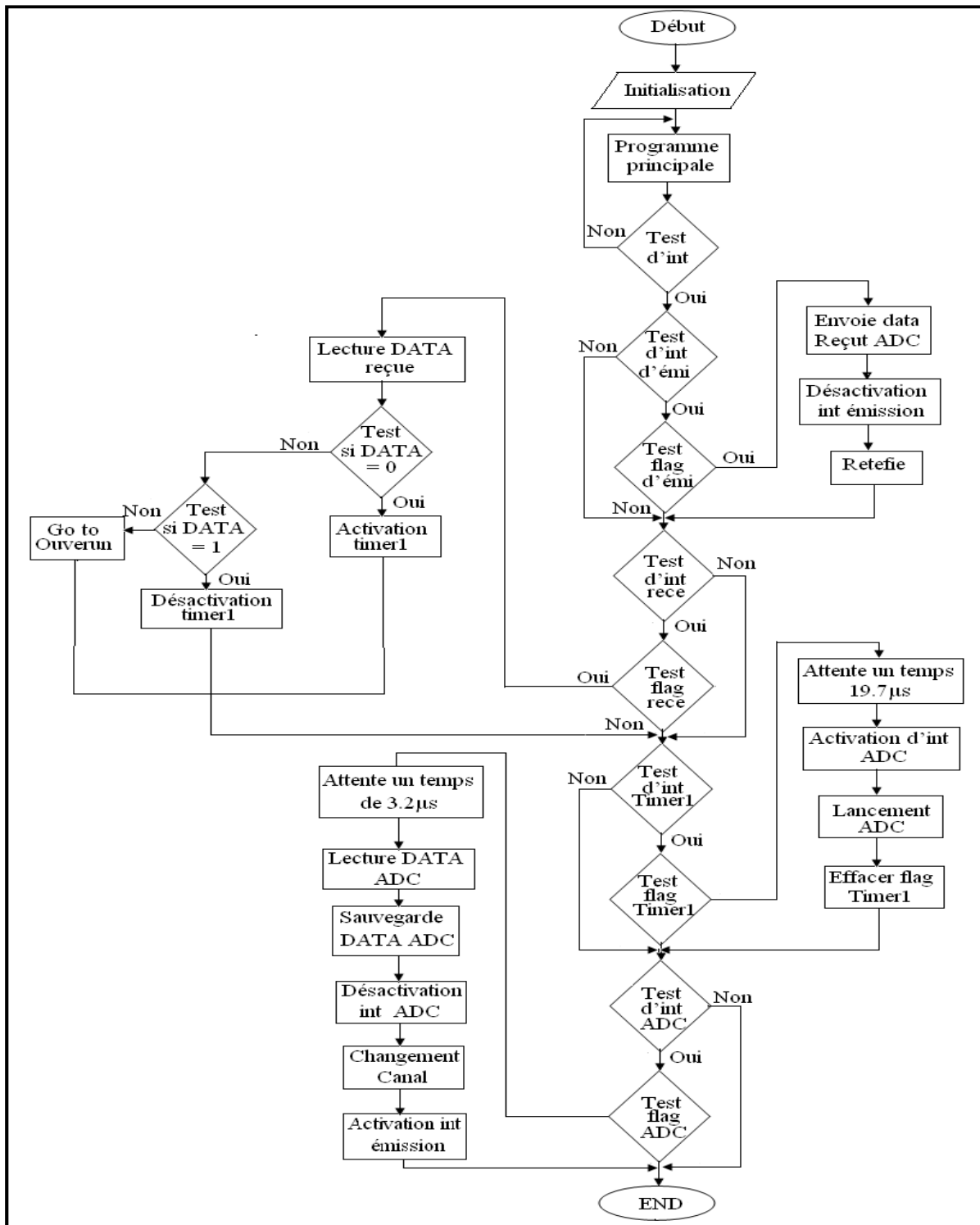


Figure 4.1 : Algorithme d'acquisition pour le microcontrôleur PIC 16F88.

Les deux lignes de configuration sont :

```

__CONFIG      _CONFIG1, _CP_OFF & _CCP1_RB0 & _DEBUG_OFF &
_WRT_PROTECT_OFF & _CPD_OFF & _LVP_OFF & _BODEN_ON & _MCLR_ON &
_PWRTE_ON & _WDT_OFF & _HS_OSC
  
```

1. Code protection OFF : Pas de protection de la mémoire programme.
2. CCP1 function on RB0: La fonction CCP1 est sur la broche PB0.
3. In-Circuit Debugger OFF: La fonction Debugger est inactive. Les broches PB6 et PB7 sont des I/O.
4. FLASH Program Memory Write protection OFF: Pas de protection pour l'écriture en mémoire programme.
5. Data EE Memory Code Protection OFF: Pas de protection de la zone EEPROM Data.
6. Low Voltage Programming OFF: LVP inactive. Il faut utiliser la broche MCLR pour programmer. PB3 est une I/O.
7. Brown-out Reset ON: BOR en service.
8. RA5/MCLR pin function is MCLR: La broche PA5 est le MCLR.
9. Power-up Timer ON: PWRT en service.
10. Watchdog Timer OFF: Watchdog inactive.
11. HS oscillator : Oscillateur quartz HS (quartz 20 MHz).

`__CONFIG __CONFIG2, _IESO_OFF & _FCMEN_OFF`

1. Internal External Switch Over mode OFF: IESO inactive.
2. Fail-Safe Clock Monitor OFF: FCMEN inactive.

La partie de notre programme qui suit la directive de configuration c'est la partie Macro.

La macro se compose d'un nom écrit en première colonne, suivi par la directive « macro » et la ligne suivante contient le code qui constitue la macro. La fin de la macro est définie par la directive « endm ») (end of macro). Une macro remplace donc un morceau de code que nous utilisons souvent. Dans notre cas on a utilisé deux macros : bank0, bank1 pour simplifier le passage en banque 0 ou bien en banque1.

La partie qui suit c'est la déclaration des variables. L'adresse 0x070 indique le début de la zone des registres d'usage général du 16F88. Elle offre une possibilité de 16 variables de l'adresse 0x070 à l'adresse 0x07F.

Pour cette application 7 variables sont utilisés :

- STATUS_TEMP : sauvegarde du registre STATUS.
- W_TEMP : sauvegarde du registre W.
- octet_rx : octet reçu qui contient le début et la fin du cycle général.
- octet1_tx : 1er octet à transmettre
- octet2_tx : 2ème octet à transmettre
- nb_octet_transmis : compteur du nombre d'octets transmis (0, 1 ou 2)
- canal: la sélection du canal

La fin de la zone de déclaration des variables se termine par la directive endc.

Au démarrage sur reset le microcontrôleur commence par l'adresse org 0x0000 c'est la zone du programme principal. Donc on n'a pas assez de zone pour écrire le programme principal car la zone des interruptions commence à l'adresse 0x0004.

Nous commencerons donc par un saut vers l'emplacement du programme principal où nous aurons plus de place. Pour notre cas c'est le saut à la procédure d'initialisation du PIC. Elle contient :

- Mise à 0 des sorties du port A et port B
- L'horloge interne est l'horloge du timer0
- Prescaler du Timer0 = 1:1

- Le timer0 déborde toutes les $256 * 0,2 \mu s = 51,2 \mu s$
- Bit RA0, bit RA1, bit RA2, bit RA3 et bit 4 RA4 du port A : configuration en entrée pour canal0, canal1, canal2, canal3 et canal4 du module ADC
 - Bit 2 du port B (RB2) = 1 : configuration en entrée (RX : USART)
 - Bit 5 du port B (RB5) = 1 : configuration en entrée (TX : USART)
 - Bit 6 du port B (RB6) = 1 : configuration en entrée (canal 5 du module ADC)
 - Bit 7 du port B (RB7) = 1 : configuration en entrée (canal 6 du module ADC)

- La broche RB7/AN6, RB6/AN5, RA4/AN4, RA3/AN3/VREF+, RA2/AN2/VREF-, RA1/AN1, RA0/AN0 : configuration des broche comme entrée analogique (canal 6, 5, 4, 3, 2, 1,0)

- Configuration du module ADC
- Tension de référence haute : VDD (5 V)
- Tension de référence basse : VSS (0 V)
- Choix du format du résultat de la conversion;
 - ADRESH = (0 0 0 0 0 b9 b8);
 - ADRESL = (b7 b6 b5 b4 b3 b2 b1 b0)
- Choix de la fréquence d'horloge du convertisseur ADC
 - $F_{AD} = F_{OSC} / 32 = 625 \text{ kHz}$; $T_{AD} = 1,6 \mu s$.

- Configuration de la liaison RS232
- Choix d'une vitesse de 19200 bauds
- 8 bits de transmission
- Autorise la réception
- Mode asynchrone
- Mode asynchrone haute vitesse
- Utilisation du port série
- 8 bits de réception
- Autorise la réception

- Mise à 0 des sorties du port A
- Mise à 0 des sorties du port B
- Mise à 0 octet reçu (broche RX de l'UART)

- On efface le drapeau de l'interruption du module ADC
- Autorisation de l'interruption de réception de l'USART
- Interdiction de l'interruption d'émission de l'USART
- Autorisation de l'interruption du module ADC
- Autorisation des interruptions des périphériques
- Autorisation globale des interruptions
- Mise en service du convertisseur ADC.
- Configuration du TIMER1 (16 bits) en mode Timer
- prescaler 1:1
- Timer1 Clock Source = Internal clock (FOSC/4)
- Enables TIMER1

A la fin de l'initialisation on démarre une boucle infinie d'une seule ligne. La boucle va s'exécuter jusqu'à l'introduction d'une interruption dans le système. Dans un premier temps elle est considérée comme une interruption de réception car c'est la seule interruption autorisée dans le programme à ce moment.

Le programme développé s'articule autour des interruptions.

L'interruption est donc une rupture de séquence asynchrone, c'est à dire non synchronisée avec le déroulement normal du programme (les ruptures de séquences synchrones sont provoquées par le programme lui-même comme goto, call, btfs...).

Les principes des interruptions sont les mêmes pour tous les PIC :

- Tout d'abord, l'adresse de début de toute interruption est fixée à l'adresse 0x04.
- Toute interruption provoquera le saut du programme vers cette adresse. Toutes les sources d'interruption, arrivant à cette adresse. Cependant dans notre programme on utilise plusieurs sources d'interruptions, il est donc nécessaire de déterminer laquelle est en train d'être traitée.
- Les PIC ne sauvegardent rien automatiquement, c'est donc à l'utilisateur de se charger des sauvegardes des registre et des adresses de retour de l'interruption. C'est les procédures de sauvegarde et restauration du système.
- Le contenu du PC est sauvegardé sur la pile interne (PC c'est le registre qui nous permet de connaître l'adresse du retour de l'interruption).

Remarque :

- Une interruption ne peut pas être interrompue par une autre interruption.
- Les interruptions sont remises en service automatiquement lors du retour de l'interruption.
- L'instruction RETFIE agit donc exactement comme l'instruction RETURN, mais elle repositionne en même temps le bit GIE.

Le 16F88 dans notre cas dispose de 4 sources d'interruptions :

1. TMR1 : Débordement du timer1 (tmr1). Une fois que le contenu du tmr1 passe de 0xff à 0x00, une interruption peut être générée.
2. EMISSION : cette interruption peut être générée lorsque le dispositif est prêt à l'émission d'une donnée du port série.
3. RECEPTION : cette interruption peut être générée lorsque de la réception d'une données du port série.
4. ADC : c'est l'interruption qui peut nous signaler la fin de conversion de l'ADC (EOC).

Pour sauvegarder les registres W et STATUS on utilise une méthode tout à fait classique. Il importe de commencer par sauvegarder W avant STATUS, puisque la sauvegarde de STATUS impose d'abord de charger ce registre dans le registre de travail, ce qui induit donc la perte du registre W.

Notez que la méthode suivante est illustrée sur la fiche technique du PIC (annexe).

```

movwf w_temp      ; sauve W dans un emplacement de sauvegarde
swapf STATUS,w    ; transfère STATUS dans W
movwf status_temp ; sauvegarde de STATUS

```

Nous constatons qu'au lieu d'un movf, Microchip recommande l'utilisation d'un swapf, qui ne modifie aucun bit de STATUS dans la manœuvre. Evidemment, l'octet chargé est inverser et donc il faudra également utiliser un swap lors de la restauration.

Dans le corps de l'interruption on a besoin de tester la validité et le flag de chaque interruption pour faire le saut a la procédure d'interruption déclenchant. Dans la description on va suivre une certaine chronologie pour donne l'idée au fonctionnement du système.

Au début en vas commençait par l'interruption réception car c'est la seule interruption qui est autoriser au début de déclenchement du pic. La procédure réception est constituer de :

Transférée les 8 bits de données dans octet_rx.(N.B. le flag RCIF est remis à 0 par une lecture du registre RCREG)

On teste s'il s'agit de la valeur 0

Si oui :

On fait la sélection du canal 0.

On efface le drapeau de l'interruption TIMER1

On efface : octet1_tx, octet2_tx, canal, TMR1H, TMR1L.

Autorisation de l'interruption du TIMER1

On fait un saut à la procédure d'interruption timer1 qui va être décrit dans se qui suit.

Si non :

On teste s'il s'agit de la valeur 1

Si oui :

On fait un saut à la procédure désactivation_timer1 qui constitue l'interdiction de l'interruption du TIMER1 et une restauration.

Si non :

On va aller a la procédure valeur_erreur c.à.d. c'est une valeur non valide

On efface le bit OERR.

On relance la réception.

Restauration.

Donc a ce stade la on a activé une interruption Timer1 qui va être la partie responsable de l'échantillonnage et du déclenchement de la conversion de l'ADC. On arrive ici toutes les 5 ms (période d'échantillonnage) $5 \text{ ms} = 25000 \text{ cycles}$ (avec un quartz de 20MHz) donc le timer1 est incrémenté de $0x9E5F = 40542$ ($65536 - 25000 + 7 \text{ instructions}$)

On Stops TIMER1.

$(TMR1L) = (TMR1L) + 0x5F$.

Test du bit C (Carry).

Si il y a un débordement on incrément TMR1H.

$(TMR1H) = (TMR1H) + 0x9E$.

On relance TIMER1.

Attente pendant la phase d'acquisition (environ $19,7 \mu\text{s}$, 98 cycles avec un quartz 20 MHz)

Lancement de la phase de conversion de l'ADC avec go de l'ADC.

On efface le drapeau de l'interruption Timer1.

Restauration.

La troisième partie c'est l'interruption de fin de conversion du module ADC :

Attente avant une nouvelle acquisition ($2 TAD = 3,2 \mu\text{s}$, 16 cycles avec un quartz 20 MHz)

Lecture et sauvegarde du résultat de la conversion.

On efface le drapeau de l'interruption du module ADC

Autorisation de l'interruption d'émission de l'USART

Restauration.

La dernière partie, c'est la partie de transmission de donnée.

2 octets à transmettre.

Émission du 1er octet.

Émission du 2ème octet.

Le flag TXIF est remis à 0 par une écriture dans le registre TXREG.

Interdiction de l'interruption d'émission de l'USART .

On teste s'il s'agit du canal 0.

Si oui on sélectionne le canal 1.

Si non on sélectionne le canal 0.

Restauration.

Ces procédures sont répétées cycliquement et les données sont transmises à une fréquence de 100Hz jusqu'à la désactivation du Timer1.

4.3 Interface d'acquisition :

Dans cette partie on établie l'explication de l'interface développez avec l'environnement C++ Builder, pour satisfais les fonctions de récupérations, le traçage, et le traitement de ces données et l'extraction d'information utiles de ces données.

Notre interface est constituée de quatre parties :

- Partie d'affichage.
- Partie de réglage.
- Partie de traitement.
- Partie d'affichage des résultats.

Ces parties se partagent la même interface avec des procédures et des fonctions accessibles et d'autre routine masquer.

La première partie à décrire dans cette section c'est les problèmes qu'ont peut les retrouver dans le développement d'une interface.

- Le premier problème à résoudre c'est la communication avec le port d'acquisition dans le système d'exploration Windows XP. Car dans ce système toutes les communications ou accès au port sont interdite d'une manière directe pour une protection générale du système. L'autre problème c'est la manière dans on a besoin de programmer pour donner au système la diversité, l'adaptation et la sensibilité de communication pour arrivé a un système qui fonctionne en temps réel avec une marge d'erreur acceptable pour des applications bien spécifique.

Pour la résolution de ce problème on peut citer différentes méthodes avec des systèmes de développement différents mais la solution doit avoir la simplicité et la rapidité d'utilisation.

Pour satisfaire nos besoins il faut faire appelle au DLL (Direct Link Library) qui sont des composantes de programmation avec des squelettes prête à être utiliser. Ces DLL peuvent être des composantes développées par le fournisseur d'origine de notre système de développement comme des annexes ou des parties complémentaires de notre système ou bien des composantes développées par des jeunes amateurs ou des professionnelles de programmation et dans ce cas ,il faut bien les étudier pour une utilisation directe avec le système.

Pour notre application on a trouvé des DLL à utilisation gratuite sur internet pour le développement des applications pour la communication série. Cette DLL c'est la TComPort. Dans notre cas on a utilisé la version Beta.

Mais même avec ces composantes on a un problème d'adaptation avec la version utiliser du BCB 6.0 qu'il faut le résoudre on 3 étapes :

1. La première étape c'est l'installation.
2. La deuxième étape c'est le transfère de fichiers.
3. La dernière étape c'est la correction des déclarations dans le programme.

Après la résolution de ces problèmes on a put avoir des nouvelles composantes dans notre barre d'outils qui peut nous servir.

- La composante de définition du port.
- Boite d'outils de communication.
- Les LED indicatrice.

