

# THESE

Présentée à

**L'UNIVERSITE BORDEAUX I**

ECOLE DOCTORALE DES SCIENCES PHYSIQUES ET DE L'INGENIEUR

Par Olivier CHEVALERIAS

Pour obtenir le grade de

**DOCTEUR**

**SPECIALITE : ELECTRONIQUE**

---

**Contribution à l'étude et à la réalisation d'un système de télésurveillance de pathologies rachidiennes par potentiels évoqués.**

---

Soutenue le : 26 Mai 2003

Après avis de :

<b>MM.</b>	<b>F. CRENNER</b>	<b>Professeur, INSERM - Strasbourg</b>	<b>Rapporteurs</b>
	<b>P. LOUMEAU</b>	<b>Maître de Conférences, HDR ENST - Paris</b>	

Devant la commission d'examen formée de :

<b>MM.</b>	<b>C. ZARDINI</b>	<b>Professeur, ENSEIRB - Bordeaux</b>	<b>Président</b>
	<b>F. CRENNER</b>	<b>Professeur, INSERM - Strasbourg</b>	
	<b>P. LOUMEAU</b>	<b>Maître de Conférences, HDR ENST - Paris</b>	
	<b>J.M. VITAL</b>	<b>Professeur, Hôpital Pellegrin, Bordeaux</b>	
	<b>A. FABRE</b>	<b>Professeur, ENSEIRB - Bordeaux</b>	
	<b>F. RODES</b>	<b>Maître de Conférences, ENSEIRB - Bordeaux</b>	

---

## REMERCIEMENTS

Les travaux contenus dans ce mémoire ont été réalisés au laboratoire de microélectronique IXL de l'université Bordeaux I, dirigé par Monsieur le Professeur André TOUBOUL. Ces travaux ont été suivis conjointement par Messieurs Alain FABRE et Francis RODES pour la partie électronique et par Messieurs Jean-Marc VITAL et Louis-Armand HERAUT pour les applications médicales.

J'aurai tout d'abord une pensée sincère en mémoire de Monsieur le Professeur Jean-Paul DOM pour la confiance qu'il avait placée en moi en acceptant le sujet de mon étude.

Je tiens à remercier Monsieur le Professeur André TOUBOUL, directeur du laboratoire IXL, pour m'avoir accueilli dans son laboratoire.

Que Monsieur le Professeur Philippe MARCHEGAY, directeur de l'ENSEIRB trouve ici l'expression de ma plus sincère gratitude.

Je tiens à remercier Monsieur le Professeur ZARDINI, professeur ENSEIRB pour avoir accepté de présider ce jury et pour l'aide et les conseils qu'il m'a apportés.

Je remercie vivement Monsieur le Professeur Alain FABRE pour avoir accepté la charge de directeur administratif de thèse.

Je souhaite que Monsieur Francis RODES trouve ici l'expression de toute ma reconnaissance. Je lui suis redevable pour son soutien, ses encouragements et l'aide précieuse qu'il m'a apportés et m'ont permis de mener à bien cette recherche.

Que Monsieur Louis-Armand HERAUT reçoive l'expression de mon plus profond respect. Je le remercie pour la disponibilité dont il a fait preuve et pour sa patience.

Je remercie Mme CHELIOUT-HERAUT pour ses conseils précieux et les informations qu'elle m'a transmis.

Pour son aide précieuse et son temps, je tiens à remercier Monsieur le Professeur Lacroix.

Je tiens à remercier Monsieur le Professeur Patrick LOUMEAU, de l'ENST de Paris, pour avoir accepté d'être rapporteur de cette thèse et de participer à ce jury.

Mes remerciements pour Monsieur le Professeur Francis CRENNER, du laboratoire INSERM de Strasbourg qui a bien voulu accepter la lourde tâche d'être rapporteur de cette thèse et de participer à ce jury.

Mon collègue de la cellule biotélémetrie, Monsieur Khaled SALMI, trouvera ici l'expression de ma gratitude pour les discussions aussi bien scientifiques que philosophiques que nous avons eues.

Je souhaite remercier tout particulièrement Monsieur Patrice NOUEL pour son aide et ses conseils précieux en électronique numérique.

Je n'oublie pas de remercier Madame LAVIGNE et Messieurs MICOULEAU et LEGALL pour le soutien matériel qu'ils m'ont apporté au sein du laboratoire IXL et de l'ENSEIRB.

Que Messieurs Régis DEVREESE, Patrick VILLESUZANNE, Michel PALLARD et Mesdames Mireille BERNARD et Elisabeth DRILLON reçoivent l'assurance de ma gratitude pour l'accompagnement technique et administratif qu'ils m'ont aimablement offert.



# TABLE DES MATIERES

<b>REMERCIEMENTS .....</b>	<b>1</b>
<b>TABLE DES MATIERES.....</b>	<b>3</b>
<b>INTRODUCTION GENERALE.....</b>	<b>9</b>
<b>CHAPITRE I. POSITION DU PROBLEME .....</b>	<b>11</b>
I.1. HISTORIQUE DES POTENTIELS EVOQUES SOMESTHESIQUES.....	12
I.2. PRINCIPE DES POTENTIELS EVOQUES SOMESTHESIQUES (PES).....	14
I.3. NECESSITE DE SURVEILLANCE DES PATIENTS / APPLICATIONS DES PES.....	17
I.4. L'APPAREILLAGE MEDICAL ET LA SECURITE DU PATIENT.....	17
I.5. CAHIER DES CHARGES.....	18
I.6. CHOIX DES SOLUTIONS ET ETABLISSEMENT DU SCHEMA SYNOPTIQUE GENERAL.....	19
<b>CHAPITRE II. DETECTION ET MISE EN FORME DES SIGNAUX DE PES.....</b>	<b>23</b>
II.1. LE PRINCIPE DE LA DETECTION.....	24
II.1.1. Description de la chaîne d'acquisition.....	24
II.1.2. Choix du traitement extérieur et de la transmission numérique.....	24
II.1.3. Problématique de la polarisation des électrodes.....	25
II.2. L'AMPLIFICATEUR D'INSTRUMENTATION.....	26
II.2.1. Contraintes à satisfaire.....	26
II.2.2. Etat de l'art de l'électronique d'acquisition des potentiels évoqués.....	26
II.2.3. Principes généraux.....	27
II.2.4. Etude comparative et choix de la topologie : Amplificateur d'instrumentation à 'active feed-back' et auto-zéro.....	28
II.2.4.1. Amplificateur d'instrumentation à couplage alternatif en entrée.....	29
II.2.4.2. Amplificateur d'instrumentation à auto-zéro.....	30
II.2.4.3. Amplificateur d'instrumentation à auto-zéro et 'active feedback'.....	31
II.2.5. Détermination des éléments :.....	31
II.3. LE FILTRAGE.....	33
II.3.1. La bande de signal d'intérêt.....	33
II.3.2. Le choix des filtres.....	34
II.4. LA CONVERSION ANALOGIQUE – NUMERIQUE.....	36
II.4.1. Critères de choix d'un convertisseur A/N.....	36
II.4.2. Les principes du convertisseur à approximations successives.....	37

II.5. APPORT DU MOYENNAGE.....	38
II.6. LES CIRCUITS DE CONTROLE COMMANDE. ....	39
II.6.1. <i>Justification de la méthode de conception par schématique.</i> .....	39
II.6.2. <i>Description du système.</i> .....	39
II.7. RESULTAT DES TESTS – PERFORMANCES. ....	40
<b>CHAPITRE III. LE STIMULATEUR NEUROMUSCULAIRE.....</b>	<b>45</b>
III.1. INTRODUCTION: ETAT DE L'ART. ....	46
III.2. LES PRINCIPES DE LA STIMULATION. ....	46
III.3. ETUDE COMPARATIVE ET CHOIX DE LA TOPOLOGIE. ....	47
III.3.1. <i>Structure 1 : "Forward" à transfert direct d'énergie, à impulsion unique.</i> .....	47
III.3.2. <i>Structure 2 : "Push-Pull" à transfert direct d'énergie, à impulsion découpée à haute fréquence.</i> .....	50
III.3.3. <i>Structure 3 : Stimulateur par décharge de capacité avec recharge d'entretien permanente par convertisseur "Flyback".</i> .....	52
III.3.4. <i>Structure 4 : Recherche d'une minimisation de la douleur : stimulateur basé sur un convertisseur DC-AC en pont en H fournissant un train d'impulsions.</i> .....	53
III.3.4.1. Principe du découpage : le pont en H.....	54
III.3.4.2. Commande du découpage par transformateur.....	55
III.3.4.3. Commande du découpage par optocoupleurs.....	57
III.4. ETUDE THEORIQUE DETAILLEE DU STIMULATEUR SELECTIONNE. ....	59
III.4.1. <i>Le générateur haute tension.</i> .....	59
III.4.1.1. Phase 1 : début du transitoire de démarrage du stimulateur.....	59
III.4.1.2. Phase 2 : seconde partie du transitoire. ....	59
III.4.1.3. Phase 3 : fin du transitoire de démarrage. ....	59
III.4.2. <i>Le générateur de courant.</i> .....	60
III.5. LES CIRCUITS DE CONTROLE COMMANDE.....	61
III.5.1. <i>Justification de la méthode de conception.</i> .....	61
III.5.2. <i>Description du système.</i> .....	61
III.6. RESULTATS DES TESTS – PERFORMANCES. ....	63
<b>CHAPITRE IV. LA TELEMESURE. ....</b>	<b>67</b>
IV.1. INTRODUCTION: CONTRAINTES A SATISFAIRE. ....	68
IV.2. CARACTERISTIQUES DE LA TRANSMISSION.....	70
IV.2.1. <i>Choix du type de modulation.</i> .....	70
IV.2.2. <i>Choix de la bande de fréquence.</i> .....	72
IV.3. ANALYSE COMPARATIVE DES SOLUTIONS ENVISAGEES. ....	73
IV.3.1. <i>Les émetteurs.</i> .....	75
IV.3.1.1. Modulation de la PLL .....	75
IV.3.1.2. Modulateur FSK numérique.....	75
IV.3.2. <i>Les récepteurs.</i> .....	78
IV.3.2.1. Récepteur superhétérodyne .....	78
IV.3.2.2. Récepteurs à fréquence intermédiaire nulle .....	79
IV.3.3. <i>Comparaison des systèmes et choix.</i> .....	80