Mais la vraie difficulté c'est d'utiliser le programme pour remplir les parties vides du squelette pour les procédures et les routines pour émission, réception, ouverture et fermeture du port.

Tous les points qu'on peut les utiliser dans cette DLL sont décrites dans ce qui suit :

- **Ouverture du port:** On définit préalablement, le port COM1, 2, 3 ou 4 dans l'inspecteur d'objets, (propriété Port).

```
void __fastcall TForm1::Button1Click(TObject *Sender)
{
    ComPort1->Connected=true; //Ouverture du port (prêt à communiquer)
}
```

Le port est maintenant ouvert et prêt à communiquer avec un périphérique externe.

- **Fermeture du port:** quand le port série est fermé, toutes tentatives de lecture, d'écriture ou autre, déclenchera une erreur.

```
void __fastcall TForm1::Button2Click(TObject *Sender)
{
    ComPort1->Connected=false; //Fermeture du port (arrêt des communications)
}
```

- **Changement de niveau sur les sorties RTS et DTR:** Il est peut être nécessaire d'envoyer un signal au montage relié au port du PC par une sortie. Admettons que celui ci a besoin d'une impulsion pour diverses raisons. Nous pouvons faire ceci via RTS. c'est dans le cas d'utilisation du contrôle de flux.

```
void __fastcall TForm1::Button1Click(TObject *Sender)
{
    ComPort1->SetRTS(true); //Mise à +15V de RTS
    ComPort1->SetRTS(false); //Mise à -15V de RTS
}
```

Ou par DTR comme cela.

```
void __fastcall TForm1::Button1Click(TObject *Sender)
{
    ComPort1->SetDTR(true); //Mise à +15V de DTR
    ComPort1->SetDTR(false); //Mise à -15V de DTR
}
```

- **Etat d'une broche d'entrée, CTS, DSR, RLSD:** Il est peut être utile de savoir quel est le niveau sur une broche d'entrée. Il faut pour cela, agir dans les événements, des ces broches.

Prenons un exemple avec CTS.

```
void __fastcall TForm1::ComPort1CTSChange(TObject *Sender, bool OnOff)
{
    if (OnOff == true)
        Button1->Caption = "Etat haut sur CTS"; //Etat haut = +15V
    else
        Button1->Caption = "Etat bas sur CTS"; //Etats bas = -15V
}
```

Si le Caption du TButton indique "Etats haut sur CTS", c'est que le niveau sur celle ci est +15V. Nous pouvons procéder de même pour les autres événements, DSR et RLSD (DCD).

- **Ecrire une chaîne de caractères sur TxD:** pour envoi des données sur le port série.

```
void __fastcall TForm1::Button1Click(TObject *Sender)
{
    AnsiString Phrase;
    Phrase = Edit1->Text;
    ComPort1->WriteStr(Phrase); //Ecrit toute la chaîne "Phrase" sur le port série
}
```

- **Ecrire une valeur sur TxD.** C'est la même procédure précédente mais ce qui vas être envoyé est une valeur.

```
void __fastcall TForm1::Button1Click(TObject *Sender)
{
    unsigned char tableau[7] = {'V', 'i', 'n', 'c', 'e', 'n', 't'};
    ComPort1->Write(tableau, 7); //Ecrit 7 octets de "tableau" sur le port série
}
```

- **Lecture d'une chaîne de caractères sur RxD:** Après avoir envoyé une chaîne de caractères sur la ligne TxD, il serait bien de savoir comment la recevoir. Ecrivons dans l'événement OnRxChar:

```
void __fastcall TForm1::ComPort1RxChar(TObject *Sender, int Count)
{
    AnsiString Phrase2;
    ComPort1->ReadStr(Phrase2, Count);
    //Lit les "Count" octet(s) présent(s) dans le buffer d'entrée et le(s) place dans
    Phrase2
}
```

La phrase reçue est stockée dans le buffer d'entrée du port. Dans cet exemple, nous remarquons bien que la lecture se fait caractère par caractère, ReadStr vient effacer le caractère dans le buffer, puis il passe au suivant et refait de même. Une lecture peut se faire, aussi, en dehors de l'événement OnRxChar.

- **Lecture d'une valeur sur RxD:** Toujours dans l'événement OnRxChar.

```
void __fastcall TForm1::ComPort1RxChar(TObject *Sender, int Count)
{
    unsigned char *Buf = new unsigned char [Count];
```

```

    ComPort1->Read(Buf, Count);
    //Lit "Count" octet(s) présent(s) dans le buffer d'entrée et le(s) place dans "Buf"
    delete [] Buf;
    Buf = NULL;
}

```

- **Vérifier les erreurs sur le port série:** Il est possible, via l'événement OnError, de savoir si une erreur a eu lieu sur le port série.

```

Void __fastcall TForm1::ComPort1Error (TObject *Sender, TComErrors Errors)
{
    if (Errors.Contains(ceFrame))
    {
        // Une erreur de frame a eu lieu, mauvaise vitesse de communication !?
    }
    if (Errors.Contains(ceOverrun))
    {
        // Une erreur d'overrun a eu lieu, la donnée suivante est erronée !?
    }
    // Voir l'aide de TComPort sur "LastErrors" pour continuer la gestion des erreurs
}

```

- **Nombre d'octet présent dans le buffer d'entrée:** Chaque fonction de lecture Read, ReadStr etc... décrémente InputCount.

```

void __fastcall TForm1::Button1Click(TObject *Sender)
{
    int NbrBits;
    NbrBits = ComPort1->InputCount();
}

```

- **Vider les buffers d'entrée et de sortie:** Nous pouvons effacer les Buffers, si une donnée est jugée inexploitable pour quelques raisons que se soit.

```

void __fastcall TForm1::Button1Click(TObject *Sender)
{
    ComPort1->ClearBuffer(true, false); // buffer d'entrée vidé, celui de sortie intacte
}

```

- **Attendre un événement pour exécuter une action:** Lors d'un dialogue, il est parfois nécessaire d'attendre une réponse du correspondant avant de lui envoyer une commande.

```

Void __fastcall TForm1::Button1Click (TObject *Sender)
{
    ComPort1->Events = TComEvents(); // Effacer tous les événements
}

```

```

ComPort1->Connected = true;

TComEvents Ev;
Ev << evRxChar;
ComPort1->WaitForEvent (Ev, 0, 5000);
// Attend un événement OnRxChar ou 5 secondes avant de continuer

if (Ev.Contains(evRxChar))
{
    // Executer une action, une donnée est arrivée
}
else
{
    // Executer autre action, les 5 secondes se sont écoulées
}
}

```

L'utilisation de WaitForEvent se fait de la manière suivante :

- On efface tous les événements de la propriété Events de TComPort. Ce qui implique qu'aucun thread n'est créé.
- On ouvre le port série.
- On déclare les événements déclencheurs de l'application.
- On appelle la méthode WaitForEvent avec comme paramètre, les événements déclencheurs, 0 puis le timeout en ms. Il est possible de remplacer le timeout par "WaitInfinite"
- On teste le(s) événement(s) qui ont déclenché(s).

Changer les paramètres du port: La première possibilité est d'appeler la méthode ShowSetupDialog

```

Void __fastcall TForm1::Button1Click (TObject *Sender)
{
    ComPort1->ShowSetupDialog ();
}

```

La seconde est de placer par exemple un TComRadioGroup et d'affecter ses propriétés:

- "AutoApply" à true
- "ComPort" sur le port voulu, ComPort1, ComPort2 etc...
- "ComProperty" sur le paramètre à régler, cpPort pour le port, cpBaudRate pour la vitesse etc...

La même technique peut être employée pour un TComComboBox.

- **Stocker les paramètres du port dans un fichier .ini:** Lors de la fermeture de l'application nous pouvons écrire.

```

Void __fastcall TForm1::FormClose(TObject *Sender, TCloseAction &Action)
{

```

```

    ComPort1->StoreSettings (stIniFile, GetCurrentDir() + "\\mon_fichier.ini");
    ComPort2->StoreSettings (stIniFile, GetCurrentDir() + "\\mon_fichier.ini");
}

```

Attention il faut prendre les précautions nécessaires en cas d'échec d'écriture !

- **Lire les paramètres du port depuis un fichier .ini:** Lors de la création de l'application nous pouvons écrire.

```

Void __fastcall TForm1::FormCreate(TObject *Sender)
{
    ComPort1->LoadSettings (stIniFile, GetCurrentDir() + "\\mon_fichier.ini");
    ComPort2->LoadSettings (stIniFile, GetCurrentDir() + "\\mon_fichier.ini");

    ComRadioGroup1->UpdateSettings (); // si vous avez placé un TComRadioGroup
    // Avec la méthode expliquée en 2.12
}

```

On peut procéder de la même manière pour un TComComboBox.

- **Gestion des exceptions:** Il est possible de gérer les exceptions provoquées par le composant TComPort.

```

Void __fastcall TForm1::Button1Click (TObject *Sender)
{

    AnsiString msg = "";

    try
    {
        ComPort1->Connected = true;
    }
    catch (EComPort &e)
    {
        switch (e.Code)
        {
            case CError_OpenFailed : msg = "Votre port série est déjà ouvert" ; break ;
            case CError_WriteFailed : msg = "Erreur d'écriture sur le port série" ; break ;
            // voir l'aide de TComPort sur "Error codes" pour continuer la gestion des
erreurs
        }

        ShowMessage(msg);
    }
}

```

Le composant TComPort se révèle être inactif sans l'emploi des TComLed, il suffit de placer 3 TComLed et d'attribuer leurs propriétés:

- "ComPort" sur le port voulu, ComPort1 ou ComPort2 etc...
- "LedSignal" une sur IsConn pour l'ouverture du port, l'autre sur IsRx pour la ligne RxD et enfin une sur IsTx pour TxD.

Le deuxième problème de notre application c'est le problème d'affichage au plus précisément de

la courbe de développement du signal qui doit porter une caractéristique d'affichage très importante, c'est que le traçage doit être déroulé en temps réel avec l'acquisition ce qui n'est pas disponible avec la composante Tchar de l'environnement BCB 6.0, car pour cette composante on a besoin d'un vecteur bien définie pour tracer la courbe.

La solution a été exploitée d'un composant électronique c'est la matrice d'affichage LCD. Dans ce système on utilise le Crystal liquide sur des pixels qui sont ordonné avec des coordonnées cartésiennes (x,y). C'est le même principe qui est utilisé. Donc on trace notre courbe point par point on utilise une composante Timage, qu'on va le grilladerie et de tracer la courbe de dont d'une manière très simple mais ce n'est pas toujours comme on veut car nous avons un problème de localisation d'origine de notre traçage. Pour les Timage l'origine c'est le premier pixel à gauche en haut.

Le troisième problème c'est la partie traitement et extraction des résultats qu'on va la détailler à la dernière partie de ce chapitre avec l'utilisation d'exécutable Matlab.

4.4 L'interface générale :

La première partie à expliquer dans notre interface (figure 4.2) c'est la partie de réglage qui consiste toutes les parties de pré-réglage de notre système pour assurer une bonne adaptation entre la partie Hardware et Software.

On fait les parties du réglage sont classifiées par des Groupe-Box, chaque une d'elle nous donne une partie du réglage donc on peut citer 4 réglages : la liaison RS232, le temps de conversion, tension de traçage et tension d'échelle de traçage.

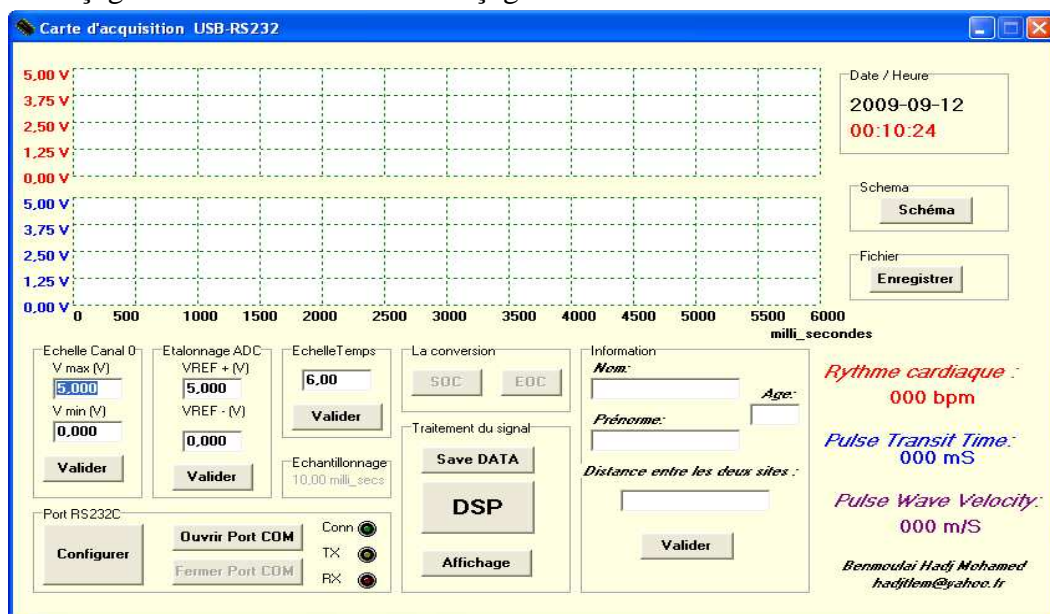


Figure 4.2 : Vue générale de l'interface d'acquisition.

La partie du réglage de la liaison RS232 consiste de deux parties :

Une partie de configuration qui nous donne une boîte d'outils avec une possibilité de réglage :

- Le numéro du port.
- Le baud rate ou bien la vitesse de communication.
- Nombre de bites de données.

- La parité.
- Le nombre de bit de stop.
- Le contrôle de flux.

Et deux boutons qui nous donnent la possibilité d'ouverture et de fermeture du port, aussi que deux boutons qui nous permettent le début et la fin de conversion.

Bouton SOC : qui permet de transmettre le code de début de conversion générale.

Bouton EOC : qui nous permet de stopper la conversion générale.

Les boutons SOC et EOC sont synchronisés avec la partie Hardware, et plus précisément le microcontrôleur comme c'est décrit au paravent.

Le système est complété par trois LED qui peuvent nous indiquer la fonctionnalité de l'interface (connexion, émission et réception).

La deuxième partie du réglage c'est l'échelle du traçage du canal, cette échelle nous permet de régler la tension max et min pour le traçage de la courbe.

Le réglage de l'échelle de temps fait par un group-Box qui, affecte un temps minimum limite pour l'acquisition.

On peut étalonner l'ADC en faisant la conversion de deux tensions connues avec précision pour le résultat obtenu après la conversion. Le gradient du résultat en fonction de V_{\max} et V_{\min} peut nous donner les nouvelles tensions de conversion suivent une relation linéaire.

Pour les trois derniers réglages les données sont entrées par le clavier ce qui nécessite un système de réglage d'erreurs qui peut signaler la non compatibilité des données d'une façon et la différence entre le maximum et le minimum pour les tensions de réglage. Donc on généralise la partie du réglage est articulée sur 5 erreurs qui peuvent nous donner une manière de gérer les erreurs de notre système.

La partie d'affichage ou plutôt récupération des données de la carte Hardware est constituée d'une procédure interne déclenchée par interruption de réception de donnée avec la directive ComPortRxChar des DLL du TComPort. La procédure de déclenchement est expliquée au paravent, mais ce qui est intéressant c'est de décrire la méthode de réception et du traçage.

La zone du traçage est effacée avec des procédures qui traçent la grille point par point avec les coordonnées qui sont affectées à des Labels correspondantes à la tension et au temps par une validation.

La réception est faite d'une manière cyclique sur les deux canaux avec un traçage direct point par point sur deux afficheurs, on utilise les deux directives de traçage Move-To et Line-To.

La conversion DAC est faite numériquement, et les résultats sont sauvegardés dans des vecteurs pour enregistrer les résultats.

Les problèmes de réception sont résolus par un système de gestion d'erreur de réception qui nous donne une possibilité de dépasser les erreurs de Fam et de synchronisations.

Pour la partie du traitement l'explication est détaillée dans ce qui suit. Le traitement est fait par un exécutable qui est généré par le compilateur MATLAB.

. La communication entre les deux executables est faite par des fichiers Txt de la manière suivante :

Les résultats d'acquisition sont sauvegardés dans un fichier texte, ce qui est récupéré par

l'exécutable MTLAB. Le traitement est l'extraction des données sont faits par les procédures de traitement, les données de cette étape sont enregistrées dans un fichier texte et de même les résultats sont récupérés par notre programme principale et on peut traduire et tracer les résultats traiter.

La quatrième partie c'est l'enregistrement et l'affichage des résultats qui peut être on deux données différentes le rythme cardiaque et le temps de transite, après la validation des données on peut les enregistrées dans un fichier texte come un fichier médical avec toutes les données correspondantes au sujet d'examen.

4.5 Comment compiler un programme MATLAB :

Le compilateur MATLAB est un produit assez jeune qui évolue assez vite. La version actuelle est la version 4.0. Le compilateur génère un code source C ou C++ à partir d'une fonction MATLAB. Ce code C est ensuite compilé afin d'obtenir:

- Soit une fonction MATLAB compilée ('MEX-file').
- Soit une application externe qui puisse fonctionner sans MATLAB.

Il y a de bonnes raisons pour compiler une fonction MATLAB:

- Pour augmenter la vitesse
- Pour créer une application indépendante de MATLAB.

Un code C compilé tourne plus vite que son équivalent en MATLAB car :

1. Un programme compilé tourne plus vite qu'un programme interprété.
2. Un code C contient des données de type plus simple. Pour MATLAB toutes les données sont des matrices (des tableaux).
3. MATLAB vérifie la taille des tableaux à chaque affectation d'élément ce que l'on peut éviter de faire en C.
4. MATLAB doit réallouer de la mémoire en cours d'exécution la ou en C on peut l'éviter.

La compilation d'une fonction MATLAB n'apportera pas forcement de gain si :

- La fonction MATLAB est fortement vectorisée.
- La fonction MATLAB passe beaucoup de temps à utiliser des fonctions internes MATLAB mathématiques (très rapide) et graphiques (très lent).

La compilation apportera des gains de temps si la fonction MATLAB :

- Contient des boucles (for, while).
- Contient des variables que le compilateur traduit en 'real' ou en 'intégrer'.
- Ne travaille que sur des réelles.

Création d'une fonction MATLAB compilée 'MEX-files' :

Le compilateur MATLAB 'mcc' transforme une fonction MATLAB en code source C qui est ensuite compilé par l'outil 'mbuild'. Celui-ci génère un code compilé de la fonction (avec comme extension '.mexasp') qui sera automatiquement utilisé à la place de la fonction MATLAB correspondante.

Soit 'carre1' une fonction MATLAB, pour compiler on tape sous MATLAB :

```
>> mcc -x carre1.m
```

On obtient un code source C 'carre1.c' est un exécutable 'carre1.mexasp' qui sera utilisé à la place de 'carre1.m'.

Ces deux fichiers se trouvent dans le répertoire courant. L'utilisation de l'outil 'mbuild' est transparent pour l'utilisateur.

Si l'on désire des informations sur la compilation l'option '-v' permet d'avoir toutes les informations en cours de la compilation.

```
>> mcc -vx carre1.m
```

Si une fonction fait appel à une ou plusieurs autres fonctions que nous avons écrit, nous pouvons les compiler en même temps. Attention, il faut que la fonction principale soit la première citée parmi les arguments pour le compilateur. Par exemple :

```
>> mcc -x fonction-principale.m fonction1.m fonction2.m
```

On génère une fonction compilée 'fonction-principale.mexasp', il n'y a pas de 'fonction1.mexasp' et 'fonction2.mexasp'.

Si l'on invoque le compilateur MATLAB avec la bonne option 'mcc -c', celui-ci génère un code C qui peut être intégré dans nos propres applications C.

Après la compilation de notre application C à l'aide de l'outil 'mbuild' les différents programmes objet sont liés avec les bibliothèques suivantes :

- 'MATLAB Math built-In Library' qui contient la version compilée de la plupart des routines mathématiques internes de MATLAB.
- 'MATLAB Math Toolbox Library' qui contient la version compilée des routines mathématiques externes de MATLAB (script).
- 'MATLAB Compiler Library' qui contient des routines spéciales pour la manipulation de certaines structures de données.
- 'ANSI C Math library' bibliothèque mathématique standard fourni par le constructeur de la machine.

Nous obtenons alors un code exécutable sur toutes les plates-formes COMPAQ/DEC du Centre.

Génération de programmes compilés C et C++ :

Pour générer un code exécutable C qui ne contient pas d'appel à des fonctions graphiques mais seulement de calcul il suffit de taper la commande:

```
>> mcc -m carre2.m
```

De même pour générer un code C++ on tape sous Matlab:

```
>> mcc -p carre2.m
```

Génération de programmes C pour utilisation dans une autre application C.

Pour générer le code C approprié on tape :

```
>> mcc -t -L C carre2.m
```

On obtient un programme C 'carre2.c' qui peut être intégré dans un programme C externe.

Génération de fonctions objets :

La génération de fonctions objets '.o' est intéressante à plusieurs titres :

- La première raison est logique on ne peut pas générer un exécutable en compilant une fonction qui n'a pas de programme principal.
- Si on développe une application assez importante, il est possible de ne compiler que les objets modifiés d'ou un gain de temps à la compilation.
- On peut ne fournir à un autre utilisateur que les fonctions objets ce qui assure une bonne confidentialité (c'est du binaire)

La compilation d'une fonction génère un programme C et un fichier objet.

4.6 Programme de traitement du signal :

Les deux sources d'erreurs générales qui sont traitées par les algorithmes de traitement du signal sont l'artefact de mouvement et les niveaux réduits de saturation (40%). Les artefacts de mouvement est un problème majeur qui est habituellement dû au mouvement du muscle du patient qui est proche à la sonde induisant des fausses impulsions qui sont semblables aux impulsions artérielles. Les fausses impulsions une fois traitées peuvent produire des résultats incorrects. Ce problème est particulièrement significatif dans les enfants actifs (ou turbulent), et les patients actifs pendant la surveillance.

Un autre problème significatif se pose dans les circonstances où la circulation du sang du patient est pauvre et la force d'impulsion est très faible. Par exemple, la circulation pauvre se produit dans les cas de la tension artérielle insuffisante ou de la température corporelle réduite. Dans telles conditions, il est difficile de séparer le véritable composant pulsatile des impulsions d'objet façonné en raison de la petite valeur du rapport signal/bruit.

Dans la littérature plusieurs propositions sont faites pour les algorithmes de traitement du signal soit dans le domaine temporaire ou le domaine fréquentiel pour augmenter la fiabilité et l'exactitude des photopléthysmographes avec l'amélioration du rejet du bruit, des fausses impulsions, des impulsions façonnés de mouvement, et d'autres formes d'onde apériodiques indésirables. Cette partie décrit en général les algorithmes utilisés pour le traitement de notre signal. Pour éliminer et restaurer le signal d'origine qui est noyé dans du bruit on s'intéresse dans notre système de traitement à extraire les informations utiles pour notre problématique avec une mise en place d'un système rapide et simple à modifier et utiliser suivent le domaine et le besoin. La partie qu'on va l'expliquer peut être modifié tout simplement car dans ce stade de travaille on s'intéresse à utiliser un exécutable MATLAB avec les méthodes décrites dans la partie précédente.

Les parties de notre programme sont conçues par différentes algorithmes qu'on affecte à chaque algorithme une approche pour compléter la fonction générale. On peut citer les algorithmes suivants :

Algorithme de filtrage.

Algorithme de détection du pic.

Algorithme de détection de valley

Algorithme de détection d'encoche dichrotique.

Algorithme de calcul du rythme cardiaque et du déphasage entre les deux signaux PPG.

Les caractéristiques du filtre utilisées dans notre cas ne diffère pas par rapport au caractéristiques du filtre analogique utilisé dans le système du filtrage de la partie mise en forme car on s'intéresse à une fréquence de 0.5 à 2Hz avec une linéarité de la sortie par rapport à l'entrée et un retard minimum négligeable car notre information est portée sur l'amplitude ce que signifie que la conservation de la forme du signal nous donne une conservation de l'information utile du signal.

Les algorithmes de détection sont très simples du faite que la qualité du signal utilisée et performante avec un rapport signal /bruit très grand est ce qui va être montré dans les figures ci dessous ; cette caractéristique est due à la bonne détection de la partie analogique et la performance de la partie acquisition.

Pour la détection des pics d'éjections systoliques on utilise un algorithme très utilisé dans la détection des pics ; c'est que l'échantillon pic est plus grand que l'échantillon précédent et suivant avec une hypothèse ; c'est que la valeur du pic doit être supérieur à $\frac{2}{3}$ de la moyenne de notre signal.

Les encoches dichrotiques sont détectées de la même manière que les pics mais avec une valeur inférieure à $\frac{2}{3}$ de la valeur de la moyenne du signal.

Les valleys sont détectés au temps que la valeur minimal entre deux pics.

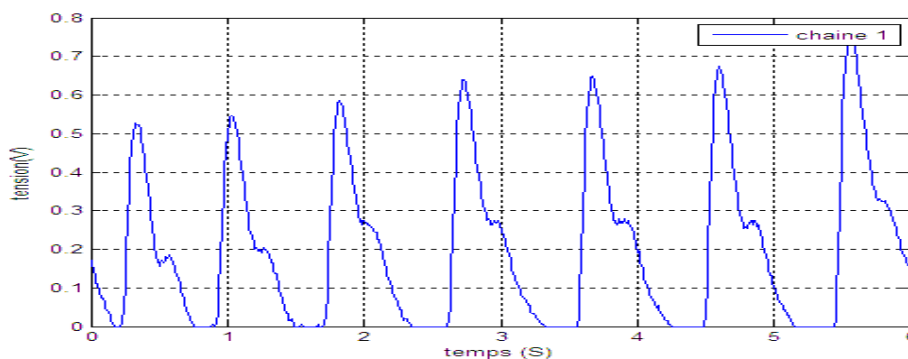


Figure4.3 : Le signal photopléthysmogramme bru.

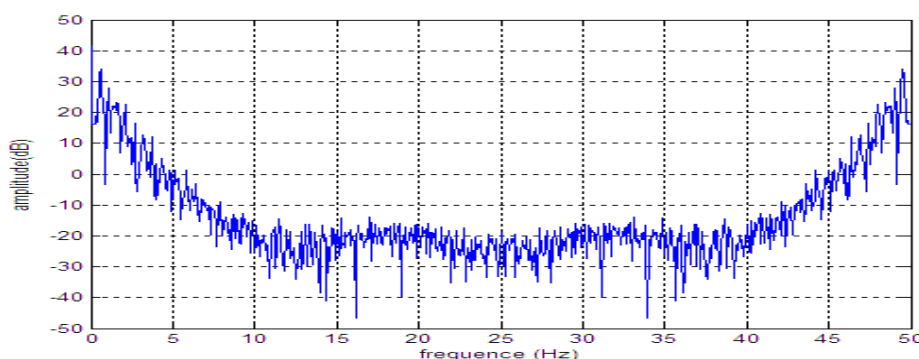


Figure4.4 : Le spectre du signal photopléthysmogramme.

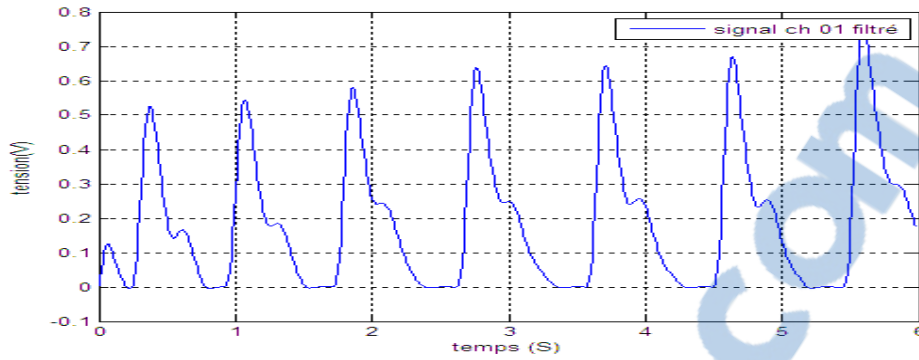


Figure4.5 : Le signal photopléthysmogramme filtré.

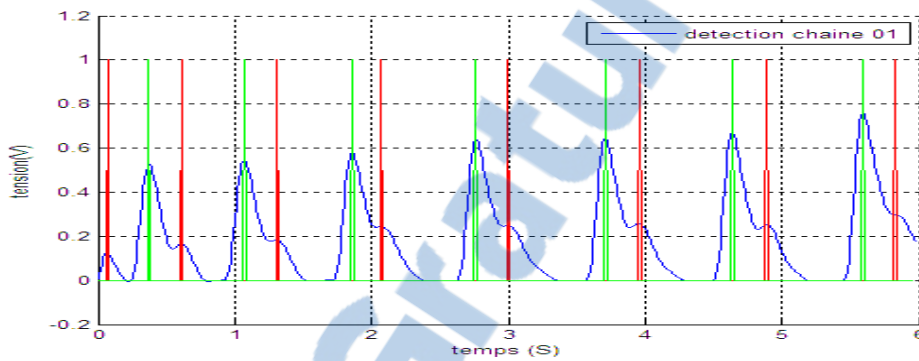


Figure4.6 : La détection des pic et des valleys chaine 01.

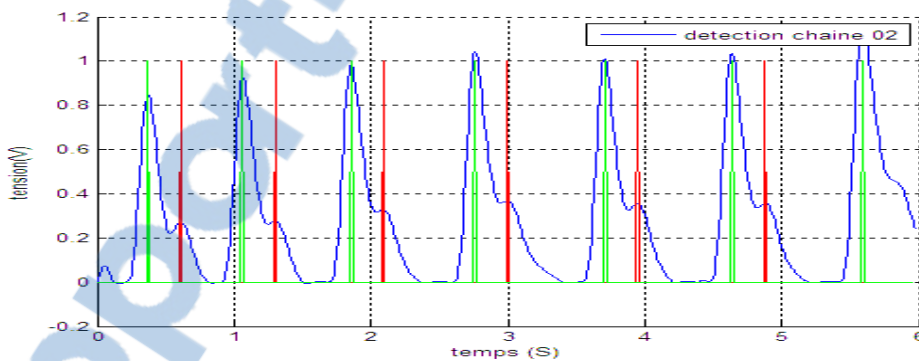


Figure4.7 : La détection des pics et des valleys chaine 02.

4.7 Résultat final :

Pour donnée la validité de notre système, des mesurées ont été faites sur différents sujet pour mieux voir la différence des PWV et la variabilité du rythme cardiaque et du temps de transit du pouls artérielle.

Les figures et les tableaux qui sont données pour des sujet proposés d'être saint car nous avons aucun antécédent sur leur état sanitaire.

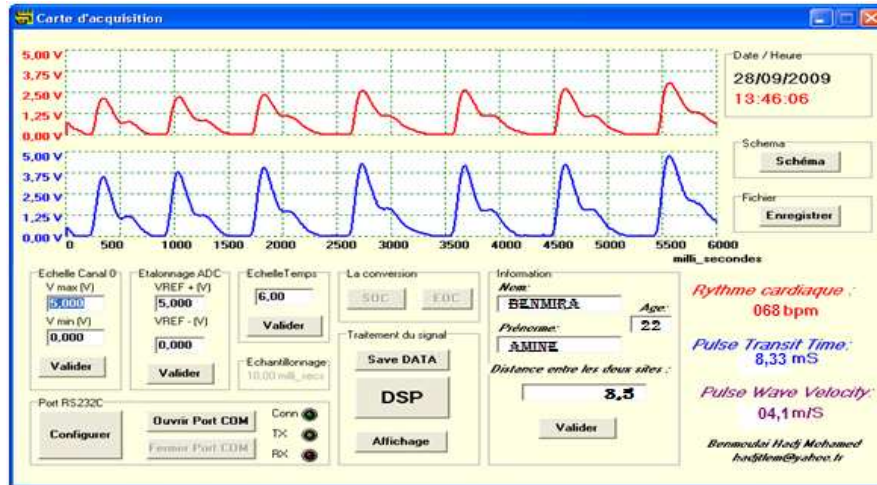


Figure 4.8 : sujet 1.

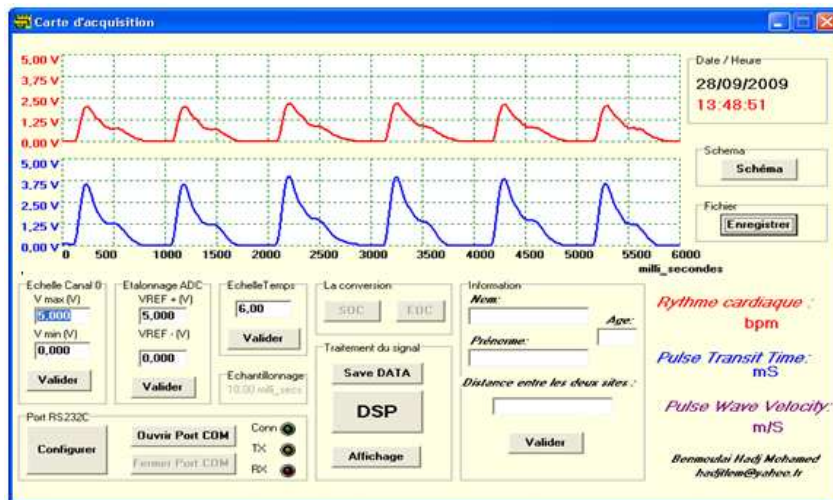


Figure 4.9 : sujet 2.

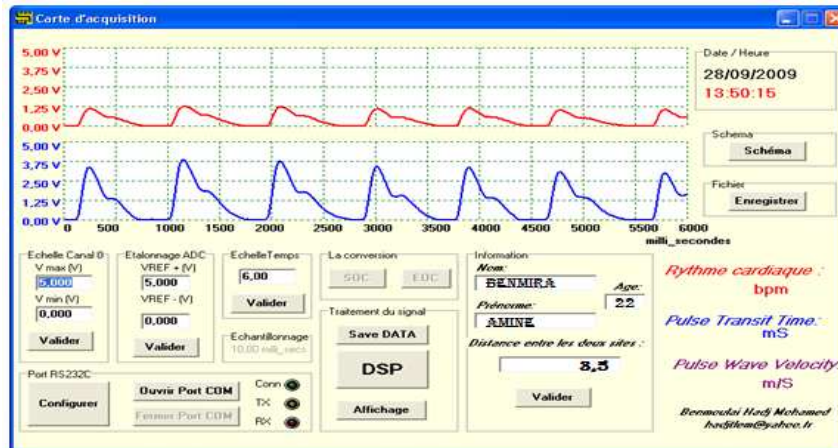


Figure 4.10 : sujet 3.

PTT mS	PWV m/S	BPM
25	1,6	66,666
5	8	64,516
5	8	63,829
15	2,66666667	68,1818

	5	8	68,1818
	5	8	60
MOYENNE	10	4	65,2291

Tableau 4.1 :sujet1.

	PTT mS	PWV m/S	BPM
	5	7	66,67
	5	7	64,52
	5	7	63,83
	5	7	68,18
	15	2,333	68,18
	15	2,333	60
MOYENNE	8,33	4,202	65,23

Tableau 4.2 :sujet2.