IV.4. MISE EN ŒUVRE DES CIRCUITS RETENUS. ....	83
IV.4.1. L'émetteur RF2510 de RFMD. ....	83
IV.4.1.1. La boucle à verrouillage de phase. ....	84
IV.4.1.2. Le filtre de sortie. ....	87
IV.4.2. Le récepteur TDA5210 d'Infineon. ....	88
IV.4.2.1. Choix de la fréquence intermédiaire (IF) ....	89
IV.4.2.2. L'amplificateur faible bruit. ....	90
IV.4.2.3. Le synthétiseur de fréquence à boucle à verrouillage de phase. ....	92
IV.4.2.4. Démodulation et mise en forme du signal. ....	94
IV.5. BILAN DE LIAISON. ....	97
IV.5.1. Les antennes. ....	98
IV.5.2. Bilan de transmission. ....	99
IV.5.2.1. Caractérisation des antennes boucle. ....	99
IV.5.2.2. Puissance Apparente Rayonnée. ....	100
IV.5.2.3. Sensibilité en réception. ....	100
IV.5.2.4. Portée Théorique / Portée pratique. ....	101
IV.5.2.5. Etude expérimentale : Vérification de la conformité aux Normes. ....	103
IV.6. CONCLUSION. ....	104
<b>CHAPITRE V. LE POSTE CENTRAL. ....</b>	<b>105</b>
V.1. LE MATERIEL. ....	106
V.1.1. Le choix d'un système : l'ordinateur de bureau. ....	106
V.1.2. Les contraintes du temps réel sous un environnement multitâche (Microsoft NT). .....	106
V.1.3. La carte d'interface. ....	108
V.2. LES CIRCUITS LOGIQUES D'INTERFACE, DE TRAITEMENT ET DE COMMANDE. ....	108
V.2.1. Justification de la méthode de conception. ....	108
V.2.2. Description du système. ....	108
V.3. LE LOGICIEL DE COMMUNICATION. ....	113
V.3.1. Le choix d'un logiciel de programmation. ....	113
V.3.2. Le Programme. ....	113
V.4. RESULTAT DES TESTS – PERFORMANCES. ....	115
<b>CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES .....</b>	<b>117</b>
<b>REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES .....</b>	<b>119</b>
<b>ANNEXES .....</b>	<b>121</b>
ANNEXE 1. ETUDE COMPARATIVE DU BRUIT DE DEUX STRUCTURES DE PREAMPLIFICATEURS : ETAGE D'ENTREE DE L'AMPLIFICATEUR D'INSTRUMENTATION CLASSIQUE ET PREAMPLIFICATEUR A PAIRE DIFFERENTIELLE JFET. ....	123
1. L'amplificateur d'instrumentation classique. ....	123
2. Le préamplificateur a paire différentielle d'entrée JFET. ....	128
3. Résultats comparatifs - Choix d'une structure. ....	134

ANNEXE 2. RESULTATS DES TESTS DES DIFFERENTS STIMULATEURS REALISES ET ETUDE THEORIQUE DE L'ALIMENTATION HAUTE TENSION.....	135
ANNEXE 3. SCHEMAS DE LA LOGIQUE DE COMMANDE DES DIFFERENTS MODULES.....	157
ANNEXE 4. SCHEMAS ELECTRIQUES DES DIFFERENTS MODULES. ....	169
ANNEXE 5. PRESENTATION DES MODULES PORTES.....	177
<b>1. Le module de stimulation.</b> .....	177
<b>2. Le module de Recueil.</b> .....	178
ANNEXE 6. LISTING DU PROGRAMME DE L'INTERFACE UTILISATEUR, ET ECRANS.....	179
<b>1. Programme principal : SEP_Acquisition.c.</b> .....	179
<b>2. Fichier de ressources : SEP_Acquisition.h.</b> .....	198
<b>3. Interface graphique de communication entre le Poste Central et les modules de Recueil et de Stimulation.</b> .....	201

---

*A mes parents, mes grands-mères et ma soeur  
pour leur patience et leur soutien...*



## **INTRODUCTION GENERALE**

La moelle épinière constitue un axe essentiel pour la transmission des informations entre le cerveau et les membres périphériques. Aussi, s'assurer de son bon état de fonctionnement est une préoccupation constante pour le corps médical.

Parmi les patients atteints de traumatismes ou de maladies rachidiennes, il arrive trop fréquemment que certains d'entre eux, admis en milieu hospitalier avec un pronostic de guérison favorable, voient leur état de santé se détériorer, en cours de traitement.

Ce paradoxe s'explique par le fait que quasiment tous les soins hospitaliers sont susceptibles de provoquer des micro déplacements de la colonne vertébrale, pouvant entraîner une paralysie définitive des membres inférieurs.

Les Potentiels Evoqués (PE) constituent la principale technique de surveillance des patients en milieu hospitalier. Ils présentent l'avantage d'être une solution non invasive, qui peut être utilisée en continu aussi bien dans les phases préopératoires et postopératoires, qu'au cours de l'opération, et permettent une surveillance en temps réel de l'évolution de l'état du rachis.

Les appareils actuellement sur le marché sont très performants. Ils permettent de recueillir aussi bien des potentiels évoqués que d'observer l'électroencéphalogramme sur 2 à 128 voies. La versatilité qui caractérise ces systèmes conduit à 2 problèmes principaux : ces appareils sont complexes à utiliser et nécessitent la présence d'un praticien expérimenté pour analyser les courbes résultantes, de plus leur coût élevé limite leur nombre dans les centres de soins.

Les travaux présentés dans ce mémoire portent sur la réalisation d'un système dédié à la surveillance de l'évolution de pathologies rachidiennes, suffisamment miniaturisé pour être porté par chaque patient durant son hospitalisation, simple d'utilisation et bon marché afin de répondre à la demande des médecins. L'originalité de ce travail porte à la fois sur la communication entre les modules par onde radio et dans la conception des modules de recueil et de stimulation qui permet une meilleure intégration d'un système de surveillance en milieu hospitalier.

Le Chapitre I présente le principe des Potentiels Evoqués Somesthésiques (PES) ainsi que les aspects liés à la sécurité des patients, puis les objectifs du projet seront développés.

Le Chapitre II porte sur la conception du système de détection et sur la mise en forme des signaux de PES. La chaîne d'acquisition sera ici détaillée accompagnée d'une étude comparative des solutions envisageables.

Le Chapitre III est consacré aux stimulateurs neuromusculaires et présente différentes structures étudiées.

Le Chapitre IV concerne la télémessure. Après avoir pris en compte les contraintes liées à la normalisation, des systèmes émetteurs - récepteurs intégrés seront comparés. Suite à la mise en œuvre de l'un d'eux, un bilan de liaison sera présenté.

Enfin le Chapitre V présente le Poste Central avec le choix d'un système matériel et logiciel ainsi que le circuit logique d'interface.