	PTT mS	PWV m/S	BPM
	5	1,4	67,4157303
	25	1,4	61,8556701
	25	7	60,6060606
	5	1,4	65,2173913
	25	1	62,5
MOYENNE	17	1,75	63,5189705

Tableau 4.3 :sujet3.

A chaque battement cardiaque ont reçoit une nouvelle valeur de temps de transit de l'impulsion artérielle. La moyenne du rythme cardiaque pour les trois sujets est située dans la bande normale. On base sur une étude de la moyenne du PWV en fonction de l'âge, l'étude est faite par Nichols et Oroukre en 2006. Ils sont démontré que la moyenne du PWV a l'âge de 25 ans est de 4m/s, pour 44ans la moyenne est de 4,4m/s, a l'âge de 50 ans le PWV augmente a 8m/s et a l'âge de 70 ans le PWV est supérieur a 10m/s. toute les sujets d'étude ont l'âge de 25 ans presque ce qui classe le premier et le seconde sujet dans la bande normale mais le troisième sujet a une valeur anormale .

4.8 Conclusion :

Dans ce chapitre une évaluation pratique du dispositif réalisé, a été présentée. A travers cette évaluation, différentes mesures sur le circuit électronique sont réalisées. En second lieu, qu'une description détaillée des logiciels développés et discutés. Cette description était illustrée par la présentation des différentes parties du programme développé par l'environnement de développement C++ Builder.

Un ensemble d'algorithme est mise en œuvre et teste sur différents échantillons du PPG de différents sujet. En fin différentes mesures sont faites sur différents sujets.

Conclusion Générale

La détection d'une athérosclérose asymptomatique chez les sujets à risque cardiovasculaire pourrait aider à identifier les personnes les plus susceptibles de développer une maladie clinique. Les progrès techniques accomplis dans l'exploration du cœur et des vaisseaux permettent de

diagnostiquer de façon non invasive différents types de lésions associées à une athérosclérose infra-clinique. La détection précoce des deux composantes de l'athérosclérose, l'athérome et la sclérose, constitue les principales lésions vasculaires et représente une nouvelle stratégie de prévention des maladies cardiovasculaires.

Cependant, la vitesse de l'onde de pouls offre une autre méthodologie pour l'évaluation non vulnérante de l'élasticité de la paroi artérielle, simple et utilisée de manière exhaustive pendant les dernières années. La détermination de la vitesse de l'onde de pouls permet aussi l'évaluation de la compliance artérielle et peut fournir, quand elle est mesurée au niveau de l'aorte, une estimation globale de la charge athérosclérotique.

C'est à cette vitesse qu'on les intéressée dans ce travail. En fait, l'approche adoptée pour déterminer cette vitesse était de déterminer d'abord le temps de transit de l'impulsion artérielle en deux sites de mesures, puis de déterminer la vitesse. La détermination de ce temps était faite à travers la détection du photopléthysmogramme PPG. Cette détection était accompli à travers le développement et la réalisation pratique d'un dispositif permettant d'abord de détecter le PPG, puis de le traiter par ordinateur à travers une acquisition par le port série RS232 et/ou le bus USB. Il est évident qu'à travers le développement d'une telle réalisation, les critères de choix des circuits et composants étaient largement discutés, principalement la constitution du capteur optoélectronique relativement à cette application ou l'interaction lumière-tissu-sang est le phénomène prédominant dans la détection du photopléthysmogramme.

Ainsi, l'originalité dans ce travail par rapport aux travaux déjà réalisées au sein du laboratoire de recherche GBM, c'est la réalisation pratique, et surtout l'interface via l'USB. La mise en œuvre de cette interface était réalisé à développer un programme pour le microcontrôleur PIC16F88. Offrent à l'utilisateur deux possibilités d'interface le RS232 et l'USB.

Un autre logiciel était développé avec le langage C++ builder, pour analyser le signal PPG est déduire le temps de transit de l'impulsion artérielle est la vitesse de cette impulsion.

Un certain nombre de mesures sur différents sujets ont été relevées toutefois, d'autres mesures sont encore nécessaires pour valider les résultats obtenus.

Ainsi le système développé constitue une véritable plateforme qui sera exploitée pour des travaux de recherches sur le PPG, les modifications du contour de l'onde de pouls, sur l'encoche dichrotique ou encore la vitesse à travers différents sites de mesures constituent des perspectives à ce travail.

Annexes

TSL250, TSL251, TSL252 LIGHT-TO-VOLTAGE OPTICAL SENSORS

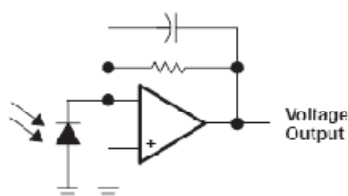
SOES004C – AUGUST 1991 – REVISED NOVEMBER 1995

- Monolithic Silicon IC Containing Photodiode, Operational Amplifier, and Feedback Components
- Converts Light Intensity to Output Voltage
- High Irradiance Responsivity Typically 80 mV/($\mu\text{W}/\text{cm}^2$) at $\lambda_p = 880 \text{ nm}$ (TSL250)
- Compact 3-Leaded Clear Plastic Package
- Low Dark (Offset) Voltage . . . 10 mV
Max at 25°C, $V_{DD} = 5 \text{ V}$
- Single-Supply Operation
- Wide Supply-Voltage Range . . . 3 V to 9 V
- Low Supply Current . . . 800 μA Typical at $V_{DD} = 5 \text{ V}$
- Advanced LinCMOS™ Technology

description

The TSL250, TSL251, and TSL252 are light to voltage optical sensors, each combining a photodiode and a transimpedance amplifier (feedback resistor = 16 M Ω , 8 M Ω , and 2 M Ω respectively) on a single monolithic IC. The output voltage is directly proportional to the light intensity (irradiance) on the photodiode. These devices utilize Texas Instruments silicon-gate LinCMOS™ technology, which provides improved amplifier offset-voltage stability and low power consumption.

functional block diagram



absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)†

Supply voltage, V_{DD} (see Note 1)	10 V
Output current, I_O	$\pm 10 \text{ mA}$
Duration of short-circuit: current at (or below) 25°C (see Note 2)	5 s
Operating free-air temperature range, T_A	-25°C to 85°C
Storage temperature range, T_{stg}	-25°C to 85°C
Lead temperature 1.0 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	240°C

† Stresses beyond those listed under "absolute maximum ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under "recommended operating conditions" is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

- NOTES: 1. All voltages are with respect to GND.
2. Output may be shorted to supply.

recommended operating conditions

	MIN	NOM	MAX	UNIT
Supply voltage, V_{DD}	3	5	9	V
Operating free-air temperature, T_A	0		70	°C



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

LinCMOS is a trademark of Texas Instruments Incorporated.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

**TEXAS
INSTRUMENTS**

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 1995, Texas Instruments Incorporated

1

TSL250, TSL251, TSL252 LIGHT-TO-VOLTAGE OPTICAL SENSORS

SOES004C – AUGUST 1991 – REVISED NOVEMBER 1995

electrical characteristics at $V_{DD} = 5\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $\lambda_p = 880\text{ nm}$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$ (unless otherwise noted) (see Note 3)

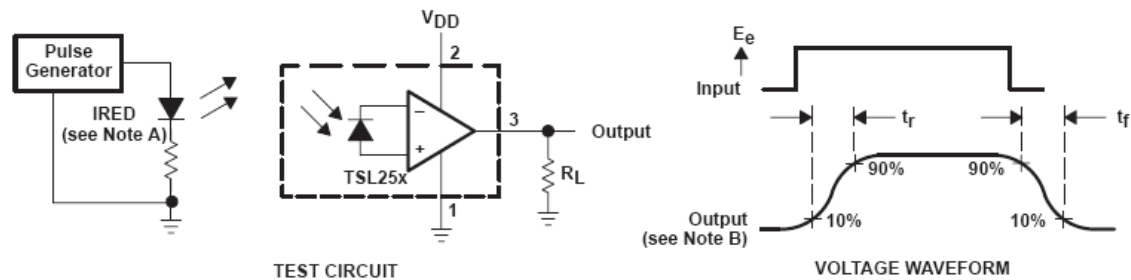
PARAMETER	TEST CONDITIONS	TSL250			TSL251			TSL252			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_D Dark voltage	$E_e = 0$	3 10			3 10			3 10			mV
V_{OM} Maximum output voltage swing	$E_e = 2\text{ mW/cm}^2$	3.1 3.5			3.1 3.5			3.1 3.5			V
V_O Output voltage	$E_e = 25\text{ }\mu\text{W/cm}^2$	1 2 3									V
	$E_e = 45\text{ }\mu\text{W/cm}^2$				1 2 3						
	$E_e = 285\text{ }\mu\text{W/cm}^2$							1 2 3			
α_{vo} Temperature coefficient of output voltage (V_O)	$E_e = 25\text{ }\mu\text{W/cm}^2$, $T_A = 0^\circ\text{C to } 70^\circ\text{C}$	± 1									$\text{mV}/^\circ\text{C}$
	$E_e = 45\text{ }\mu\text{W/cm}^2$, $T_A = 0^\circ\text{C to } 70^\circ\text{C}$				± 1						
	$E_e = 285\text{ }\mu\text{W/cm}^2$, $T_A = 0^\circ\text{C to } 70^\circ\text{C}$							± 1			
N_e Irradiance responsivity	See Note 4	80			45			7			$\text{mV}/(\mu\text{W/cm}^2)$
I_{DD} Supply current	$E_e = 25\text{ }\mu\text{W/cm}^2$	900 1600									μA
	$E_e = 45\text{ }\mu\text{W/cm}^2$				900 1600						
	$E_e = 285\text{ }\mu\text{W/cm}^2$							900 1600			

NOTES: 3. The input irradiance E_e is supplied by a GaAlAs infrared-emitting diode with $\lambda_p = 880\text{ nm}$.
4. Irradiance responsivity is characterized over the range $V_O = 0.05\text{ to } 3\text{ V}$.

operating characteristics at $T_A = 25^\circ\text{C}$ (see Figure 1)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TSL250			TSL251			TSL252			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
t_r Output pulse rise time	$V_{DD} = 5\text{ V}$, $\lambda_p = 880\text{ nm}$	360			90			7			μs
t_f Output pulse fall time	$V_{DD} = 5\text{ V}$, $\lambda_p = 880\text{ nm}$	360			90			7			μs
V_n Output noise voltage	$V_{DD} = 5\text{ V}$, $f = 20\text{ Hz}$	0.6			0.5			0.4			$\mu\text{V}/\text{Hz}$

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION



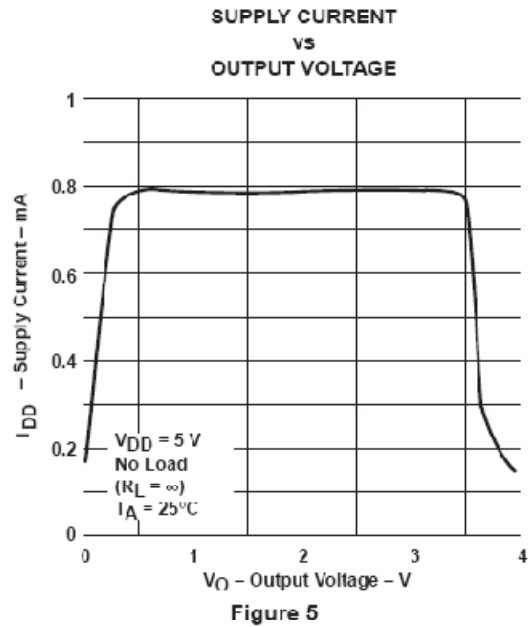
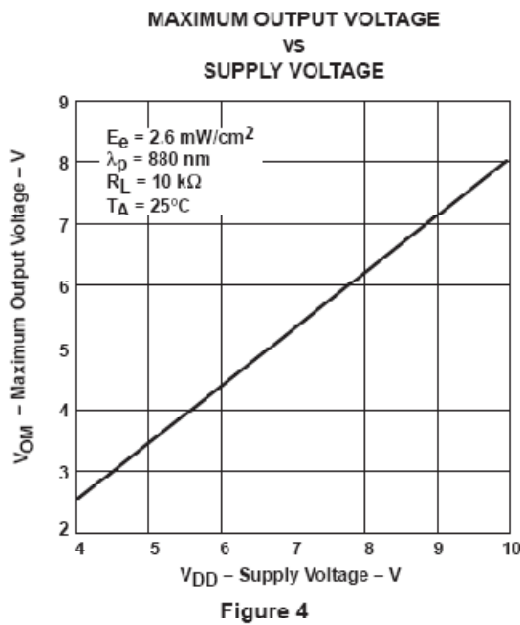
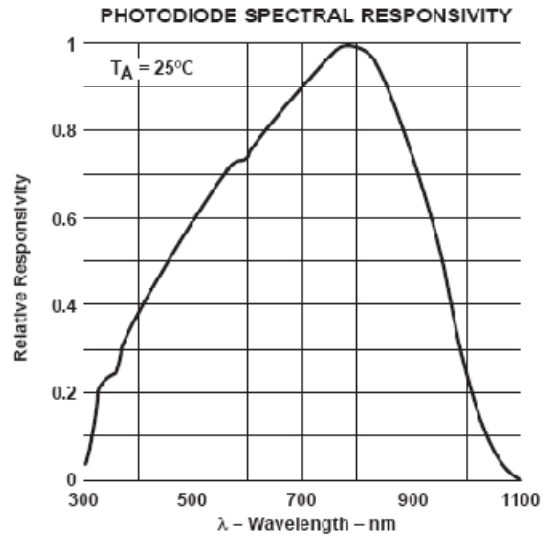
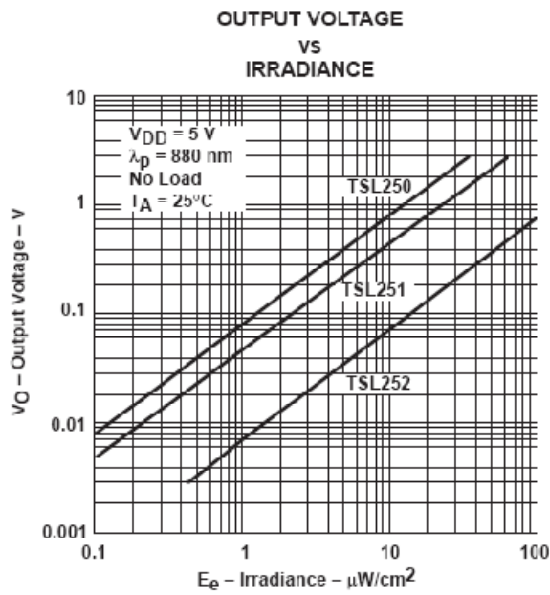
NOTES: A. The input irradiance is supplied by a pulsed GaAlAs infrared-emitting diode with the following characteristics: $\lambda_p = 880\text{ nm}$, $t_r < 1\text{ }\mu\text{s}$, $t_f < 1\text{ }\mu\text{s}$.
B. The output waveform is monitored on an oscilloscope with the following characteristics: $t_r < 100\text{ ns}$, $Z_i \geq 1\text{ MHz}$, $C_i \leq 20\text{ pF}$.

Figure 1. Switching Times

TSL250, TSL251, TSL252 LIGHT-TO-VOLTAGE OPTICAL SENSORS

SOCS004C – AUGUST 1991 – REVISED NOVEMBER 1995

TYPICAL CHARACTERISTICS



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

3

TSL250, TSL251, TSL252 LIGHT-TO-VOLTAGE OPTICAL SENSORS

SOES004C – AUGUST 1991 – REVISED NOVEMBER 1995

TYPICAL CHARACTERISTICS

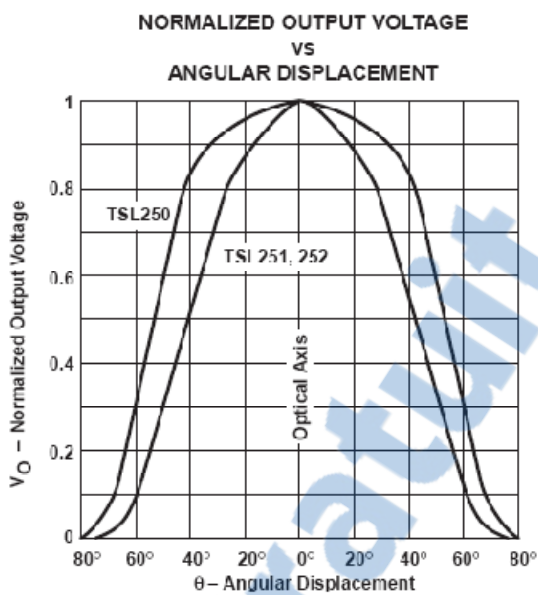


Figure 6

TSL250, TSL251, TSL252 LIGHT-TO-VOLTAGE OPTICAL SENSORS

SOES004C – AUGUST 1991 – REVISED NOVEMBER 1995

APPLICATION INFORMATION

The photodiode/amplifier chip is packaged in a clear plastic three-leaded package. The integrated photodiode active area is typically 1,0 mm² (0.0016 in²) for TSL250, 0,5 mm² (0.00078 in²) for the TSL251, and 0,26 mm² (0.0004 in²) for the TSL252.