## Chapitre I. POSITION DU PROBLEME

I.1. HISTORIQUE DES POTENTIELS EVOQUES SOMESTHESIQUES.....	12
I.2. PRINCIPE DES POTENTIELS EVOQUES SOMESTHESIQUES (PES).....	14
I.3. NECESSITE DE SURVEILLANCE DES PATIENTS. / APPLICATIONS DES PES.....	17
I.4. APPAREILLAGE MEDICAL ET SECURITE DU PATIENT. ....	17
I.5. CAHIER DES CHARGES.....	18
I.6. CHOIX DES SOLUTIONS ET ETABLISSEMENT DU SCHEMA SYNOPTIQUE GENERAL. ....	19

Le principe de cette télésurveillance repose sur la technique des potentiels évoqués, qui consiste à appliquer des stimuli électriques sur les membres inférieurs (module de stimulation), puis à extraire du signal d'électroencéphalogramme le potentiel résultant de la stimulation (module de recueil des potentiels évoqués). Après un bref rappel historique, les principes de cette technique seront exposés. Suivront des considérations sur la sécurité des patients. Le cahier des charges sera alors présenté. En découlera le choix des solutions et le schéma synoptique du projet.

### **I.1. Historique des Potentiels Evoqués Somesthésiques.**

Au XVIII<sup>e</sup> s, dès les débuts de leurs travaux sur l'électricité, les physiciens ont pu ressentir les effets du courant électrique sur le corps humain. Deux termes les regroupent : l'irritabilité et la sensibilité, qui correspondent respectivement à la contraction musculaire et à la sensation de douleur. En 1748, Veratti publie un livre présentant des traitements médicaux basés directement sur le courant électrique [BRES98]. Ainsi, des observations réalisées sur les tissus humains et animaux va naître la première thèse défendue par Haller : les muscles sont le siège du mécanisme fondamental du mouvement animal.

Dans la deuxième moitié du XVIII<sup>e</sup>, deux théories vont s'affronter [PICC98]. C'est tout d'abord le physicien et médecin Luigi Galvani qui étudie les effets du contact d'électrodes métalliques de natures différentes, puis d'arcs électriques sur les muscles et les nerfs. Il explique les mouvements brusques induits dans les membres par l'existence d'un courant électrique d'origine animal ('électricité animale') résultant de la stimulation et conduit vers les muscles par les nerfs. Pour le physicien Alessandro Volta, par contre, ces phénomènes sont attribués aux seuls conducteurs métalliques utilisés ('électricité de contact'), et le conduiront à l'invention de la pile. Ses expériences convainquent ses contemporains et la théorie de Haller supplante celle de Galvani.

Il faut alors attendre 1838 pour que Carlo Matteucci [MORU96] mette en évidence le fait que tout organe excité dégage de l'électricité et qu'il découvre les phénomènes fondamentaux tels les courants d'action dans les muscles et les nerfs.

Duchenne de Boulogne introduit et généralise, en 1867, l'utilisation de la stimulation électrique comme critère d'intégrité des muscles et de leurs nerfs, en se basant sur la présence ou l'absence d'excitabilité en réponse au stimulus [MORE81].

De ses études sur le courant résultant de l'excitation nerveuse, Du Bois-Reymond [LAPI26] introduit en 1848, une première loi générale de l'excitation qui relie la forme du courant stimulant, son amplitude et le degré d'excitation du nerf. Il écrit aussi qu'il pressent qu'un phénomène comparable existe dans le cerveau. Mais ce n'est qu'en 1875 que Richard Caton met en évidence une électricité cérébrale spontanée [SCHO74]. Par des stimulations électriques des zones du cortex, il observe les mouvements résultants et identifie et localise des zones du siège des aires sensibles corticales. Adolf Beck va alors affiner le travail de cartographie du cerveau, puis mettre en évidence la désynchronisation des signaux d'électroencéphalographie des signaux physiologiques (rythme cardiaque, respiration...) [COEN98].

La première mesure de la conductivité des nerfs et de la vitesse de déplacement de l'influx nerveux est obtenue par Von Helmholtz en 1850. Comparativement à l'électricité, le temps de

propagation de ce signal est relativement long ce qui amène les physiologistes à penser qu'un mécanisme particulier est à l'origine de cette électricité.

Nernst travaille alors sur la conduction dans les cellules. Il ne publiera les résultats de ses travaux qu'en 1899. Il introduit la notion de conduction de nature électrolytique dans les cellules, qui produit des déplacements d'ions, donc des variations de concentration ionique qui induisent un courant électrique. Bernstein étend ces observations aux nerfs, et il publie en 1902 une théorie des potentiels bioélectriques dus aux membranes. Par la suite, Hodgkin met en évidence qu'une stimulation pouvait être à l'origine d'un mécanisme complexe produisant un phénomène d'emballement : le stimulus induit une dépolarisation de la membrane qui modifie ses propriétés et conduit à un échange ionique source d'un courant, mais aussi à une dépolarisation plus importante.

La première image photographique de l'activité électrique du cerveau est publiée en 1912 par le neurophysiologiste russe Vladimir Pravdich-Neminsky [GOLD98].

En 1926, Louis Lapicque [LAPI26] introduit la notion de chronaxie qui correspond à une constante de temps relative à l'efficacité du courant électrique et propose une nouvelle loi d'excitation qui s'appuie sur la mesure de la chronaxie. Ses travaux sont poursuivis par A.M. Monnier qui en 1934 propose une interprétation physique de l'excitabilité des tissus [MONN34].

Au cours du XX<sup>e</sup> siècle, une part importante du travail porte sur l'amélioration du recueil et de l'enregistrement des potentiels évoqués. La découverte de l'électroencéphalogramme humain est due au physiologiste allemand Hans Berger en 1929 [GLOO71].

En 1947, G.D. Dawson améliore la technique d'enregistrement en superposant les courbes sur un cylindre mécanique dont la rotation est synchronisée par la stimulation [DAWS47]. Mais le véritable progrès sera réalisé en 1951 : pour différencier plus nettement la réponse au stimulus de l'activité spontanée du cerveau, il met au point un système permettant l'addition électrique des enregistrements, et obtient un tracé moyenné des réponses [DAWS51].

A partir de 1954 Brazier et Barlow [BRAZ62] ouvrent la voie qui conduira aux premiers ordinateurs spécifiques en utilisant des supports magnétiques pour le stockage de données et de nouvelles méthodes de traitement du signal : le moyennage électronique et la cross corrélation. En 1958 fut mis au point, à l'Institut de Technologie du Massachusetts, l'ARC-1 [CLAR61]. Il s'agissait d'un appareil commandant le déclenchement de stimuli électriques et visuels, réalisant une numérisation du signal d'EEG et un moyennage des traces et permettant de visualiser et de photographier des PE (Potentiels Evoqués) Somesthésiques et Visuels.

Grâce aux progrès considérables réalisés depuis l'obtention des premiers potentiels évoqués, le français Alajouanine relie en 1958 les anomalies des PES et les pathologies du système nerveux [ALAJ58].

Jewlett réalise les premiers enregistrements de 'potentiels de champs lointains' en 1971 [MAUG97] et montre ainsi que des potentiels évoqués très distants de leur source peuvent être recueillis. L'amplitude de ces PE est en effet très faible comparée aux 'potentiels de champs proches' recueillis à proximité de la zone stimulée, et la technologie jusqu'alors disponible ne permettait pas de telles mesures.

Avec la mise au point du transistor, c'est un véritable tournant que va connaître l'électrophysiologie. En effet, grâce au traitement numérique des données et à une puissance de calcul toujours accrue et plus fiable, les appareils ne donnent plus seulement une image du

potentiel évoqué, mais une cotation des paramètres essentiels que sont les amplitudes et les latences. Dans les années 70, les PES (Potentiels Evoqués Somesthésiques) font leur apparition dans les salles d'opération afin de permettre une surveillance de l'activité nerveuse, de la moelle épinière et du cerveau en chirurgie orthopédique.

La fin des années 80 voit l'application de la cartographie FFT aux potentiels évoqués, qui offre une représentation spatio-temporelle de la répartition des fréquences.

## I.2. Principe des Potentiels Evoqués Somesthésiques (PES).

Les potentiels évoqués sont nés de l'observation suivante : si le corps est soumis à un stimulus sensoriel, une onde électrique résultant de ce potentiel peut être observée le long du trajet nerveux entre le point d'application et le cerveau.

Ils sont le résultat de trois mécanismes [CHEL00]:

- l'activation d'un récepteur sensoriel périphérique sous l'effet d'une stimulation.
- l'acheminement du message électrique résultant à travers des voies de conduction spécifiques.
- la réception du message par le cerveau et son intégration au signal d'électroencéphalogramme.