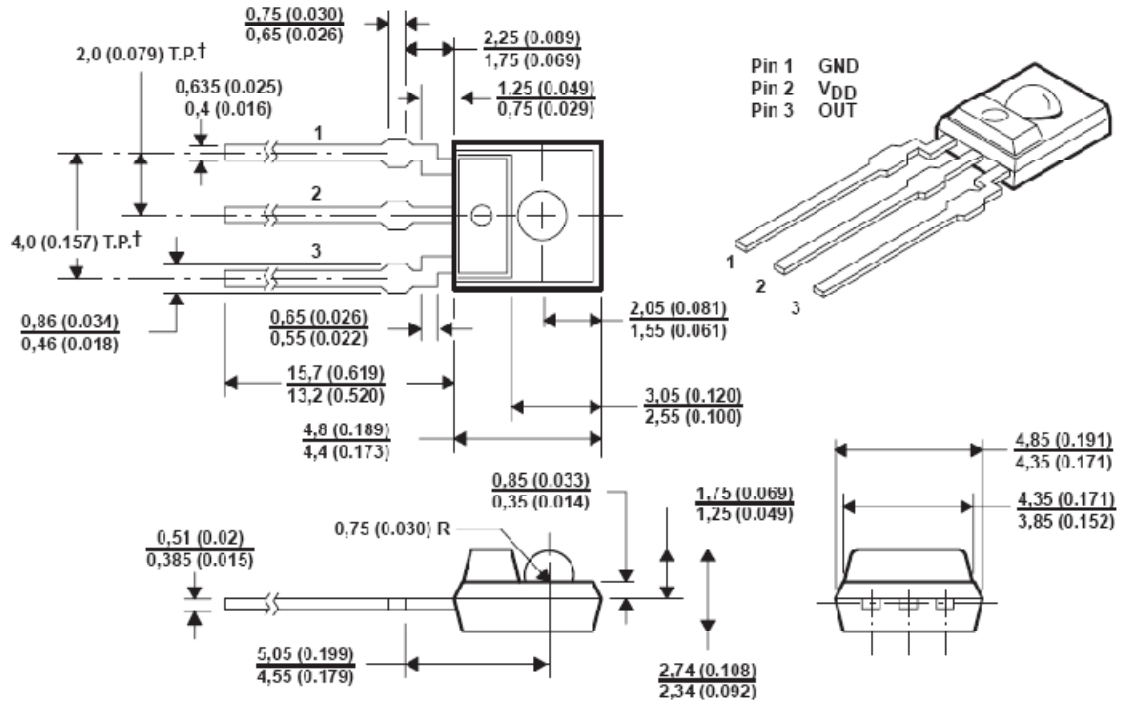


Figure 7. Mechanical Data



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75285

USBMOD3 - USB Plug and Play Serial Development Module (Second Generation)

The USBMOD3 shown in Diagram 1, is a second generation, low-cost integrated module for transferring serial data over USB. Based on the FTDI FT232BM USB UART IC, the USBMOD3 is capable of transfer rates of up to 1000k baud (RS232) and 3000k baud (RS422 / RS485).

The USBMOD3 offers a complete plug and play solution making it ideal for rapid prototyping and development.

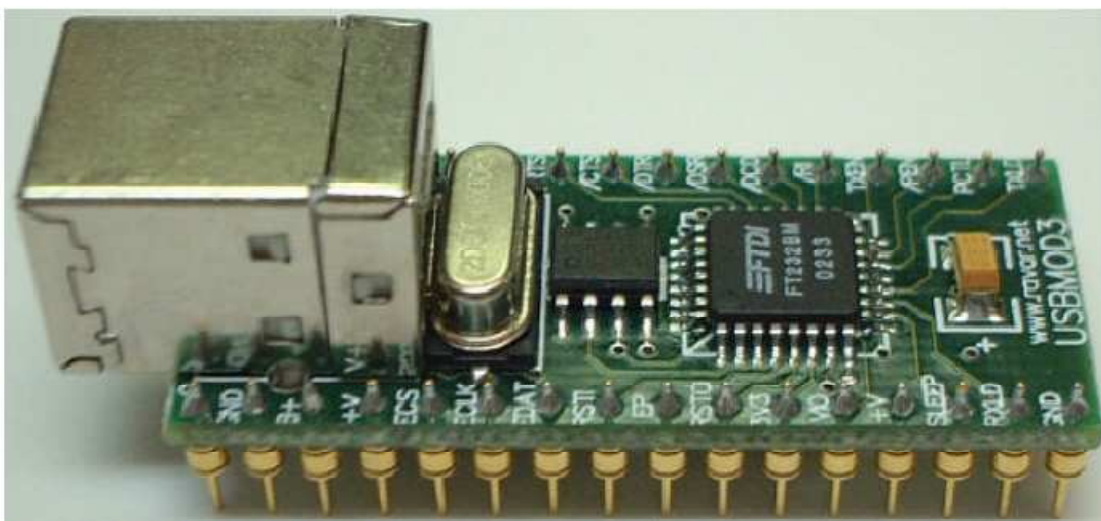


Diagram 1

MODULE FEATURES

- Single module High-Speed USB UART solution
- Based on the FTDI FT232BM High-Speed USB UART IC
- Integrated Type-B USB Connector
- On-board 6MHz Crystal
- External EEPROM on board for USB enumeration data
- No external passive components required
- Module powered from USB bus in addition to supplying up to 450mA user application
- 32-pin Dual In-Line Package Ideal for prototyping
- Fits into a standard 32-pin 600mil IC Socket





FT232BM IC FEATURES

- Single Chip Multi-Function Data Transfer Solution
- RS232 link from 300 baud to 1000K baud
- RS422/RS485 Link to 3000K baud
- 384 byte receive buffer / 128 byte transmit buffer for high data throughput
- Full hardware assisted or X-On/X-Off handshaking
- Support for Event Characters and Line Break condition
- Auto Transmit Buffer control for RS485
- Compact 32 pin (7mm x 7mm) MQFP package
- Integrated 6Mhz – 48Mhz Clock Multiplier aids emissions compliance
- Integrated 3.3v Regulator – No External Regulator Required
- UHCI / OHCI / EHCI Compliant
- USB 1.1 and USB 2.0 Compatible
- USB VID, PID, Serial Number and Product Description Strings in external EEPROM.

VIRTUAL COM PORT (VCP) DRIVERS for

- Windows 98, 98 SE and ME
- Windows 2000 / XP
- Windows CE **
- MAC OS-8 and OS9
- MAC OS-X **
- Linux 2.40 and greater

[** = In planning or under development]

FTD2XX (USB Direct Drivers + DLL S/W Interface)

- Windows 98, 98 SE and ME
- Windows 2000 / XP

ENHANCEMENTS

This section summarises the enhancements of the 2nd generation device compared to its FT8U232AM predecessor. For further details, consult the device pin-out description and functional descriptions.

• **Integrated Power-On-Reset (POR) Circuit**

The device now incorporates an internal POR function. The existing RESET# pin

(RSTI on the module) is maintained in order to allow external logic to reset the device where required, however for many applications, this pin can now be



either left N/C or hard wired to VCC (+V on the module). In addition, a new reset output pin (RSTO# or RSTO on the module) is provided in order to allow the new POR circuit to provide a stable reset to external MCU and other devices. RSTO# was the TEST pin on the previous generation of devices.

• **Integrated RCCLK Circuit**

In the previous devices, an external RC circuit was required to ensure that the oscillator and clock multiplier PLL frequency was stable prior to enabling the clock internal to the device. This circuit is now embedded on-chip – the pin assigned to this function is now designated as the TEST pin and should be tied to GND for normal operation.

• **Integrated Level Converter on UART interface and control signals**

The previous devices would drive the UART and control signals at 5v CMOS logic levels. The new device has a separate VCC-IO (VIO on the module) pin allowing the device to directly interface to 3.3v and other logic families without the need for external level converter I.C.'s

• **Improved Power Management control for USB Bus Powered, high current devices**

The previous devices had a USBEN pin, which became active when the device was enumerated by USB. To provide power control, this signal had to be externally gated with SLEEP# and RESET#. This gating is now done on-chip -USBEN has now been replaced with the new PWREN# signal (PEN on the module) which can be used to directly drive a transistor or P-Channel MOSFET in applications where power switching of external circuitry is

required. A new EEPROM based option makes the device pull gently down its UART interface lines when the power is shut off (PWREN# is High). In this mode, any residual voltage on external circuitry is bled to GND when power is removed thus ensuring that external circuitry controlled by PWREN# resets reliably when power is restored.

• **Lower Suspend Current**

Integration of RCCLK within the device and internal design improvements reduce the suspend current of the FT232BM to under 200uA (excluding the 1.5k pull-up on USBDP) in USB suspend mode. This allows greater margin for peripherals to meet the USB Suspend current limit of 500uA.

• **Support for USB Isocronous Transfers**

Whilst USB Bulk transfer is usually the best choice for data transfer, the scheduling time of the data is not guaranteed. For applications where scheduling latency takes priority over data integrity such as transferring audio and low bandwidth video data, the new device now offers an option of USB Isocronous transfer via an option bit in the EEPROM.

• **Programmable Receive Buffer Timeout**

In the previous device, the receive buffer timeout used to flush remaining data from the receive buffer was fixed at 16ms timeout. This timeout is now programmable over USB in 1ms increments from 1ms to 255ms thus allowing the device to be better optimised for protocols requiring faster response times from short data packets.



USBMOD3 User's Manual

- **TXDEN Timing fix**

TXDEN timing has now been fixed to remove the external delay that was previously required for RS485 applications at high baud rates. TXDEN now works correctly during a transmit send-break condition.

- **Relaxed VCC Decoupling**

The 2nd generation devices now incorporate a level of on-chip VCC decoupling. Though this does not eliminate the need for external decoupling capacitors, it significantly improves the ease of PCB design requirements to meet FCC, CE and other EMI related specifications.

- **Improved PreScaler Granularity**

The previous version of the Prescaler supported division by $(n+0)$, $(n+0.125)$, $(n+0.25)$ and $(n+0.5)$ where n is an integer between 2 and 16,384 (2^{14}). To this we have added $(n+0.375)$, $(n+0.625)$, $(n+0.75)$ and $(n+0.875)$ which can be used to improve the accuracy of some baud rates and generate new baud rates which were previously impossible (especially with higher baud rates).

- **Bit Bang Mode**

The 2nd generation device has a new option referred to as "Bit Bang" mode. In Bit Bang mode, the eight UART interface control lines can be switched between UART interface mode and an 8-bit Parallel IO port. Data packets can be

sent to the device and they will be sequentially sent to the interface at a rate controlled by the prescaler setting. As well as allowing the device to be used stand-alone as a general purpose IO controller for example controlling lights, relays and switches, some other

interesting possibilities exist. For instance, it may be possible to connect the device to an SRAM configurable FPGA as supplied by vendors such as Altera and Xilinx. The FPGA device would normally be un-configured (i.e. have no defined function) at power-up. Application software on the PC could use Bit Bang Mode to download configuration data to the FPGA, which would define its hardware function, then after the FPGA device is configured the FT232BM can switch back into UART interface mode to allow the programmed FPGA device to communicate with the PC over USB. This approach allows a customer to create a "generic" USB peripheral whose hardware function can be defined under control of the application software. The FPGA based hardware can be easily upgraded or totally changed simply by changing the FPGA configuration data file. Application notes, software and development modules for this application area will be available from FTDI and other 3rd parties.

For further information regarding the FTDI FT232BM USB UART IC please refer to the FT232BM Datasheet. This datasheet can be found on the Ravar website at

<http://www.ravar.net>

As mentioned above in module features, the USBMOD3 is in a 32-pin Dual In-Line Package. This allows the module to fit into a standard 32-pin 600mil IC Socket, which makes the module ideal for prototyping and development work. Shown in Diagram 2 below is the pin out for the USBMOD3.

USBMOD3 PINOUT

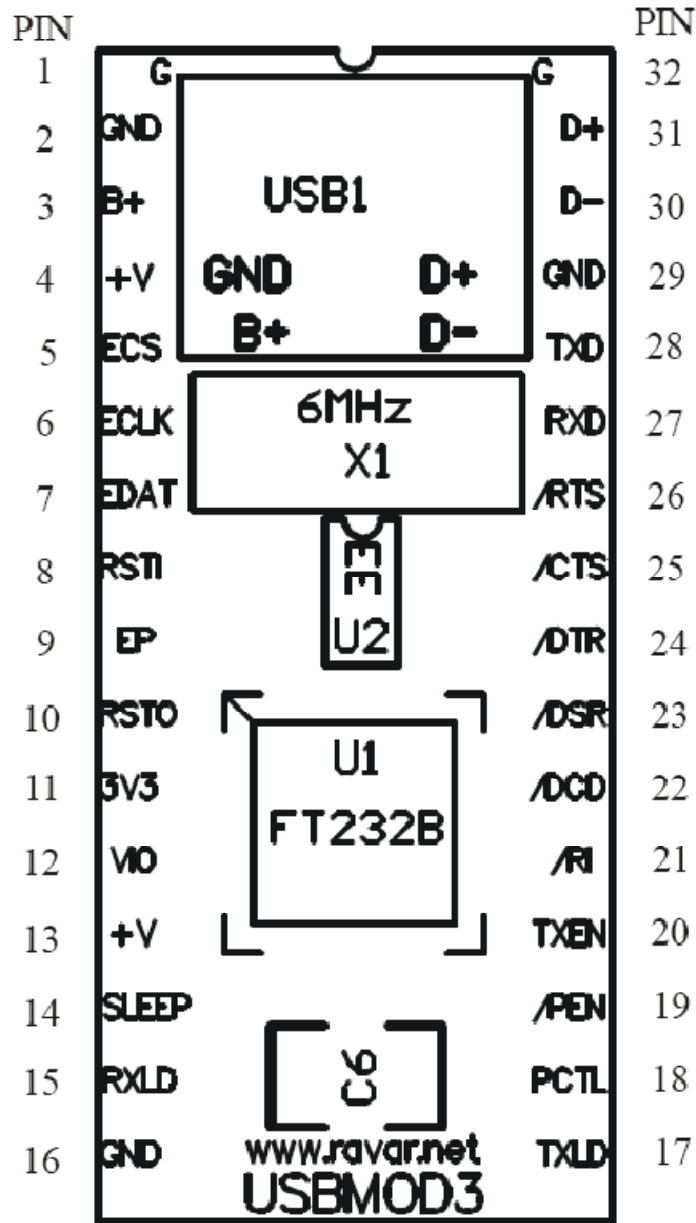


DIAGRAM 2

On the following page is the pin out table showing what the various pins are on the module.



USBMOD3 User's Manual

USBMOD3 PINOUT TABLE

PIN #	SIGNAL	TYPE	DESCRIPTION
1	G	PWR	Device – Ground Supply Pin
2	GND	PWR	Device – Ground Supply Pin
3	B+	PWR	USB Bus Power
4	+V	PWR	Device - +4.4 volt to +5.25 volt Power Supply Pin
5	ECS	I/O	EEPROM – Chip Select
6	ECLK	I/O	EEPROM – Clock
7	EDAT	I/O	EEPROM – Data I/O
8	RSTI	IN	Can be used by external device to reset chip. If not required tie to VCC
9	EP	IN	Enumeration Power connect to RSTO for bus powered operation or 3V3 to instruct PC to connect to device
10	RSTO	OUT	Output of the internal Reset Generator. Stays high impedance for ~2ms after VCC >3.5v and the internal clock starts up, then clamps it 's output to the 3.3v output of the internal regulator. Taking RSTI low will also force RSTO to go high impedance. RSTO is NOT affected by a USB Bus Reset.
11	3V3	OUT	3.3 volt Output from the integrated L.D.O. regulator. This pin should be decoupled to GND using a 33nF ceramic capacitor in close proximity to the device pin. Its prime purpose is to provide the internal 3.3v supply to the USB transceiver cell and the RSTO pin. A small amount of current (<=5mA) can be drawn from this pin to power external 3.3v logic if required.
12	VIO	PWR	+3.0 volt to +5.25 volt VCC to the UART interface pins 10..12,14..16 and 18..25. When interfacing with 3.3v external logic connect VIO to the 3.3v supply of the external logic, otherwise connect to +V to drive out at 5v CMOS level.
13	+V	PWR	Device - +4.4 volt to +5.25 volt Power Supply Pin
14	SLEEP	OUT	Goes Low during USB Suspend Mode
15	RXLD	O.C.	LED Drive – Pulses Low when Receiving Data via USB
16	GND	PWR	Device – Ground Supply Pin



USBMOD3 User's Manual

USBMOD3 PINOUT TABLE Continued

PIN #	SIGNAL	TYPE	DESCRIPTION
17	TXLD	O.C.	LED Drive – Pulses Low when Transmitting Data via USB
18	PCTL	IN	Bus Powered Tie Low / Self Powered Tie High
19	/PEN	OUT	Goes Low after the device is configured via USB, then high during USB suspend. Can be used to control power to external logic using a P-Channel Logic Level MOSFET Switch. Enable the Interface Pull-Down Option in EEPROM when using the /PEN pin this way.
20	TXFN	OUT	UART – Enable Transmit Data for RS485
21	/RI	IN	UART – Ring Indicator Control Input
22	/DCD	IN	UART – Data Carrier Detect Control Input
23	/DSR	IN	UART – Data Send Ready Control Input
24	/DTR	OUT	UART – Data Terminal Ready Control Output
25	/CTS	IN	UART – Clear To Send Control Input
26	/RTS	OUT	UART – Request To Send Control Output
27	RXD	IN	UART – Receive Data Input
28	TXD	OUT	UART – Transmit Data Output
29	GND	PWR	Device Ground Supply Pin
30	D-	I/O	USB Data Signal Minus
31	D+	I/O	USB Data Signal Plus
32	G	PWR	Device – Ground Supply Pin

The following page shows the schematic for the USBMOD3.

PROGRAMME C++ BUILDER 6.0

```
//-----  
#include <stdlib.h>  
#include <stdio.h>  
#include <vcl.h>  
#pragma hdrstop  
#include <dir.h> // fonction fnsplit  
#include "Unit1.h"  
#include "Unit2.h"  
  
//-----  
#pragma package(smart_init)  
#pragma link "CPort"  
#pragma link "CPortCtl"  
#pragma resource "*.dfm"  
  
// (C) Benmoulai Hadj Mohamed, Mai 2009  
// Borland Builder 5  
// avec Composant TComPort (gestion RS232)  
double vmin ;  
double vmin0;  
double vmax ;  
double vmax0;  
double deltat ;  
  
double resultatconversion ;  
double tension ;  
int numerocanal=0;  
int j=0;  
int i=0;  
double tension0 ;  
double tension1 ;  
  
double singal[6000];  
double singal_0[1501];  
double singal_1[1501];  
double singal_2[1501];  
double singal_3[1501];  
double moy0;  
double moy1;  
double y;  
double y1;  
double z;  
double benmoulai[1500];  
  
double sdiv , sdiv0 ;  
double samplingperiod , samplingperiod0 ;  
double deltas ;  
double vrefplus = 5.0;  
double vrefmoins = 0.0;
```

```

double vrefplus0 = 5.0;
double vrefmoins0 = 0.0;
unsigned char tableau[1];
int num = 0;
int w=0;
double max_1;

char tabulation = '\t'; // tabulation horizontale, code ASCII 0x09
char retour = '\r'; // retour chariot, code ASCII 0x0D
char saut = '\n'; // saut à la ligne, code ASCII 0x0A
int iFileHandle;
//-----

TForm1 *Form1;

//-----
void clearscren (void)
{
// efface le graphe (en blanc)

Form1->Image1->Canvas->Brush ->Color = clWhite;
Form1->Image1->Canvas->FillRect(Rect(0,0,600,100));

Form1->Image2->Canvas->Brush ->Color = clWhite;
Form1->Image2->Canvas->FillRect(Rect(0,0,600,100));
return;
}
//-----

//-----

//-----
void grillescren (void)
{
// trace les grilles du graphe

Form1->Image1->Canvas->Pen->Color = clGreen; // couleur du trait
Form1->Image1->Canvas->Pen->Width = 1; // largeur du trait
Form1->Image1->Canvas->Pen->Style = psDot ; // Style du trait (pointillé)

Form1->Image2->Canvas->Pen->Color = clGreen ; // couleur du trait
Form1->Image2->Canvas->Pen->Width = 1; // largeur du trait
Form1->Image2->Canvas->Pen->Style = psDot ; // Style du trait (pointillé)
for (int i = 0 ; i<5 ; i++) // 4 lignes
{
Form1->Image1->Canvas->MoveTo(0 , 25*i);
Form1->Image1->Canvas->LineTo(600 , 25*i);

Form1->Image2->Canvas->MoveTo(0 , 25*i);
Form1->Image2->Canvas->LineTo(600 , 25*i);
}
for (int i = 0 ; i<13 ; i++) // 12 colonnes

```

```

{
  Form1->Image1->Canvas->MoveTo(50*i , 0);
  Form1->Image1->Canvas->LineTo(50*i , 100);

  Form1->Image2->Canvas->MoveTo(50*i , 0);
  Form1->Image2->Canvas->LineTo(50*i , 100);
}
Form1->Image1->Canvas->Pen->Color = clRed; // couleur du trait (rouge)
Form1->Image2->Canvas->Pen->Color = clBlue; // couleur du trait (bleue)
Form1->Image1->Canvas->Pen->Width = 2; // largeur du trait
Form1->Image2->Canvas->Pen->Width = 2; // largeur du trait
return;
}

//-----
__fastcall TForm1::TForm1(TComponent* Owner)
  : TForm(Owner)
{
  clearsreen() ; // efface le graphe (en blanc)
  grillescreen() ; // trace les grilles du graphe

}

//-----

void __fastcall TForm1::Button1Click(TObject *Sender)
{
  // bouton Valider (boîte Echelle des tensions)

  try
  {
    vmax =(Edit1->Text).ToDouble(); //conversion de AnsiString en Double
    vmin =(Edit2->Text).ToDouble(); //conversion de AnsiString en Double
  }
  catch(...)
  {
    vmax = vmax0;
    vmin = vmin0;

    Edit1->Text = FloatToStrF(vmax,ffFixed,15,3);
    Edit2->Text = FloatToStrF(vmin,ffFixed,15,3);

    Application->MessageBox("Valeur non valide !","Erreur 01",MB_OK);
  }
  if (vmax<= vmin)
  {
    Application->MessageBox ("Vmax doit être supérieure à Vmin !","Erreur 02",MB_OK);
    vmax = vmax0;
    vmin = vmin0;
  }
  vmax0 = vmax;
  vmin0 = vmin;
}

```



```
deltat = (vmax - vmin)/4.0 ; // 4 lignes
```

```
Edit1->Text = FloatToStrF(vmax,ffFixed,15,3);
```

```
Edit2->Text = FloatToStrF(vmin,ffFixed,15,3);
```

```
Labelx0 -> Caption = FloatToStrF(vmin,ffFixed,15,2) + " V";
```

```
Labelx1 -> Caption = FloatToStrF(vmin + 1.0*deltat,ffFixed,15,2)+ " V";
```

```
Labelx2 -> Caption = FloatToStrF(vmin + 2.0*deltat,ffFixed,15,2)+ " V";
```

```
Labelx3 -> Caption = FloatToStrF(vmin + 3.0*deltat,ffFixed,15,2)+ " V";
```

```
Labelx4 -> Caption = FloatToStrF(vmin + 4.0*deltat,ffFixed,15,2)+ " V";
```

```
Labely0 -> Caption = FloatToStrF(vmin,ffFixed,15,2) + " V";
```

```
Labely1 -> Caption = FloatToStrF(vmin + 1.0*deltat,ffFixed,15,2)+ " V";
```

```
Labely2 -> Caption = FloatToStrF(vmin + 2.0*deltat,ffFixed,15,2)+ " V";
```

```
Labely3 -> Caption = FloatToStrF(vmin + 3.0*deltat,ffFixed,15,2)+ " V";
```

```
Labely4 -> Caption = FloatToStrF(vmin + 4.0*deltat,ffFixed,15,2)+ " V";
```

```
clearscreen() ; // efface le graphe (en blanc)
```

```
grillescreen() ; // trace les grilles du graphe
```

```
}
```

```
//-----
```

```
void __fastcall TForm1::Button7Click(TObject *Sender)
```

```
{
```

```
ComPort1->Connected=true; // ouverture du port
```

```
SOC->Enabled=true;
```

```
Button7->Enabled=false;
```

```
Button6->Enabled=false;
```

```
Button8->Enabled=true;
```

```
}
```

```
//-----
```

```
void __fastcall TForm1::Button8Click(TObject *Sender)
```

```
{
```

```
tableau[0]= 1;
```

```
ComPort1->Write(tableau, 1);
```

```
ComPort1->Connected=false; // fermeture du port
```

```
j=0;
```

```
i=0;
```

```
Timer3->Enabled=false;
```

```
Button7->Enabled=true;
```

```
Button6->Enabled=true;
```

```
Button8->Enabled=false;
```

```
SOC->Enabled=false;
```

```
EOC->Enabled=false;
```

```

}
//-----

void __fastcall TForm1::ComPort1RxChar(TObject *Sender, int Count)
{
// on arrive ici quand on reçoit des données du port COM (normalement toutes les 5 ms)

try
{

unsigned char *datarecu = new unsigned char [Count];
ComPort1->Read(datarecu, Count);
// Lit "Count" octet(s) présent(s) dans le buffer d'entrée et le(s) place dans "datarecu"
// Normalement, on reçoit deux octets du PIC

    resultatconversion = datarecu[0] ;
    tension=(((vrefplus - vrefmoins)*resultatconversion)/(1023.0)) ;

//-----

    if (numerocanal == 0)
    {
        singal_0[j]=tension;
        y=20*(5-(tension*4));
        Form1->Image1->Canvas->LineTo(j , y);
        Form1->Image1->Canvas->MoveTo(j , y);
        numerocanal++;

    }

    else if (numerocanal == 1)
    {
        singal_1[j]=tension;
        z=20*(5-(tension*4));
        Form1->Image2->Canvas->LineTo(j , z);
        Form1->Image2->Canvas->MoveTo(j , z);
        numerocanal=0;
        j++;
    }

delete [] datarecu;
datarecu = NULL;
//Timer2->Enabled=true;
}

catch(...)
{
Application->MessageBox("Erreur de reception !","Erreur 04",MB_OK);
}
}

```

```

//-----

void __fastcall TForm1::Button6Click(TObject *Sender)
{
ComPort1->ShowSetupDialog();
}
//-----

void __fastcall TForm1::Timer1Timer(TObject *Sender)
{
// on arrive ici toutes les 1000 ms

// affichage de l'heure courante
Label7time->Caption = TimeToStr(Time()); // AnsiString hh:mm:ss
Label7date->Caption = DateToStr(Date()); // AnsiString

}
//-----

void __fastcall TForm1::ButtonSchema1Click(TObject *Sender)
{
Form2shema1-> ShowModal();
}
//-----

//-----

void __fastcall TForm1::ButtonValidationEchelleTempsClick(TObject *Sender)
{
// bouton Valider (boîte Echelle des temps)
try
{

sdiv =(Edit3->Text).ToDouble(); //conversion de AnsiString en Double
}
catch(...)
{
sdiv = sdiv0;
Edit3->Text = FloatToStrF(sdiv,ffFixed,15,2);
Application->MessageBox("Valeur non valide !","Erreur 01",MB_OK);
}

samplingperiod = (sdiv*1000) / 600.0 ; // en ms (600 points en abscisse)

if (samplingperiod < 10.0)

```

```

{
    Application->MessageBox("La période doit être supérieure à 6,00 secondes !", "Erreur
03", MB_OK);
    sdiv = sdiv0;
    samplingperiod = samplingperiod0;
}

sdiv0 = sdiv;
samplingperiod0 = samplingperiod;

deltas = (sdiv*1000)/12.0;    // 12 colonnes

Labelsamplingperiod -> Caption = FloatToStrF(samplingperiod, ffFixed, 15, 2) + " milli_sec";

Edit3->Text = FloatToStrF(sdiv, ffFixed, 15, 2);
Labelt0 -> Caption = FloatToStrF(0.0*deltas, ffFixed, 15, 0);
Labelt1 -> Caption = FloatToStrF(1.0*deltas, ffFixed, 15, 0);
Labelt2 -> Caption = FloatToStrF(2.0*deltas, ffFixed, 15, 0);
Labelt3 -> Caption = FloatToStrF(3.0*deltas, ffFixed, 15, 0);
Labelt4 -> Caption = FloatToStrF(4.0*deltas, ffFixed, 15, 0);
Labelt5 -> Caption = FloatToStrF(5.0*deltas, ffFixed, 15, 0);
Labelt6 -> Caption = FloatToStrF(6.0*deltas, ffFixed, 15, 0);
Labelt7 -> Caption = FloatToStrF(7.0*deltas, ffFixed, 15, 0);
Labelt8 -> Caption = FloatToStrF(8.0*deltas, ffFixed, 15, 0);
Labelt9 -> Caption = FloatToStrF(9.0*deltas, ffFixed, 15, 0);
Labelt10 -> Caption = FloatToStrF(10.0*deltas, ffFixed, 15, 0);
Labelt11 -> Caption = FloatToStrF(11.0*deltas, ffFixed, 15, 0);
Labelt12 -> Caption = FloatToStrF(12.0*deltas, ffFixed, 15, 0);

clearscreen ();    // efface le graphe (en blanc)
grillescreen ();    // trace les grilles du graphe

}
//-----

//-----

void __fastcall TForm1::Button2Click(TObject *Sender)
{
    AnsiString entete = "Carte d'acquisition RS232 USB" ;
    AnsiString entete0 = "(C) BENMOULAI HADJ MOHAMED" ;
    AnsiString entete0a = "HADJTLEM@YAHOO.FR" ;
    AnsiString entete0b = "Tensions en volts" ;
    AnsiString entete1 = "Date :";

```

```
AnsiString entete2 ="Heure:";
AnsiString entete3 ="Canal0" ;
AnsiString entete4 ="Canal1" ;
AnsiString entete7 ="Time" ;
AnsiString entete8 =" mS" ;
```

```
char szFileName[100];
```

```
int iLength;
```

```
if (SaveDialog1->Execute())
```

```
{
```

```
    if (FileExists(SaveDialog1->FileName))
```

```
    {
```

```
        fnsplit(SaveDialog1->FileName.c_str(), 0, 0, szFileName, 0);
```

```
        strcat(szFileName, ".BAK");
```

```
        RenameFile(SaveDialog1->FileName, szFileName);
```

```
    }
```

```
    iFileHandle = FileCreate(SaveDialog1->FileName);
```

```
    FileWrite(iFileHandle, entete.c_str(), entete.Length());
```

```
    FileWrite(iFileHandle, &retour, 1);
```

```
    FileWrite(iFileHandle, &saut, 1);
```

```
    FileWrite(iFileHandle, entete0.c_str(), entete0.Length());
```

```
    FileWrite(iFileHandle, &retour, 1);
```

```
    FileWrite(iFileHandle, &saut, 1);
```

```
    FileWrite(iFileHandle, entete0a.c_str(), entete0a.Length());
```

```
    FileWrite(iFileHandle, &retour, 1);
```

```
    FileWrite(iFileHandle, &saut, 1);
```

```
    FileWrite(iFileHandle, entete1.c_str(), entete1.Length());
```

```
    FileWrite(iFileHandle, DateToStr(Date()).c_str(), DateToStr(Date()).Length());
```

```
    FileWrite(iFileHandle, &retour, 1);
```

```
    FileWrite(iFileHandle, &saut, 1);
```

```
    FileWrite(iFileHandle, entete2.c_str(), entete2.Length());
```

```
    FileWrite(iFileHandle, TimeToStr(Time()).c_str(), TimeToStr(Time()).Length());
```

```
    FileWrite(iFileHandle, &retour, 1);
```

```
    FileWrite(iFileHandle, &saut, 1);
```

```
    FileWrite(iFileHandle, &retour, 1);
```

```
    FileWrite(iFileHandle, &saut, 1);
```

```
    FileWrite(iFileHandle, entete0b.c_str(), entete0b.Length());
```

```
    FileWrite(iFileHandle, &retour, 1);
```

```
    FileWrite(iFileHandle, &saut, 1);
```

```
    FileWrite(iFileHandle, &retour, 1);
```

```
    FileWrite(iFileHandle, &saut, 1);
```

```

FileWrite(iFileHandle, entete7.c_str(), entete7.Length());
FileWrite(iFileHandle, &tabulation, 1);
FileWrite(iFileHandle, &tabulation, 1);
FileWrite(iFileHandle, entete3.c_str(), entete3.Length());
FileWrite(iFileHandle, &tabulation, 1);
FileWrite(iFileHandle, entete4.c_str(), entete4.Length());
FileWrite(iFileHandle, &tabulation, 1);

FileWrite(iFileHandle, &retour, 1);
FileWrite(iFileHandle, &saut, 1);
FileWrite(iFileHandle, &retour, 1);
FileWrite(iFileHandle, &saut, 1);

for (int w = 1 ; w<601 ;w++)
{
    FileWrite(iFileHandle, FloatToStrF(w*10 ,ffFixed,15,0).c_str(),
FloatToStrF(w*10,ffFixed,15,0).Length());
    FileWrite(iFileHandle, &tabulation, 1);
    FileWrite(iFileHandle, entete8.c_str(), entete8.Length());
    FileWrite(iFileHandle, &tabulation, 1);
    FileWrite(iFileHandle, FloatToStrF(singal_0[w] ,ffFixed,15,3).c_str(),
FloatToStrF(singal[w],ffFixed,15,3).Length());
    FileWrite(iFileHandle, &tabulation, 1);
    FileWrite(iFileHandle, FloatToStrF(singal_1[w] ,ffFixed,15,3).c_str(),
FloatToStrF(singal_2[w],ffFixed,15,3).Length());
    FileWrite(iFileHandle, &tabulation, 1);
    FileWrite(iFileHandle, &saut, 1);
    FileWrite(iFileHandle, &retour, 1);
    FileWrite(iFileHandle, &saut, 1);
    FileWrite(iFileHandle, &retour, 1);
    FileWrite(iFileHandle, &saut, 1);
}

}

}
}
//-----

void __fastcall TForm1::Timer3Timer(TObject *Sender)
{
tableau[0]= 1;
ComPort1->Write(tableau, 1); // Ecrit 1 octet sur le port série
//ComPort1->Connected=false; // fermeture du port
Timer3->Enabled=false;
SOC->Enabled=true;
EOC->Enabled=false;
}

```

```
//-----
void __fastcall TForm1::ButtonValidationEtalonnageClick(TObject *Sender)
{
try
{
vrefplus =(EditVrefPlus->Text).ToDouble(); //conversion de AnsiString en Double
vrefmoins =(EditVrefMoins->Text).ToDouble(); //conversion de AnsiString en Double
}
catch(...)
{
vrefplus = vrefplus0;
vrefmoins = vrefmoins0;

EditVrefPlus->Text = FloatToStrF(vrefplus,ffFixed,15,3);
EditVrefMoins->Text = FloatToStrF(vrefmoins,ffFixed,15,3);

Application->MessageBox("Valeur non valide !","Erreur 01",MB_OK);
}

if (vrefplus <= vrefmoins)
{
Application->MessageBox ("V REF+ doit être supérieure à V REF - !","Erreur
02",MB_OK);
vrefplus = vrefplus0;
vrefmoins = vrefmoins0;
}
vrefplus0 = vrefplus;
vrefmoins0 = vrefmoins;

EditVrefPlus->Text = FloatToStrF(vrefplus,ffFixed,15,3);
EditVrefMoins->Text = FloatToStrF(vrefmoins,ffFixed,15,3);
}

//-----
```

```
void __fastcall TForm1::SOCClick(TObject *Sender)
{
clearscreen() ; // efface le graphe (en blanc)
grillescreen() ; // trace les grilles du graphe
Form1->Image1->Canvas->MoveTo(0 , 100);
Form1->Image2->Canvas->MoveTo(0 , 100);
j=1;
numerocanal =0;
EOC->Enabled=true;
SOC->Enabled=false;
```

```
tableau[0]= 0;

ComPort1->Write(tableau, 1); // Ecrit 1 octet sur le port série
Timer3->Enabled=true;
}
//-----
```

```
void __fastcall TForm1::EOCClick(TObject *Sender)
{
tableau[0]= 1;
ComPort1->Write(tableau, 1); // Ecrit 1 octet sur le port série
//ComPort1->Connected=false; // fermeture du port
Timer3->Enabled=false;
SOC->Enabled=true;
EOC->Enabled=false;
}
//-----
```