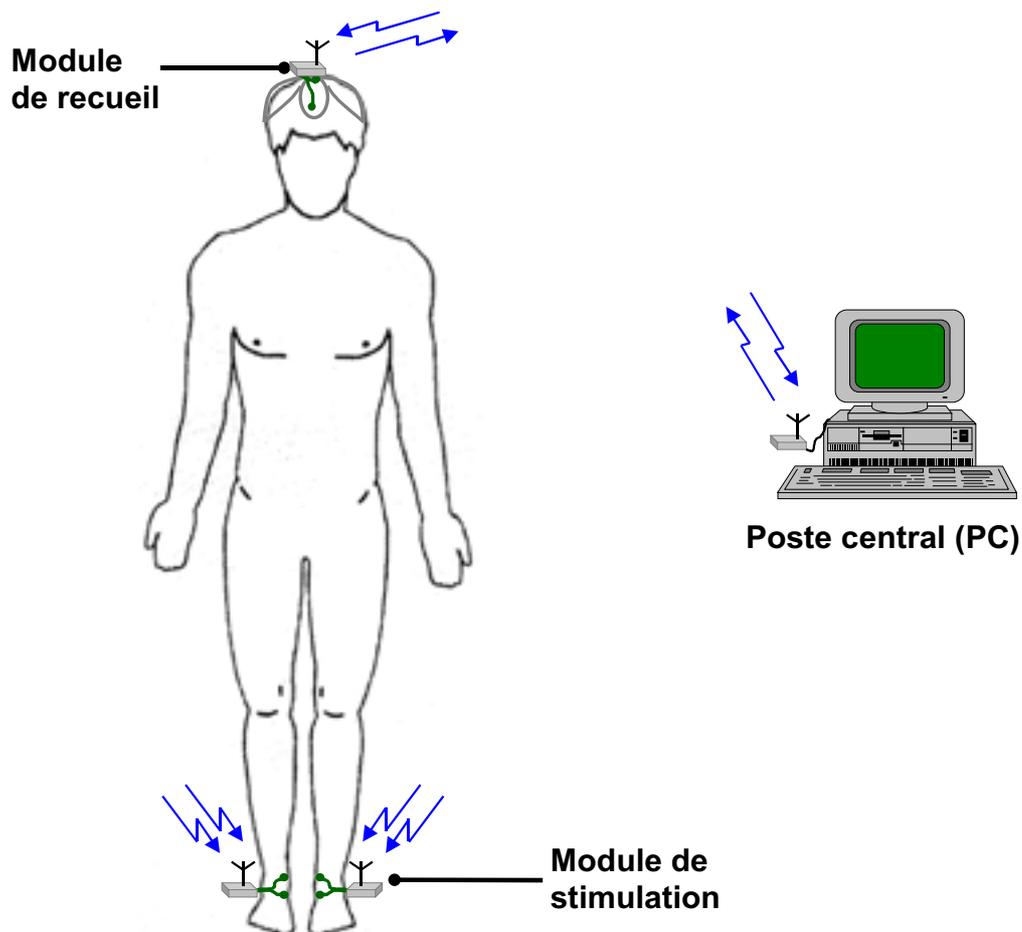


Figure 1 : Schéma de principe du recueil des potentiels évoqués somesthésiques.

Les cellules qui composent le corps humain présentent des propriétés de conduction différentes. Il en résulte une transmission du signal différente suivant le chemin suivi et une

succession de polarités caractéristiques de ce chemin. Par contre ce phénomène est reproductible, pour un stimulus donné, appliqué de façon similaire au même endroit, le potentiel résultant en un point donné du chemin est identique si aucun paramètre physiologique interne n'est modifié.

Les potentiels évoqués sont recueillis à l'aide d'électrodes, généralement en surface. Suivant que le point d'application soit proche des électrodes de recueil, ou au contraire éloigné, on parle respectivement de potentiel de champ proche ou de champ lointain. De plus, l'amplitude du potentiel évoqué est inversement proportionnelle à la distance. Ainsi, pour des potentiels de champ lointain, le niveau ne dépasse pas quelques microvolts, alors que les signaux biologiques normaux (EEG : Electroencéphalogramme, ... EMG : Electromyogramme, ...) atteignent quelques centaines de microvolts. Cela explique que les potentiels de champ lointain n'ont commencé à être observés que récemment.

En observant le signal d'EEG à la suite d'une stimulation, il est impossible de distinguer le PE qui est noyé au milieu des autres ondes significatives résultant de l'activité normale du cerveau. C'est donc par une technique de moyennage synchronisé sur le début du stimulus que l'on pourra extraire le PE du signal d'EEG, ce dernier se comportant comme un bruit. Le nombre de stimulations nécessaires pour visualiser correctement le PE dépend alors principalement du niveau du champ électrique au point de recueil, et de la durée de l'observation.

Les trois types de potentiels évoqués sont les PE Auditifs qui résultent de la stimulation de l'oreille par des 'clics', les PE Visuels pour lesquels des "flashes" d'intensité lumineuse variable sont déclenchés et les PE Somesthésiques, qui résultent d'une stimulation électrique et dont le schéma de principe est présenté Figure 1. Si les stimuli et les récepteurs sensoriels changent pour ces trois techniques, le principe de base reste identique.

Dans le cadre de ce travail, nous nous intéressons aux potentiels évoqués somesthésiques (PES). Le point d'application du stimulus correspond à l'excroissance du tibia, appelée malléole interne (Figure 2) et correspond à la stimulation du nerf saphène interne. Le niveau du courant est réglé de façon à obtenir le seuil moteur du muscle en regard, qui se traduit par la flexion du gros orteil. En effet le muscle fléchisseur est commandé par les motoneurones alpha de calibre plus faible que les neurones sensitifs Ia nécessaires à la génération des PES qui nécessitent ainsi une quantité de courant plus faible pour être dépolarisés. L'obtention du seuil moteur permet donc de s'assurer que la totalité des neurones Ia a été dépolarisée et que la stimulation électrique est pleinement efficace.

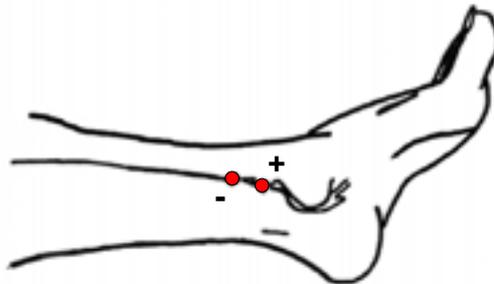


Figure 2 : Positionnement des électrodes de stimulation.

Sous l'effet du courant, les membranes cellulaires voient leurs propriétés se modifier. Il en résulte un échange ionique responsable d'un courant local qui se propage le long de la fibre nerveuse périphérique. Un potentiel d'action est engendré et transmis au système nerveux central.

Au niveau des racines dorsales des nerfs spinaux, le message est transmis à la moelle épinière, puis chemine jusqu'au cerveau où il est traité par le thalamus (zone à la base du cerveau), qui est le centre principal des zones sensorielles.

Le signal est recueilli au niveau du cuir chevelu à l'aide d'électrodes. Il peut s'agir d'électrodes cupules en argent - chlorure d'argent, qui nécessitent l'utilisation de pâte abrasive pour nettoyer la peau puis de pâte conductrice pour améliorer l'interface électrique, ou d'aiguille à usage unique, en acier inox, placées dans ce cas sous la peau, de façon superficielle. L'emplacement des électrodes de recueil correspond aux champs électriques maximum et sont situées comme le présente la Figure 3.

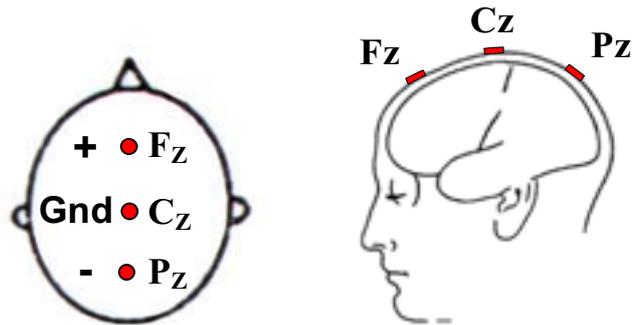


Figure 3 : Positionnement des électrodes de recueil.

Après amplification le signal est filtré. Le gabarit du filtre dépend des latences à observer, la fréquence basse est située autour de 1.6Hz, alors que la fréquence haute peut varier de 90Hz à quelques centaines de Hertz et jusqu'à 1.5kHz, le spectre en fréquence du PES s'étend en effet environ de 0.2Hz à 2kHz [GUER98]. Le signal est alors numérisé puis moyenné en synchronisme avec l'instant de stimulation.

Les paramètres importants sont l'amplitude du PE et les latences caractéristiques. En fait, ce ne sont pas les valeurs intrinsèques de ces paramètres qui sont retenues, dans la limite où l'ordre de grandeur est cohérent, mais la valeur relative des variations entre deux mesures. En effet, comme nous l'avons vu, pour une personne donnée, en utilisant des stimuli identiques, on observe une bonne reproductibilité du signal. Tout changement important est donc caractéristique d'une dégradation de l'état du patient.

Entre deux patients en bonne santé, des écarts sont mesurables sur les latences caractéristiques. La première raison est liée à la taille de la personne, la transmission du message sera d'autant retardée que le patient sera grand. La seconde est due à la modification des propriétés des cellules nerveuses et des neurones au cours de la vie. Ainsi les latences seront plus longues chez les très jeunes enfants, pour lesquels les fibres ne sont pas complètement myélinisées et chez les personnes âgées pour lesquelles leurs propriétés conductrices se dégradent.

Les facteurs qui modifient les PES sont l'emplacement des électrodes de stimulation et de recueil, le niveau du stimulus, l'utilisation de médicaments et particulièrement d'anesthésiques qui peuvent avoir des effets sur les propriétés conductrices du système nerveux et la position du patient. En effet si le patient n'est pas dans un état de détente musculaire et psychologique, le signal se trouve perturbé par des artefacts résultant de l'activité du cerveau (clignement d'yeux, mastication,...).

### **I.3. Nécessité de surveillance des patients / Applications des PES.**

La première application de ce projet est la surveillance de patients qui doivent subir des interventions de chirurgie orthopédique. En effet, il a été montré que les potentiels évoqués peropératoires sont bien reproductibles à condition de bien contrôler les paramètres extérieurs tels les anesthésiques et les constantes biologiques. En réalisant des relevés réguliers tout au long de l'intervention, il est possible de s'assurer qu'aucun geste médical n'entraîne de dégradation de l'état du patient. De plus lorsqu'un début de dégradation du PES est observé, le chirurgien peut modifier ses gestes de façon à revenir à un potentiel évoqué normal. Dans de nombreux cas il s'avère intéressant de surveiller l'évolution du PES à la suite de l'opération afin de s'assurer qu'il n'y a pas d'épanchement de sang dans la gaine de protection du rachis. Dans le cas de la formation d'un hématome, il existe un risque de paralysie d'autant plus important et irréversible qu'une intervention pour résorber ce caillot se produirait tard. Pour cette application, une surveillance préopératoire permet de fixer les constantes (la latence et l'amplitude) caractéristiques pour le patient.

La deuxième application importante des PES est liée aux précautions que doivent prendre les personnels hospitaliers pour déplacer les patients. En effet, un geste qui n'aurait aucune conséquence pour une personne bien portante pourrait s'avérer dangereux et provoquer des séquelles graves sur des patients souffrants de pathologies rachidiennes

Enfin la dernière grande application directe est liée aux accidents de la route. L'utilisation par le SAMU et autres unités d'urgence de petits appareils portables permettant un premier diagnostic de l'état du rachis pourrait augmenter les chances de rétablissement de certains accidentés. De plus une paralysie suite à un tel traumatisme n'est pas forcément due à une lésion de la moelle épinière. Ainsi une meilleure orientation des blessés vers des centres mieux équipés, et prévenus avant l'arrivée des secours permet une organisation des équipes médicales et un gain de temps qui comme nous l'avons vu est précieux pour ce type de pathologies.

Pour la plupart des autres applications, comme la surveillance des patients dans le coma, ou dans le cas de certaines maladies comme la sclérose en plaque, les PES sont des moyens de diagnostic utilisés en conjonction avec d'autres types de potentiels évoqués et d'autres analyses.

### **I.4. L'appareillage médical et la sécurité du patient.**

Lors de l'utilisation d'appareils reliés au secteur pour des applications médicales, il existe un risque important d'électrisation, d'autant plus important que le patient est relié à l'appareil par l'intermédiaire d'électrodes, qu'elles soient positionnées en interne aussi bien qu'en externe.

En effet, les organes ne sont pas nécessairement en mesure de supporter des courants électriques, aussi faibles soient-ils, et différents phénomènes peuvent survenir, en fonction du niveau du courant appliqué. Les deux principaux risques sont la fibrillation ventriculaire et la brûlure.

Un courant traversant le corps peut provoquer une contraction des cellules musculaires pouvant atteindre la téτανisation du muscle, pour des courants relativement faibles (de l'ordre du milliampères en extracorporel, mais descend au niveau de quelques dizaines de microampère lorsque des électrodes aiguilles en inox sont utilisées.). Pour des courants sensiblement plus élevés, il peut y avoir une désynchronisation du rythme cardiaque, qui si elle est prolongée aboutit à une fibrillation ventriculaire, pour laquelle les battements sont complètement

désordonnés. Parmi les facteurs de risque, le point d'application du courant, son intensité et sa fréquence prédominent. Ainsi les points d'entrée et de sortie du courant sont essentiels, sachant que le chemin sera celui de plus faible impédance, et qu'un passage par le cœur réduira d'autant l'intensité nécessaire pour atteindre la fibrillation. Par ailleurs, des observations ont mis en évidence que le risque était maximal pour des courants alternatifs dans la gamme de fréquence comprise entre environ 40Hz et 150Hz. Il est à noter que les niveaux nécessaires peuvent correspondre à des courants de fuite des appareils alimentés par le secteur.

Lors de l'application directe de courant sur le corps du patient, un risque important de brûlure est possible, y compris pour de faibles courants. Dans ce cas, le passage du courant à travers les nerfs provoque la destruction de cellules. Il en résulte plusieurs effets : avec l'augmentation de la température, ce sont tout d'abord les cellules sanguines qui sont détruites, et ce à partir de 42°C. Les cellules mortes sont charriées par les veines jusqu'aux reins dont le rôle est de les éliminer. Mais lorsque leur capacité de filtrage est dépassée, il y a saturation et des séquelles graves sont à craindre : blocage de la fonction rénale pouvant être irréversible et condamner le patient à des séances de dialyse pour toute sa vie. Si la température est trop élevée, il apparaît des lésions tissulaires aussi bien superficielles qu'internes et des ruptures des vaisseaux sanguins qui peuvent aussi aboutir à un arrêt de l'irrigation des muscles et à une chute du débit cardiaque.

Depuis un certain nombre d'années, des normes toujours plus drastiques conditionnent la mise sur le marché des appareils médicaux, notamment en ce qui concerne les isolations galvaniques des appareils, et les Commissions de Contrôle veillent scrupuleusement à leur respect en interdisant la commercialisation de tout appareil ne respectant pas les limites imposées par les normes de sécurité.

### **I.5. Cahier des charges.**

Pour répondre au mieux tant aux contraintes médicales qu'à celles liées à la normalisation des télécommunications, des objectifs ont été défini en collaboration avec Monsieur le Docteur L.A. Héraud.

Le système est composé de trois modules dont les caractéristiques sont les suivantes :

- Un module de stimulation qui génère des impulsions de courant réglables en amplitude de 5 à 20mA avec une "compliance" de 250 V, de durée fixée à 0.2 ms et par trains, à fréquence variable de 3 à 4Hz. Chaque train peut comporter un nombre d'impulsions variable de 1 à 250. Dans le cas où les deux jambes doivent être stimulées, des trains d'une trentaine d'impulsions sont envoyés successivement sur chaque jambe. Les stimulations sont réalisées à l'aide d'électrodes bipolaires.
- Le module de recueil permet de prélever le signal d'électroencéphalogramme par l'intermédiaire de deux électrodes passives et d'une électrode de référence. Le potentiel évoqué est un signal de 1 à 2 $\mu$ V d'amplitude ayant un spectre en fréquence s'étendant d'environ 0.2Hz à 1kHz, noyé dans le bruit de fond que constitue l'EEG dont l'amplitude dépasse 100 $\mu$ V. Les ondes caractéristiques pour les applications qui nous intéressent sont présentes dans les 100 premières millisecondes suivant la stimulation, mais des informations pouvant présenter un intérêt existent durant les 200 premières millisecondes. Ce module doit donc comporter un amplificateur

d'instrumentation, un filtre passe bande [1.6Hz; 150Hz] commutable à 90Hz, 150Hz ou 320Hz. Les 200 premières ms suivant la stimulation sont numérisées et transmises au module central.

- Un Poste Central qui réalise plusieurs fonctions : Il génère un signal de synchronisation envoyé simultanément aux deux autres modules. A réception du signal, il réalise un moyennage puis affiche le potentiel évoqué sur un écran. Une recherche des ondes caractéristiques est réalisée, puis leur amplitude et instant d'apparition (latence) sont calculées et affichées.

En cas de baisse de 50% de l'amplitude crête à crête du signal ou d'une augmentation du retard de l'ordre de 5 ms (confirmées sur deux autres mesures), ce module déclenche une alarme visuelle et sonore pour prévenir l'équipe médicale qu'une dégradation de l'état du patient s'est produite.

Afin de s'assurer qu'aucune complication ne survient à la suite de l'opération, même si celle-ci s'est déroulée sans problème, (il se produit parfois une hémorragie qui, si elle n'est pas arrêtée à temps, peut provoquer une paralysie définitive du patient) une surveillance sur 48 heures est nécessaire. Dans ce but les mesures doivent pouvoir s'effectuer de façon automatique au rythme suivant :

- tous les quarts d'heure pendant 3 heures
- toutes les demi-heures pendant 6 heures
- toutes les heures pendant 21 heures
- toutes les 3 heures pendant les 18 heures suivantes

La communication entre les modules sera réalisée par ondes radio électriques.