PROGRAMME ASSEMBLEUR

```
; Carte d'acquisition 2 entrées analogiques 0 à 5 V
; Fréquence d'échantillonnage 100 Hz (Te = 10 ms)

; Communication via RS232
; Utilisation de l'USART du 16F88 avec interruptions
; 19200 bauds/s      8 bits de données      Pas de bit de parité
; 1 bit de STOP     Pas de contrôle de flux

; Utilisation du module ADC 10 bits avec interruption de fin de conversion

; (C) Benmoulai Hadj Mohamed , Janvier 2009.
; Email hadjtlem@yahoo.fr
; version 1.0.0
; microcontrôleur PIC 16F88
; langage : assembleur
; développé avec Microchip MPLAB IDE

        Errorlevel-302 ; Supprime le message "Ensure that bank bits are correct"

List p=16F88      ; processeur utilisé
#include <p16F88.inc>

;Program Configuration Register 1
__CONFIG    _CONFIG1, _CP_OFF & _CCP1_RB0 & _DEBUG_OFF &
_WRT_PROTECT_OFF & _CPD_OFF & _LVP_OFF & _BODEN_ON & _MCLR_ON & _PWRTE_ON &
_WDT_OFF & _HS_OSC
        ;bits de configuration :
        ; Code protection OFF
        ; CCP1 function on RB0
        ; In-Circuit Debugger OFF
        ; FLASH Program Memory Write protection OFF
        ; Data EE Memory Code Protection OFF
        ; Low Voltage Programming OFF
        ; Brown-out Reset ON
        ; RA5/MCLR pin function is MCLR
        ; Power-up Timer ON
        ; Watchdog Timer OFF
        ; HS oscillator (quartz 20 MHz)

;Program Configuration Register 2
__CONFIG    _CONFIG2, _IESO_OFF & _FCMEN_OFF
        ;bits de configuration :
        ;Internal External Switch Over mode OFF
        ;Fail-Safe Clock Monitor OFF

;xxxxxxx
; macro
;xxxxxxx

bank1 macro      ; passage en banque 1
        bsf STATUS,RP0
        bcf STATUS,RP1
        endm

bank0 macro      ; passage en banque 0
        bcf STATUS,RP0
        bcf STATUS,RP1
        endm
```

```

;XXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXX
; Déclaration des variables
;XXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXX

        CBLOCK 0x070                ; début de la zone des registres d'usage général
du 16F88                                ; (banque quelconque : 0,1,2 ou 3)
                                        ; 0x070 - 0x07F : 16 variables

        STATUS_TEMP : 1      ; sauvegarde du registre STATUS (routine
d'interruption)
        W_TEMP : 1          ; sauvegarde du registre W          (routine
d'interruption)

        octet_rx : 1        ; octet reçu (broche RX de l'UART)
                                ; contient le debut et la fin du cycle
general
        octet1_tx : 1      ; 1er octet à transmettre
        octet2_tx : 1      ; 2ème octet à transmettre

        nb_octet_transmis : 1 ; compteur du nombre d'octets transmis (0, 1 ou
2)

        canal: 1 ; la slection du canal

        ENDC

;XXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXX
; Démarrage sur reset
;XXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXX

        org 0x0000
        goto initialisation

; XXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXX
; Routine d'interruption
; 4 sources d'interruption :
; - réception (UART)
; - émission (UART)
; - module ADC (interruption de fin de conversion)
; - timer1 (période d'échantillonnage )
; XXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXX

        org 0x0004                ; vecteur d'interruption

        movwf W_TEMP
        swapf STATUS,W
        movwf STATUS_TEMP        ; sauvegarde du registre W puis du registre
STATUS

        bank1
        btfss PIE1, RCIE
        goto int1
        bank0
        btfsc PIR1, RCIF
        goto reception
int1
        bank1
        btfss PIE1, TXIE
        goto int2
        bank0
        btfsc PIR1, TXIF

```

```

    goto emission
int2
    bank1
    btfss PIE1, ADIE
    goto int3
    bank0
    btfsc PIR1, ADIF
    goto adc
int3
    bank1
    btfss PIE1, TMR1IE
    goto int4
    bank0
    btfsc PIR1, TMR1IF
    goto timer1
int4
    goto restauration

;xxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxx
; traitement de l'interruption de réception de l'USART
; xxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxx
reception

    bank0
    movf RCREG , W ; N.B. le flag RCIF est remis à 0 par une lecture du
registre RCREG
    movwf octet_rx ; les 8 bits de données sont transférés dans (octet_rx)

    ; on teste s'il s'agit de la valeur 0
    movlw .0 ; W = .0
    subwf octet_rx , W ; W = (octet_rx) - .0
    btfss STATUS, Z ; test du bit Z
    goto valeur1 ; Z = 0 c'est-à-dire (octet_rx) != .0
    ; (octet_rx) = .0 (debut general)
    ; Sélection du canal 0
    bcf ADCON0 , CHS2 ; CHS2 = 0
    bcf ADCON0 , CHS1 ; CHS1 = 0
    bcf ADCON0 , CHS0 ; CHS0 = 0
    goto activation_timer1

valeur1
    ; on teste s'il s'agit du valeur 1
    movlw .1 ; W = .1
    subwf octet_rx , W ; W = (octet_rx) - .1
    btfss STATUS, Z ; test du bit Z
    goto valeur_erreur ; Z = 0 c'est-à-dire (octet_rx) != .1
    goto desactivation_timer1

valeur_erreur
    ; (octet_rx) a une valeur non valide
    ; (liste des valeurs valides : 0 et 1)
    goto overrun

;xxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxx
; Activation du TIMER1 (16 bits)x
; xxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxx
activation_timer1

    bcf PIR1 , TMR1IF ; on efface le drapeau de l'interruption
    clrf octet1_tx
    clrf octet2_tx
    clrf canal
    clrf TMR1H

```

```

clrf TMR1L

bank1
bsf PIE1 , TMR1IE ; autorisation de l'interruption du TIMER1 (16 bits)

goto timer1

;XXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXX
overrun
; test d'une erreur d'overrun
bank0
btfss RCSTA , OERR
goto restauration
; traitement de l'erreur d'overrun
bcf RCSTA , CREN ; on efface le bit OERR
bsf RCSTA , CREN ; on relance la réception
goto restauration

;XXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXX
;desactivation du timer1(16bits)x
;XXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXX
desactivation_timer1
bank1
bcf PIE1 , TMR1IE ; interdiction de l'interruption du TIMER1 (16 bits)

bank0
goto restauration

;XXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXX
; Traitement de l'interruption du Timer1 x
; on arrive ici toutes les 5 ms (période d'échantillonnage)x
; 5 ms = 25000 cycles (avec un quartz de 20MHz) x
; XXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXX
timer1
bank0
; le timer1 est incrémenté de 0x9E5F = 40542 (65536 - 25000 + 7 instructions)
bcf T1CON , TMR1ON ; Stops TIMER1
movlw 0x5F
addwf TMR1L , f ; (TMR1L) = (TMR1L) + 0x5F
btfsc STATUS, C ; test du bit C (Carry)
incf TMR1H , f
movlw 0x9E
addwf TMR1H , f ; (TMR1H) = (TMR1H) + 0x9E
bsf T1CON , TMR1ON ; Enables TIMER1

; xxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxx
; Attente pendant la phase d'acquisition (environ 19,7 µs)
; 19,7 µs = 98 cycles (avec un quartz 20 MHz)
acquisition
movlw .158 ; 256 - 98
movwf TMR0 ; (TMR0) = .158
bcf INTCON , TMR0IF ; on efface le drapeau du timer0
attente
btfss INTCON , TMR0IF
goto attente

; xxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxx
; Lancement de la phase de conversion de l'ADC
bsf ADCON0 , GO ; GO = 1

```

```

bcf PIR1 , TMR1IF ; on efface le drapeau de l'interruption Timer1
goto restauration

;xxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxx
; Traitement de l'interruption de fin de conversion du module ADC
;xxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxx

adc
; Attente avant une nouvelle acquisition (2 TAD = 3,2 µs)
; 3,2 µs = 16 cycles (avec un quartz 20 MHz)
movlw .240 ; 256 - 16
movwf TMR0 ; (TMR0) = .240
bcf INTCON , TMR0IF ; on efface le drapeau du timer0

attentel
btfss INTCON , TMR0IF
goto attentel

; lecture et sauvegarde du résultat de la conversion
movf ADRESH , W ; W = (ADRESH)
movwf octet2_tx ; (octet2_tx) = (ADRESH)
bank1
movf ADRESL , W ; W = (ADRESL)
movwf octet1_tx ; (octet1_tx) = (ADRESL)

bank0
bcf PIR1 , ADIF ; on efface le drapeau de l'interruption du module ADC

bank1
bsf PIE1 , TXIE ; autorisation de l'interruption d'émission de l'USART

bank0
goto restauration

; xxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxx
; Traitement de l'interruption d'émission de l'USART
; xxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxx

emission

; 2 octets à transmettre
incf nb_octet_transmis , f ; on incrémente (nb_octet_transmis)

movlw D'1'
subwf nb_octet_transmis , W
btfss STATUS , Z
goto emm2
; émission du 1er octet
movf octet1_tx , W

bank0
movwf TXREG ; transmission
; N.B. le flag TXIF est remis à 0 par une écriture
dans le registre TXREG
goto int1 ; pour transmettre le plus rapidement possible le 2ème octet

emm2

; émission du 2ème octet
movf octet2_tx , W
bank0
movwf TXREG ; transmission
; N.B. le flag TXIF est remis à 0 par une écriture
dans le registre TXREG

bank1

```

```

        bcf PIE1 , TXIE ; interdiction de l'interruption d'émission de l'USART
        bank0
        clrf nb_octet_transmis

; on teste s'il s'agit du canal 0
        movlw .0 ; W = .0
        subwf canal , W ; W = (canal) - .0
        btfss STATUS, Z ; test du bit Z
        goto canal1 ; Z = 0 c'est-à-dire (canal) != .0
        ; (canal) = .0 (canal 0)
        ; Sélection du canal 1
        bcf ADCON0 , CHS2 ; CHS2 = 0
        bcf ADCON0 , CHS1 ; CHS1 = 0
        bsf ADCON0 , CHS0 ; CHS0 = 1
        incf canal , f
        goto restauration

canal1
        ; Sélection du canal 0
        bcf ADCON0 , CHS2 ; CHS2 = 0
        bcf ADCON0 , CHS1 ; CHS1 = 0
        bcf ADCON0 , CHS0 ; CHS0 = 0
        clrf canal
        goto restauration

;xxxxxxxxxxxxx
restauration

        swapf STATUS_TEMP,W           ; restauration des registres STATUS puis W
        movwf STATUS
        swapf W_TEMP,f
        swapf W_TEMP,W

        retfie

;xxxxxxxxxxxxxxxxxxxxx
; Initialisation
;xxxxxxxxxxxxxxxxxxxxx

initialisation

        bank0
        clrf PORTA           ; mise à 0 des sorties du port A
        clrf PORTB           ; mise à 0 des sorties du port B

        bank1

        movlw B'11011000'
        movwf OPTION_REG
        ; bit 7 (/RBPU) = 1 : valeur par défaut (option non utilisée)
        ; bit 6 (INTEDG) = 1 : valeur par défaut (option non utilisée)
        ; bit 5 (T0CS) = 0 : l'horloge interne est l'horloge du timer0
        ; bit 4 (T0SE) = 1 : valeur par défaut (option non utilisée)
        ; bit 3 (PSA) = 1
        ; bit 2 (PS2) = 0
        ; bit 1 (PS1) = 0
        ; bit 0 (PS0) = 0
        ; Prescaler du Timer0 = 1:1
        ; Watchdog sans prescaler (1:1)
        ; le timer0 déborde toutes les 256*0,2 µs = 51,2 µs

        movlw B'11111111'

```

```

movwf TRISA
; bit 0 du port A (RA0) = 1 : configuration en entrée (canal 0 du module
ADC)
; bit 1 du port A (RA1) = 1 : configuration en entrée (canal 1 du module
ADC)
; bit 2 du port A (RA2) = 1 : configuration en entrée (canal 2 du module
ADC)
; bit 3 du port A (RA3) = 1 : configuration en entrée (canal 3 du module
ADC)
; bit 4 du port A (RA4) = 1 : configuration en entrée (canal 4 du module
ADC)
; bit 5 du port A (RA5) = X : configuration en entrée, par exemple
; bit 6 du port A (RA6) = X : configuration en entrée, par exemple
; bit 7 du port A (RA7) = X : configuration en entrée, par exemple

movlw B'11011111'
movwf TRISB
; bit 0 du port B (RB0) = X : configuration en entrée, par exemple
; bit 1 du port B (RB1) = X : configuration en entrée, par exemple
; bit 2 du port B (RB2) = 1 : configuration en entrée (RX : USART)
; bit 3 du port B (RB3) = X : configuration en entrée, par exemple
; bit 4 du port B (RB4) = X : configuration en entrée, par exemple
; bit 5 du port B (RB5) = 1 : configuration en entrée (TX : USART)
; bit 6 du port B (RB6) = 1 : configuration en entrée (canal 5 du module
ADC)
; bit 7 du port B (RB7) = 1 : configuration en entrée (canal 6 du module
ADC)

movlw B'01111111'
movwf ANSEL
; bit 7 du registre ANSEL = 0 : non implémenté
; bit 6 du registre ANSEL = 1 : configuration de la broche RB7/AN6 comme
entrée analogique (canal 6)
; bit 5 du registre ANSEL = 1 : configuration de la broche RB6/AN5 comme
entrée analogique (canal 5)
; bit 4 du registre ANSEL = 1 : configuration de la broche RA4/AN4 comme
entrée analogique (canal 4)
; bit 3 du registre ANSEL = 1 : configuration de la broche RA3/AN3/VREF+
comme entrée analogique (canal 3)
; bit 2 du registre ANSEL = 1 : configuration de la broche RA2/AN2/VREF-
comme entrée analogique (canal 2)
; bit 1 du registre ANSEL = 1 : configuration de la broche RA1/AN1 comme
entrée analogique (canal 1)
; bit 0 du registre ANSEL = 1 : configuration de la broche RA0/AN0 comme
entrée analogique (canal 0)

; Configuration du module ADC

; tension de référence haute : VDD (5 V)
; tension de référence basse : VSS (0 V)
bcf ADCON1 , VCFG0 ; VCFG0 = 0
bcf ADCON1 , VCFG1 ; VCFG1 = 0
; Choix du format du résultat de la conversion
bsf ADCON1 , ADFM
; ADRESH = (0 0 0 0 0 0 b9 b8)
; ADRESL = (b7 b6 b5 b4 b3 b2 b1 b0)
; Choix de la fréquence d'horloge du convertisseur ADC
; F AD = F OSC / 32 = 625 kHz
; T AD = 1,6 µs
bcf ADCON1 , ADCS2 ; ADCS2 = 0
bank0
bsf ADCON0 , ADCS1 ; ADCS1 = 1
bcf ADCON0 , ADCS0 ; ADCS0 = 0

```

```

bank1

; configuration de la liaison RS232
movlw D'64'
movwf SPBRG ; (SPBRG) = D'64' vitesse de 19200bauds

movlw B'00100100'
movwf TXSTA
; bit 7 (CSRC) = 0 (non utilisé : 0 par exemple)
; bit 6 (TX9) = 0 : 8 bits de transmission
; bit 5 (TXEN) = 1 : autorise la réception
; bit 4 (SYNC) = 0 : mode asynchrone
; bit 3 = 0 (non implémenté)
; bit 2 (BRGH) = 1 : mode asynchrone haute vitesse
; bit 1 (TRMT) = 0 (en lecture seule)
; bit 0 (TX9D) = 0 (non utilisé : 0 par exemple)

bank0
movlw B'10010000'
movwf RCSTA
; bit 7 (SPEN) = 1 : utilisation du port série
; bit 6 (RX9) = 0 : 8 bits de réception
; bit 5 (SREN) = 0 (non utilisé : 0 par exemple)
; bit 4 (CREN) = 1 : autorise la réception
; bit 3 (ADDEN) = 0 (non utilisé : 0 par exemple)
; bit 2 (FERR) = 0 (en lecture seule)
; bit 1 (OERR) = 0 (en lecture seule)
; bit 0 (RX9D) = 0 (non utilisé : 0 par exemple)

clrf PORTA ; mise à 0 des sorties du port A
clrf PORTB ; mise à 0 des sorties du port B
clrf octet_rx ; mise à 0 octet reçu (broche RX de l'UART)
clrf octet1_tx ; mise à 0 1er octet à transmettre
clrf octet2_tx ; mise à 0 2ème octet à transmettre

clrf nb_octet_transmis ; mise à 0 compteur du nombre d'octets
transmis (0, 1 ou 2)
clrf canal ; mise à 0 la sélection du canal

bcf PIR1 , ADIF ; on efface le drapeau de l'interruption du module ADC

bank1
bsf PIE1 , RCIE ; autorisation de l'interruption de réception de l'USART
bcf PIE1 , TXIE ; interdiction de l'interruption d'émission de l'USART
bsf PIE1 , ADIE ; autorisation de l'interruption du module ADC
bsf INTCON , PEIE ; autorisation des interruptions des périphériques
bsf INTCON , GIE ; autorisation globale des interruptions

bank0
; Mise en service du convertisseur ADC
bsf ADCON0 , ADON ; ADON = 1

;xxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxx
; Configuration du TIMER1 (16 bits) en mode timer
; Utilisation de l'interruption
; Débordement (0xFFFF -> 0x0000)
; xxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxx

bcf T1CON , T1CKPS1
bcf T1CON , T1CKPS0 ; prescaler 1:1
bcf T1CON , TMR1CS ; Timer1 Clock Source = Internal clock
(FOSC/4)
bsf T1CON , TMR1ON ; Enables TIMER1