Les modules de stimulation et de recueil doivent être alimentés par batteries d'accumulateurs. Un soin tout particulier doit donc être porté sur la consommation de ces circuits afin de minimiser la taille des batteries et de permettre une autonomie de 24 à 48 heures pour le système complet.

## **I.6. Choix des solutions et établissement du schéma synoptique général.**

Pour répondre aux contraintes que nous avons abordées dans les paragraphes précédents et limiter au maximum les risques pour les patients, nous avons choisi d'alimenter les modules portés par les patients par batteries d'accumulateurs et de réaliser la communication (transmission des ordres de déclenchement et du signal d'EEG) entre les modules par transmission radiofréquences.

Les bénéfices que nous obtenons sont les suivants :

- Du fait de l'isolation du secteur des modules portés par les patients, les risques de fibrillation ventriculaire sont éliminés. Un avantage qui en découle est aussi une meilleure isolation du système de recueil vis à vis du 50Hz du secteur. Or cette fréquence est quasiment au centre du spectre du PES que nous considérons (1.6Hz à 150Hz). Ceci est d'autant plus intéressant que la nécessité d'un filtre réjecteur 50Hz à bande très étroite augmente à la fois la consommation énergétique du module, son volume (encombrement des composants) et son coût.

- La communication par ondes radio supprime la connectique entre modules, ce qui améliore fortement l'ergonomie de l'appareil. La nécessité d'équipement sans fils se fait de plus

en plus sentir dans les hôpitaux, en raison du très grand nombre d'appareils de monitoring aussi bien en salle d'opération que dans les salles de réveil et les chambres. Les mouvements et déplacements de l'équipe médicale pendant les soins et les risques d'arrachement des fils sont ainsi limités.

- Enfin, le fait que les modules principaux soient portés par le patient apporte une sécurité vis à vis des risques de déconnexion des électrodes sous l'effet de mouvements du patient ou des praticiens. De plus, ces modules sont volontairement disposés au plus près des électrodes qui leur sont affectés, minimisant ainsi les longueurs des fils de connexion et les aires des circuits d'entrée, ce qui permet de limiter le niveau des parasites, produits par le secteur (par des couplages électromagnétiques). Cette réduction des parasites est particulièrement intéressante et importante au niveau du module de recueil compte tenu de l'amplitude très faible du signal recueilli sur le crâne.

Le choix de l'utilisation de batteries d'accumulateurs nécessite la mise au point d'une part de circuits à très faible consommation énergétique, et d'autre part de systèmes de conversion d'énergie ayant un rendement très proche de 1. Ce sont les performances sur le plan énergétique de ces divers circuits et systèmes qui finalement permettront d'assurer avec un poids et un encombrement minimum d'accumulateurs, une autonomie suffisante pour permettre un monitoring du patient pendant 24 à 48 heures.

Le passage aux normes est facilité par ces choix, tout particulièrement l'utilisation de batteries. L'alimentation directe sur secteur nécessite des techniques d'isolation particulières pour lesquelles les normes sont drastiques, des courants de fuite même très faibles peuvent en effet s'avérer mortels.

Le troisième choix important concerne la réalisation des systèmes de contrôle - commande de chaque module. La contrainte principale concerne la question du temps réel liée à l'utilisation d'un micro ordinateur géré sous un environnement Windows qui est imposé par le système informatique global des hôpitaux. Ce problème sera abordé dans le chapitre **V.1.2**. Dans ce même chapitre nous montrerons que la seule solution consisterait à utiliser une carte microprocesseur dédiée et donc en fait un second PC. Cette solution augmentant considérablement le coût du système, nous avons donc choisi de ne pas travailler en temps réel au niveau du PC, mais d'utiliser le PC comme une 'simple' interface utilisateur.

Pour ce traitement plusieurs solutions sont actuellement envisageables : ce sont tout d'abord les microprocesseurs et microcontrôleurs, avec les familles spécifiques comme les (DSP Digital Signal Processors) ou les PICmicro (Programmable Integrated Circuits microcontrollers). Ces circuits fortement intégrés peuvent comporter à la fois des entrées analogiques et logiques, des chaînes de traitement analogiques (amplificateurs, filtres), des convertisseurs analogiques - numériques, des modules de traitement numérique programmables plus ou moins complexes suivant les fabricants. Certains de ces circuits sont tout à fait adaptés pour répondre à notre besoin, mais un inconvénient majeur existe dans la spécificité du langage et du jeu d'instruction propre à chaque famille. Or pour développer un produit, une entreprise doit s'assurer de la diversité des sources ou tout du moins de la compatibilité des circuits des différents fournisseurs dans le but de pérenniser son produit et éviter une nouvelle étape de conception.

La deuxième solution est le Circuit Logique Programmable (CLP). Ces circuits permettent uniquement un traitement numérique d'un signal préalablement numérisé. Là encore de

nombreuses familles sont proposées qui présentent des capacités en nombre d'entrées - sorties et de cellules variables. La programmation se fait à partir d'un schéma logique ou en utilisant un langage de programmation spécifique. Actuellement le langage VHDL (Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language) tend à se généraliser. Ainsi jusqu'à l'implantation sur le circuit, celui-ci est 'transparent' pour le concepteur, et le même programme peut être réutilisé pour des composants de diverses origines. Dans le cas d'une conception à base de schémas, les logiciels ne sont pas toujours compatibles entre les fabricants. Par contre, le schéma étant unique quelle que soit la plate-forme de dessin, en cas de changement de source, il suffit de redessiner le schéma dans le nouvel environnement, ce qui limite le temps et le coût de conception.

Enfin, il est possible de concevoir un circuit ASIC (Circuit Intégré à Application Spécifique) logique pur ou mixte qui comporte à la fois une partie des fonctions analogiques et le traitement numérique du signal. Les technologies actuelles permettent l'intégration sur des surfaces restreintes de l'ensemble des éléments d'une chaîne d'acquisition, et de la logique de contrôle d'un système. Mais cette solution est mal adaptée pour la phase de mise au point qui nécessite souvent plusieurs étapes. Une fois réalisé, un ASIC ne peut pas être modifié et il est alors nécessaire d'en concevoir un nouveau. Or le coût relativement élevé de ces circuits est lié principalement à la réalisation par le fondeur des prototypes. Après l'étape de conception en entreprise, un délai de 6 à 10 mois est nécessaire avant l'obtention et le test du circuit. Cette solution est donc souvent réservée à la fabrication de produits grand - public réalisés en grandes séries lorsque des contraintes importantes de volume sont à prendre en compte dans la conception d'appareils particuliers, les ASICs sont parfois utilisés, mais une première étape sur circuit logique programmable est conseillée.

Nous nous sommes donc orientés vers la solution CLP, mieux adaptée aux contraintes économiques du projet. Parmi les circuits disponibles sur le marché, plusieurs familles répondent à notre attente, mais dans le cadre de l'enseignement à l'ENSEIRB, des composants de la société XILINX sont utilisés. Disposant à la fois des logiciels de programmation et des circuits pour les prototypes, nous avons opté pour le FPGA (Field Programmable Gate Array) XC4006E, de technologie CMOS, qui comporte un nombre moyen de portes élémentaires, et dont la consommation est relativement basse comparativement à ses concurrents.

Le schéma synoptique du système est présenté Figure 4.