```



```

        goto debut_programme

;xxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxx
; Programme principal
;xxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxx

debut_programme

        goto debut_programme ; on attend une interruption

        END

```

Programme Matlab

```

clc;
x1=dlmread('E:\Documents and Settings\Administrateur\Bureau\Hadj
Mohamed\Nouveau Document texte.txt');
x2=dlmread('E:\Documents and Settings\Administrateur\Bureau\Hadj
Mohamed\Nouveau Document texte (2).txt');
n=length(x1);
fe=100; % fréquence d'échantillonnage
fl= 10/fe;%fréquences de coupure
te=1/fe;%periode d'echantillnage
ti=0:te:(n-1)*te;% vecteur temps
ki=length(ti);
j=n-1;
f = fe*(0:j)/(2*j);% vecteur fréquence

% figure(1);
% plot(ti,x1(1:ki))
% title('Le signal d''origine')
% legend('chaîne 1')
% xlabel('temps (S)')
% ylabel('tension(V)')
% grid;
%
% figure(2);
% plot(ti,x2(1:ki))
% title('Le signal d''origine')
% legend('chaîne 2')
% xlabel('temps (S)')
% ylabel('tension(V)')

```

```

% grid;
%
%
%
% x3=abs(fft(x1));
% figure(3);
% plot(f,20*log10(abs(x3(1:j+1))))
% title('LE SPECTRE ORIGINAL 1')
% xlabel('frequence (Hz)')
% ylabel('amplitude(dB)')
% grid;
%
%
% x4=abs(fft(x2));
% figure(4);
% plot(f,20*log10(abs(x4(1:j+1))))
% title('LE SPECTRE ORIGINAL 2')
% xlabel('frequence (Hz)')
% ylabel('amplitude(dB)')
% grid;
%
%conception de filtre
[b,a]=cheby1(2,0.5,f1,'low');
%application des filtres
sortiel=filter(b,a,x1);
sortie2=filter(b,a,x2);

% figure(5);
% plot(ti,sortiel(1:ki));
% grid;legend('signal ch 01 filtré cheby');%'signal filtrée Tchebichev');
% xlabel('temps (S)')
% ylabel('tension(V)')
%
% figure(6);
% plot(ti,sortie2(1:ki));
% grid;legend('signal ch 02 filtré cheby');%'signal filtrée Tchebichev');
% xlabel('temps (S)')
% ylabel('tension(V)')

m1=mean(sortiel);
m2=mean(sortie2);

for i=2:j
    if sortiel(i)>sortiel(i-1)
        if sortiel(i+1)<sortiel(i)
            if sortiel(i)>2*m1
                pic1(i)=1;
                encl(i)=0;
            elseif sortiel(i)>(m1/2)
                pic1(i)=0;
                encl(i)=1;
            else
                pic1(i)=0;
                encl(i)=0;
            end;
        else
            pic1(i)=0;
            encl(i)=0;
        end;
    end;

else

```

```

        pic1(i)=0;
        enc1(i)=0;
    end;
end

for i=2:j
    if sortie2(i)>sortie2(i-1)
        if sortie2(i+1)<sortie2(i)
            if sortie2(i)>2*m2
                pic2(i)=1;
                enc2(i)=0;
            elseif sortie2(i)>(m2/2)
                pic2(i)=0;
                enc2(i)=1;
            else
                pic2(i)=0;
                enc2(i)=0;
            end;
        else
            pic2(i)=0;
            enc2(i)=0;
        end;
    else
        pic2(i)=0;
        enc2(i)=0;
    end;
end

n2=length(pic1);
t2=0:te:(n2-1)*te;% vecteur temps

figure(7);
hold on
plot(ti,sortie1(1:ki));
plot(t2,enc1,'r');
plot(t2,pic1,'g');
grid;legend('detection chaine 01');
xlabel('temps (S)')
ylabel('tension(V)')
hold off

figure(8);
hold on
plot(ti,sortie2(1:ki));
plot(t2,enc2,'r');
plot(t2,pic2,'g');
grid;legend('detection chaine 02');
xlabel('temps (S)')
ylabel('tension(V)')
hold off

indice1=find(pic1)
indice2=find(pic2)

ryt1=(6000./diff(indice1))
ryt2=(6000./diff(indice2))

ptt=indice2-indice1

```


Bibliographie



- | | | | | |
|-----|--|---|------------------------------------|-------|
| 1.a | World Health Statistics | <i>Ten Statistical Highlights in Global Public Health.</i> | World Health Organization. | 2006. |
| 1.b | The World Health Report | <i>Global health: today's challenges.</i> | World Health Organization. | 2003. |
| 1.c | International Diabetes Federation, | <i>The global burden of diabetes. Diabetes atlas (2nd ed.).</i> | International Diabetes Federation, | 2006. |
| 2.a | Taquet A, Bonithon-Kopp, Simon A, et al. | <i>Relations of cardiovascular risk factor to aortic pulse wave velocity in asymptomatic middle aged woman.</i> | Eur J Epid | 1993. |
| 2.b | Paillole C, Dahan M, Jaeger P, Passa P, Gourgon R. | <i>Propriétés physiques de l'aorte chez des sujets diabétiques insulino-dépendants normotendus.</i> | Arch Mal Cœur | 1989 |



- 3.a Megnien JL, Simon A, Valensi P, Flaud P, Merli I, Levenson J. *Comparative effects of diabetes mellitus and hypertension on physical properties of human large arteries.* J Am Coll Cardio 1992
- 3.b Levenson J, Del Pino M, Razavian M, Merli I, Filitti V, Simon A. *Hypercholesterolemia alters arterial and blood factors related to atherosclerosis in hypertension.* Atherosclerosis 1992
4. Ali R. Khoshdel, Shane L. Carney, Balakrishnan R. Nair, and Alastair Gillies. *Better management of cardiovascular diseases by pulse wave velocity: combining clinical practice with clinical research using evidence-based medicine.* Clinical Medicine & Research 2007.
5. Bramwell JC, Hill AV *Velocity of transmission of the pulse-wave.* Lancet 1922.
6. TOMIYAMA Hirofumi ; YAMASHINA Akira ; ARAI Tomio ; HIROSE Kenichi ; KOJI Yutaka ; CHIKAMORI Taishiro; HORI Saburoh ; YAMAMOTO Yoshio ; DOBA Nobutaka ; HINOHARA Shigeaki ; *Influences of age and gender on results of noninvasive brachial-ankle pulse wave velocity measurement a survey of 12517 subjects.* Atherosclerosis 2003.
7. Khoshdel, Shane L. Carney, FRACP, Balakrishnan R. Nair, FRACP and Alastair Gillies. *Better management of cardiovascular diseases by pulse wave velocity: combining clinical practice with clinical research using evidence-based medicine.* Clin Med Res 2007.
8. Stéphane Laurent, Sandrine Katsahian, Céline Fassot, Anne-Isabelle Tropeano, Isabelle Gautier; Brigitte Laloux, PhD Pierre Boutouyrie. *Aortic stiffness is an independent predictor of fatal stroke in essential hypertension.* Stroke 2003.
9. J G Webster, *Design of Pulse Oximeters* Medical Science Series 1997.
10. Bunn H F *Hemoglobin: Molecular, Generic, and Clinical Aspects* Philadelphia PA.Saunders 1986.
11. Wukitsch M W, Petterson M T, Tobler D R and Pologe J A *Pulse oximetry: analysis of theory, technology, and practice* J. Clin. 1988.
12. Nellcor *Hemoglobin and the principles of pulse oximetry Reference Note: Pulse Oximetry Note Number I* Pleasanton, CA: Nellcor 1993.
13. John TB Moyle *Pulse Oximetry.* BMJ Books 2002.
14. De Trafford J, Lafferty K. *What does photoplethysmography measure?* Med Biol Eng Comput 1984.
15. Cook LB. *Extracting arterial flow waveforms from pulse oximeter waveforms.* Anaesthesia 2001.

16. Wisely NA, Cook LB. *Arterial flow waveforms from pulse oximetry compared with measured Doppler flow waveforms.* Anaesthesia 2001.
17. Hertzman AB. *The blood supply to various skin areas as estimated by the photoelectric plethysmograph.* Am J Physiol 1938.
18. Heistad DD, Abboud FM. *Factors that influence blood flow in skeletal muscle and skin.* Anesthesiology 1974.
19. Moyle J T B *Pulse Oximeters* London: BMJ Books 1994.
20. Mannheimer P D, Casciana J R, Fein M E and Nierlich S L *Wavelength selection for low saturation pulse oximetry IEEE Trans.* Biomed. Eng. 1997.
21. Zijlstra W G, Buursma A and Meeuwse-van der *Absorption spectra of fetal and adult oxyhemoglobin, de-oxyhemoglobin, carboxyhemoglobin, and methemoglobin .* Roest W P 1991.
22. Pologe J A *Pulse oximetry: technical aspects of machine design Int.* Anesthesiol. 1987.
23. Shymada Y and Yoshida I *Effects of multiple scattering and peripheral circulation on arterial oxygen saturation measured with a pulse-type oximeter* Med. Biol 1984.
24. Steinke J M and Shepherd A P *Role of light scattering in whole blood oximetry* IEEE Trans. 1986.
25. Fine I and Weinreb A *Multiple scattering effect in transmission oximetry* Med. Bid. Eng. Comput. 1993.
26. Twersky V *Multiple scattering of waves and optical phenomena* J. Opt. Soc. Am. 1962.
27. Twersky V *Interface effects in multiple scattering by large, low refracting, absorbing particles* J. Opt. Soc. Am. 1970.
28. de Kock J P and Tarassenko L *Pulse oximetry: theoretical and experimental models* Med. Biol. Eng. Compur. 1993.
29. Stoneham MD, Saville GM, Wilson IH. *Knowledge about pulse oximetry among medical and nursing staff.* Lancet 1994.
30. Wood RJ, Gore CJ, Hahn AG et al. *Accuracy of two pulse oximeters during maximal cycling exercise.* Aust J Sci Med Sport 1997.
31. Kjuger PS, Longdon PJ. *A study of a hospital staffs knowledge of pulse oximetry.* Anaesth Intens Care 1997.
32. Trivedi NS, Ghouri AF, Shah NK, Lai E, Barker SJ. *Effects of motion, ambient light, and hypoperfusion on pulse oximeter function.* J Clin Anesth 1997.
33. McGovern JP, Sasse SA, Stansbury DW, Causing LA, Light RW. *Comparison of oxygen saturation by pulse oximetry and CO-oximetry during exercise testing in patients with COPD.* Chest 1996.
34. Langton JA, Hanning CD. *Effect of motion artefact on pulse oximeters: evaluation of four instruments and finger probes.* Br J Anaesth 1990.
35. Barker SJ, Shah NK. *The effects of motion on the performance of pulse oximeters in volunteers* Anesthesiology 1997.

36. Keidan I, Sidi A, Gravenstein D. *False low pulse oximetry reading associated with concomitant use of a peripheral nerve stimulator and an evoked-potential stimulator.* J Clin Anesth 1997.
37. Poets CF, Stebbens VA. *Detection of movement artifact in recorded pulse oximeter saturation.* Eur J Pediatr 1997.
38. Cheng EY, Hopwood MB, Kay J. *Forehead pulse oximetry compared with finger pulse oximetry and arterial blood gas measurement.* J Clin Monit 1987.
39. Page-Jones R. *The radio amateur's guide to EMC.* Potters Bar: Radio Society of Great Britain, 1992.
40. Schaffner. *Electromagnetic compatibility, interference suppression and simulation.* Luterbach, Switzerland: Schaffner Elektronik AG, 1985.
41. Hanowell L, Eisele JH Jr, Downs D. *Ambient light affects pulse oximeters.* Anesthesiology 1987.
42. Amar D, Neidzowski MS, Wald A, Finck D. *Fluorescent light interferes with pulse oximetry.* J Clin Monit 1989.
43. Costarino AT, Davis DA, Keon TP. *Falsely normal saturation reading with a pulse oximeter.* Anesthesiology 1987.
44. Brooks TD, Paulus DA, Winkle WE. *Infrared heat lamps interfere with pulse oximeters.* Anesthesiology 1984.
45. Trivedi NS, Ghouri AF, Lai E, Shah NK, Barker SJ. *Pulse oximeter performance during desaturation and resaturation: a comparison of seven models.* J Clin Anesth 1997.
46. Carter BG, Carlin JB, Tibballs J, Mead H, Hochmann M, Osbourne A. *Accuracy of two pulse oximeters at low arterial hemoglobin-oxygen saturation.* Crit Care Med 1998.
47. Kim J-M, Arakawa K, Benson KT, Fox DK. *Pulse oximetry and circulatory kinetics associated with pulse volume amplitude measured by photoelectric plethysmography.* Anesth Analg 1986.
48. Kelleher JF, Ruff RH. *The "penumbra effect": pulse oximeter artefact due to probe malposition is attenuated by vasoconstriction.* Anesthesiology 1991.
49. Barker SJ, Hyatt J, Shah NK, Kao J. *The effect of sensor malpositioning on pulse oximeter accuracy during hypoxaemia.* Anesthesiology 1993.
50. Falconer RJ, Robinson BJ. *Comparison of pulse oximeters: accuracy at low arterial pressure in volunteers.* Br J Anaesth 1990.
51. Chia YY, Liu K, Kao PF, Sun GC, Wang KY. *Prolonged interference of patent blue on pulse oximetry readings.* Acta Anaesthesiol Sin 2001.
52. Young D, Jewkes C, Spittal M, Blogg C, Weissman J, Gradwell D. *Response time of pulse oximeters assessed using acute decompression.* Anesth Analg 1992.
53. Pitson DJ, Sandell A, van den Hout R, et al. *Use of pulse transit time as a measure of inspiratory effort in patients with obstructive sleep apnoea.* European Respiratory Journal 1995.

54. Robin P Smith, Jérôme Argod et al , *Pulse transit time: an appraisal of potential clinical applications.* BMJ Publishing Group 1999
56. D.A.T.A. Handbook *LED Lamps and Displays* Englewood, CO: D.A.T.A 1992.
57. New W Jr and Corenman J E *Calibrated optical oximeter probe* USpatent . 1987.
58. New W Jr and Corenman J E *Calibrated optical oximeter probe* US patent . 1988.
59. Vig R *Light sensing using optical integrated circuits .* Sensors 1986.
60. Hitachi *Opto Data Book* Brisbane, CA Hitachi America 1992.
61. Siemens *Oproelectronics Data Book* Cupertino, CA: Siemens Electronics Corporation Concord, NH: 1993.
62. Sprague Electric *Hall E'ect and Opt0 Electronic Sensors* Sprague Electric Company 1987.
63. Schibli E G, Yee S S and Krishnan V M *An electronic circuit for redinfrared oximeters* IEEE. 1978.
64. Burr-Brown *OPT101 Dara Sheets: Monolithic Photodiode and Single-Supply Transimpedance Amplifier* Tucson, Az: Burr-Brown Corporation 1994.
65. Burr-Brown *Application Bulletin AB-075. Photodiode Monitoring with Op Amps* Tucson, Az: Burr-Brown Corporation 1994.
66. Burr-Brown *Application Bulletin AB-077. Designing Photodiode Amplifier Circuifs with OPA128* Tucson, Az: Burr-Brown Corporation 1994.
67. Protocol Systems *Ultra-Portable Vital Signs Monitor Technical Reference Guide* Beaverton, OR: Protocol Systems 1992 .
68. Primiano F P Jr *Measurements of the respiratory system Medical Instrumentation: Application and Design* New York: Wiley 1998.
69. Brinkman R and Zijlstra *Determiration and continuous registration of the percentage of the percentage oxygen saturation in small amounts of blood Arch.* Chir. Neerl. 1949.
70. Mendelson Y and Ochs B D *Noninvasive pulse oximetry utilizing skin reflectance photoplethysmography* IEEE Trans. Biomed. Eng. 1988.
71. MR Equipment *Product Catalog* Bay Shore 1995.
72. Kastle S , Noller F, Falk S, Bukta A, Mayer E and Miller D *A new family of sensors for pulse oximetry* Hewlett-Packard J 1997
73. Jan Axelson *Serial Port Complete: COM Ports, USB Virtual COM Ports, and Ports for Embedded Systems, Second Edition* Lakeview Research, U.S. 2007.
74. Ying Bai: *the Windows Serial Port Programming Handbook* Auerbach Publications. 2005.
75. AXELSON Jan *USB Complete : everything you need to develop custom USB peripherals (3rd Ed.)* Lakeview Research, U.S. 2005.

- | | | | |
|---|--|---|-------|
| 76. Robin P Smith, Jérôme Argod, Jean-Louis Pépin, Patrick A Lévy | <i>Pulse transit time: an appraisal of potential clinical applications.</i> | Department of Respiratory Medicine, , Grenoble, France, Respiratory Department, Bristol Royal Infirmary, Bristol, UK. | 1999. |
| 77. Gaëlle LISSORGUES | <i>Filtres actifs- Synthèse et réalisation</i> | Techniques de l'Ingénieur | 2008 |
| 78. Microchips | <i>FICHE TECHNIQUE DU PIC 16F88</i> | Microchips | 2005 |