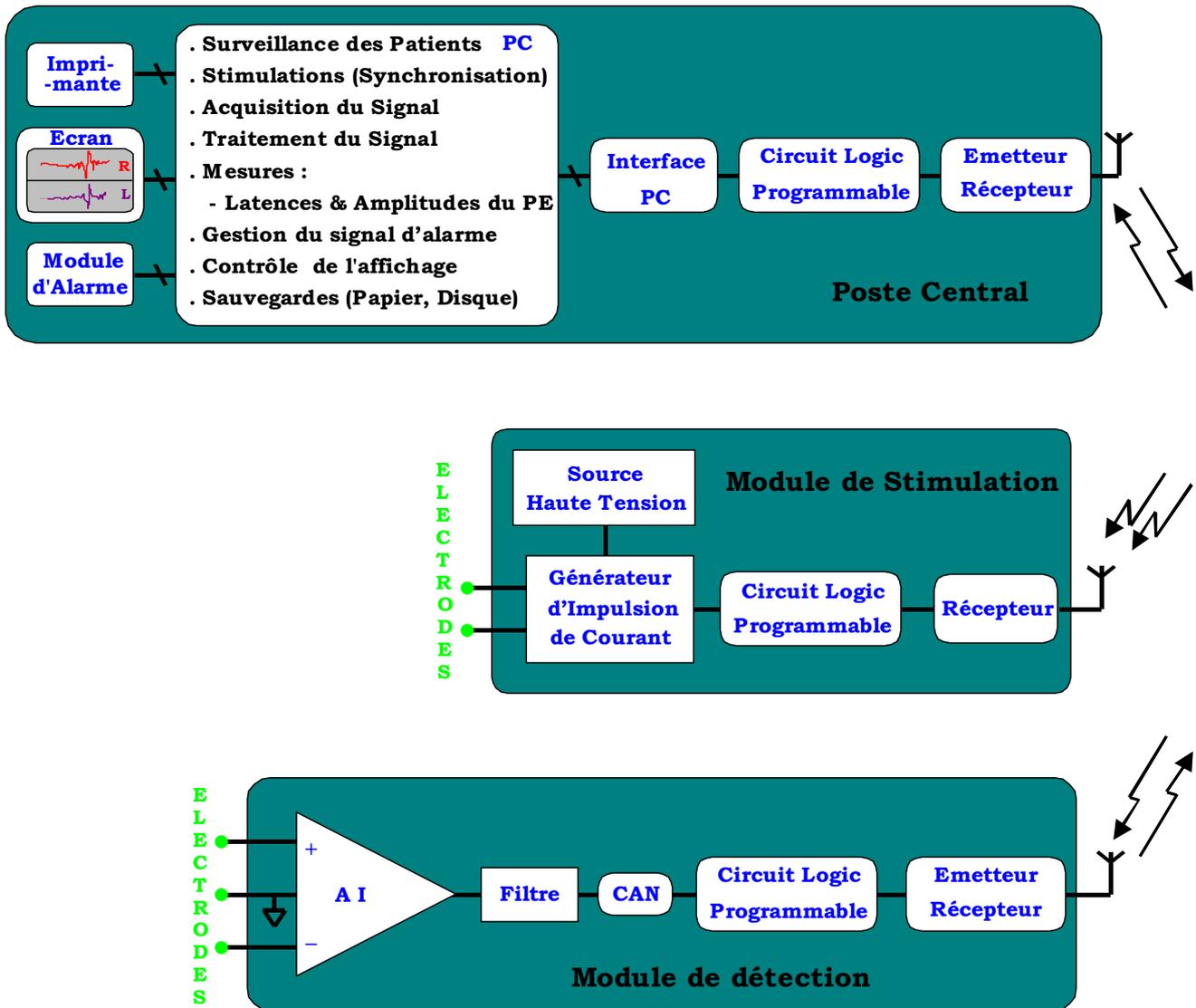


Figure 4 : Schéma synoptique du système de recueil de potentiels évoqués somesthésiques par stimulation des membres inférieurs

## Chapitre II. DETECTION ET MISE EN FORME DES SIGNAUX DE PES.

<b>CHAPITRE II. DETECTION ET MISE EN FORME DES SIGNAUX DE PES.....</b>	<b>23</b>
II.1. LE PRINCIPE DE LA DETECTION. ....	24
<i>II.1.1. Description de la chaîne d'acquisition.</i> .....	24
<i>II.1.2. Choix du traitement extérieur et de la transmission numérique.</i> .....	24
<i>II.1.3. Problématique de la polarisation des électrodes.</i> .....	25
II.2. L'AMPLIFICATEUR D'INSTRUMENTATION. ....	26
<i>II.2.1. Contraintes à satisfaire.</i> .....	26
<i>II.2.2. Etat de l'art de l'électronique d'acquisition des potentiels évoqués.</i> .....	26
<i>II.2.3. Principes généraux.</i> .....	27
<i>II.2.4. Etude comparative et choix de la topologie : Amplificateur d'instrumentation à 'active feed-back' et auto-zéro.</i> .....	28
<i>II.2.5. Détermination des éléments :</i> .....	31
II.3. LE FILTRAGE.....	33
<i>II.3.1. La bande de signal d'intérêt.</i> .....	33
<i>II.3.2. Le choix des filtres.</i> .....	34
II.4. LA CONVERSION ANALOGIQUE – NUMERIQUE. ....	36
<i>II.4.1. Critères de choix d'un convertisseur A/N.</i> .....	36
<i>II.4.2. Les principes du convertisseur à approximations successives.</i> .....	37
II.5. APPORT DU MOYENNAGE.....	38
II.6. LES CIRCUITS DE CONTROLE COMMANDE. ....	39
<i>II.6.1. Justification de la méthode de conception par schématique.</i> .....	39
<i>II.6.2. Description du système.</i> .....	39
II.7. RESULTAT DES TESTS – PERFORMANCES. ....	40

Les Potentiels Evoqués Somesthésiques résultent de l'activité électrique des structures nerveuses soumises à un stimulus. Une analyse directe après leur recueil par les électrodes n'est pas possible. En effet leur amplitude est très faible comparée aux signaux biologiques (EEG, ECG, EMG) et parasites (champs magnétiques et électriques produits par les appareils environnants) auxquels ils se superposent. Aussi une mise en forme du signal est nécessaire pour permettre son exploitation.

Ce chapitre présente la chaîne d'acquisition du signal. Après une description générale du système, le choix des solutions et des différents éléments sera discuté. Une dernière partie présentera les résultats obtenus.

## II.1. Le principe de la détection.

### II.1.1. Description de la chaîne d'acquisition.

La chaîne d'acquisition est présentée sur le schéma synoptique de la Figure 5. Elle comporte les trois éléments suivants :

- un amplificateur: il constitue l'interface entre les électrodes de recueil et le module de traitement. Son gain est réglé de façon à obtenir des niveaux électriques suffisants pour l'analyse.
- un filtre : il permet une sélection de la bande de signal utile du potentiel évoqué somesthésique en rejetant le plus possibles les fréquences correspondantes aux spectres fréquentiels des signaux parasites recueillis qui gênent l'interprétation des tracés.
- un convertisseur Analogique / Numérique : comme nous l'avons vu, le PES. est noyé dans les signaux biologiques. Le filtrage seul ne permet pas d'atténuer tout le spectre de l'EEG et de l'ECG, notamment les gammes de fréquences correspondantes au PES et un traitement numérique s'avère nécessaire. Il convient donc de numériser le signal avec suffisamment de précision pour ne pas perdre d'information.

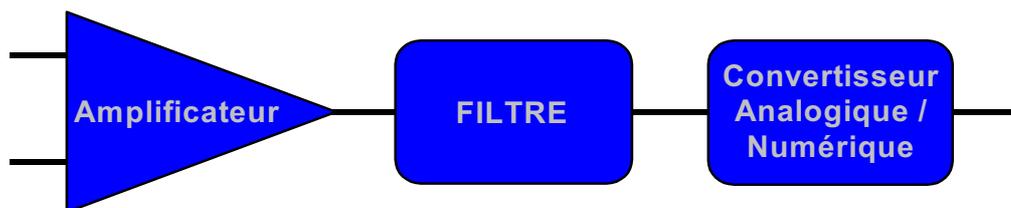


Figure 5 : Schéma synoptique de la chaîne d'acquisition des potentiels évoqués somesthésiques.

### II.1.2. Choix du traitement extérieur et de la transmission numérique.

L'exploitation du PES nécessite donc un traitement numérique pour permettre son extraction du bruit de fond de plus forte amplitude constitué par les signaux biologiques. Deux solutions sont envisageables. La première consiste à reporter la difficulté vers le Poste Central. Le signal est donc transmis sous forme analogique vers le PC où après démodulation il est converti en un signal numérique sur lequel est réalisé un traitement. A l'opposé, il est possible de réaliser la numérisation et la mise en forme au niveau du module de recueil et de réaliser une transmission numérique du PES vers le PC.

Or dans le cadre d'applications en biotélémétrie, d'autres facteurs sont à prendre en compte, le principal étant l'autonomie du système. On cherche donc toujours à simplifier au maximum la complexité des modules portés, alimentés par batteries d'accumulateurs et à repousser le plus possible le traitement vers le module central qui lui est généralement alimenté directement sur le secteur. Le choix se porterait donc plutôt sur la première solution. Cependant, la forme de transmission utilisée (analogique ou numérique) influence directement la qualité de la télémessure : une transmission purement analogique (FM par exemple) sera sensible au rapport signal / bruit dans le canal Radioélectrique, alors qu'une transmission purement Numérique (FSK par exemple) y sera quasiment insensible. (La qualité d'une transmission Numérique dépend essentiellement de la précision de la chaîne d'acquisition, et de la résolution du convertisseur Analogique / Digital). Aussi, la solution retenue résulte d'un compromis. Dans le cadre de notre application, les contraintes de maîtrise de la qualité du signal EEG nous ont finalement conduit à opter pour une transmission numérique par modulation type FSK. Ainsi, après sa mise en forme le signal analogique est converti en numérique puis transféré sans fil vers le poste central par modulation FSK d'une porteuse RF. Une attention toute particulière sera donc portée sur la consommation du convertisseur.

### II.1.3. Problématique de la polarisation des électrodes.

Sous l'effet du contact entre une électrode métallique et un électrolyte, il se produit un échange ionique : des ions de l'électrolyte se recombinaient sur l'électrode, il en résulte une distribution de charge au niveau de l'interface. On parle de tension et d'impédance de polarisation. Ces grandeurs dépendent non seulement de la nature du métal constitutif de l'électrode, mais aussi de la densité de courant de la fréquence du signal et de la température. Un modèle électrique communément utilisé pour représenter cette interface [RAGH91] est présenté Figure 6. Le comportement aux moyennes et hautes fréquences de l'interface est modélisé par le schéma de Warburg comportant une capacité  $C$  en série avec une résistance  $R$ . La résistance  $R_f$  permet de prendre en compte le passage d'un courant continu et modélise l'interface aux basses fréquences. Le potentiel d'interface est modélisé par la source de tension  $E$ . Par ailleurs, la polarisation varie aussi en fonction du temps, en raison de la variation de concentration ionique.

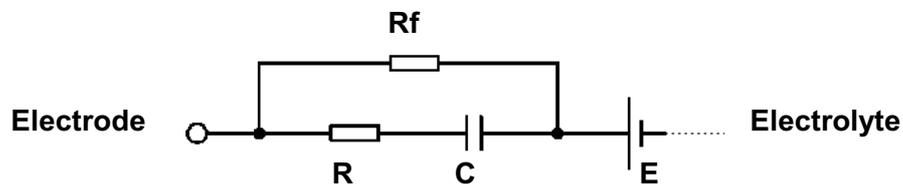


Figure 6 : Modèle électrique complet de l'interface électrode - électrolyte

Le premier effet à considérer est le risque de saturation de l'amplificateur en raison d'une différence de potentiel trop importante entre les électrodes, qui peut être observée dès leur connexion, ou au cours de la mesure. La variation de l'impédance de l'interface agit sur le mode commun de l'amplificateur, et donc sur ses performances fréquentielles.

Ces éléments seront à prendre en compte à deux niveaux, dans le choix des électrodes et dans la conception de l'amplificateur d'instrumentation qui sera discutée au paragraphe II.2. Différentes électrodes ont été testées. Les électrodes cupules en argent – chlorure d'argent (Ag-AgCl) donnent de très bons résultats, du fait de la présence de l'ion  $Cl^-$ , aussi présent dans les cellules, ce qui conduit à un potentiel inférieur. Mais ces électrodes de surface nécessitent l'utilisation de pâtes conductrices qui pour être efficaces doivent toujours rester humides et se fixent difficilement dans les cheveux. L'utilisation de collodion permet de résoudre ce problème, mais elle nécessite une préparation longue pour sa mise en œuvre et est peu adaptée pour des tests de quelques heures.

Les électrodes aiguilles à usage unique sont plus faciles à utiliser, mais du fait de leur caractère invasif, des précautions particulières sont à prendre pour éviter tout risque d'infection. Par ailleurs les résultats obtenus sont sensiblement moins bons, du fait de leur polarisation. Leur utilisation reste néanmoins la solution retenue dans les hôpitaux.

## **II.2. L'amplificateur d'instrumentation.**

### II.2.1. Contraintes à satisfaire.

L'amplificateur est le premier élément de la chaîne d'acquisition. Il constitue le composant fondamental du module de recueil. De ses performances vont dépendre celles du système complet. Un certain nombre de contraintes sont à prendre en compte.

Au paragraphe précédent, nous avons introduit le problème de la polarisation des électrodes. Parmi les facteurs modifiant l'impédance de polarisation, la densité de courant est directement liée à l'étage d'entrée de l'amplificateur. Il faudra donc veiller à ce que le courant d'entrée (ou «Bias current») soit le plus faible possible.

Au signal différentiel utile de l'EEG, se superposent des signaux parasites de mode commun, notamment le potentiel de contact, que l'on ne souhaite pas amplifier. Aussi, l'amplificateur doit présenter un taux de réjection du mode commun (TRMC) le plus élevé possible.

L'amplitude du Potentiel Evoqué est de l'ordre du microvolt. Il est donc important que le bruit apporté par le circuit de mise en forme ramené sur l'entrée soit suffisamment faible pour ne pas dégrader le signal utile.

Une attention toute particulière devra donc être portée sur la structure de l'amplificateur d'instrumentation.

### II.2.2. Etat de l'art de l'électronique d'acquisition des potentiels évoqués.

Les systèmes actuels d'acquisition peuvent être divisés en deux sous groupes : les instruments utilisés principalement en laboratoire et les appareils professionnels. Dans le cadre de la recherche, différentes structures sont classiquement utilisées pour le recueil de l'EEG. La plus simple, souvent utilisée pour le recueil de l'EEG multivoies est l'amplificateur non-inverseur à entrée non différentielle. La structure est simple, peu encombrante et peut être associée à un système de mise en forme et de numérisation. Mais elle présente aussi plusieurs inconvénients, notamment de moins bonnes performances en réjection de bruits de mode commun que les structures différentielles. Pour limiter la polarisation des électrodes de recueil, une solution consiste à utiliser un étage d'entrée à

FET qui permet une forte diminution du courant d'entrée [SHAW02]. L'amplificateur différentiel simple (II.2.3) est peu utilisé malgré de meilleures performances en bruit que les structures précédentes, mais il présente une impédance d'entrée trop faible et une mauvaise réjection du mode commun.

Les appareils professionnels actuellement utilisés pour l'acquisition des potentiels évoqués sont avant tout des systèmes multivoies d'acquisition de l'EEG qui permettent le recueil et la mise en forme des PES. Ces équipements complexes sont de deux types. Les plus classiques se composent de deux unités : un préamplificateur très faible bruit auquel sont connectées les électrodes de recueil est placé à proximité du patient et relié à un second module plus volumineux comportant un ou plusieurs amplificateurs, un convertisseur analogique / numérique et un système d'isolation galvanique. Les systèmes les plus récents comportent un module unique d'acquisition et de mise en forme des signaux alimenté sur le secteur. Ce module est connecté au poste central de commande, traitement et affichage par voie filaire. L'utilisation d'ordinateurs alimentés par le secteur pour le poste central permet de réduire les contraintes d'alimentation et de coût. En conséquence, pour ces systèmes, des structures plus complexes et des circuits plus performants peuvent être envisagés, tels que : l'amplificateur d'instrumentation classique (II.2.4), la structure à amplificateurs JFETs (qui sera détaillée en Annexe 1 au paragraphe 2) ou l'amplificateur à liaisons alternatives qui tout en étant plus simple que le précédent présente des performances comparables au niveau du bruit.

Comme nous le verrons dans ce chapitre deux contraintes importantes sont à satisfaire au niveau de l'électronique d'acquisition des signaux d'EEG : l'utilisation d'une électronique très faible bruit et présentant un courant d'entrée le plus faible possible. Or ces contraintes sont difficiles à satisfaire conjointement. Les fabricants proposent aujourd'hui une large gamme d'amplificateurs opérationnels très faible bruit tel le AD797 de Analog Devices pour lequel la tension de bruit en entrée est inférieure à  $2\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  à 10Hz, mais qui présente un courant de fuite minimum sur les entrées de l'ordre de 250nA pour une consommation unitaire de 8,2mA.

Afin d'améliorer le rapport signal sur bruit, la distance entre les électrodes de recueil et l'amplificateur doit être réduite. Aussi certains fabricants proposent des électrodes actives. Un préamplificateur miniaturisé est associé à des électrodes de recueil. Ces systèmes sont particulièrement dédiés au recueil de l'EEG multivoie.

Pour obtenir des performances optimales tant au niveau du bruit que des courants d'entrée ou de la réjection du mode commun, les circuits amplificateurs d'instrumentation totalement intégrés ne présentent pas des performances suffisantes pour ce type de signaux. Aussi les circuits sont encore majoritairement réalisés à partir de composants discrets en boîtiers miniaturisés en montage en surface pour limiter la taille globale du module.

Les principaux fabricants sont Nicolet-Viasys, Oxford Instruments, Medtronic et Cadwell.

### II.2.3. Principes généraux.

L'amplificateur est le composant de base de la chaîne d'acquisition. La détection des signaux biomédicaux nécessite souvent une structure différentielle. Les caractéristiques générales d'un amplificateur idéal sont :

- un gain stable et précis,
- des impédances d'entrée infinies pour ne pas charger la source,
- une impédance de sortie nulle, afin d'insensibiliser le circuit à la charge,
- un taux de réjection de mode commun infini, de façon à ce que seule la différence des signaux d'entrée soit amplifiée
- un niveau de bruit ramené en entrée extrêmement faible.

Le circuit de base est l'amplificateur différentiel présenté Figure 7. En considérant l'amplificateur opérationnel comme idéal, sa fonction de transfert est la suivante :

$$V_o = V_{O1} - V_{O2} = -\frac{R_2}{R_1} V_{i1} + \frac{R_4}{R_1} \frac{R_1 + R_2}{R_3 + R_4} V_{i2}$$

ou encore

$$V_o = -\frac{R_2}{R_1} (V_{i1} - V_{i2})$$

$$\text{avec } \begin{cases} R_1 = R_3 \\ R_2 = R_4 \end{cases}$$

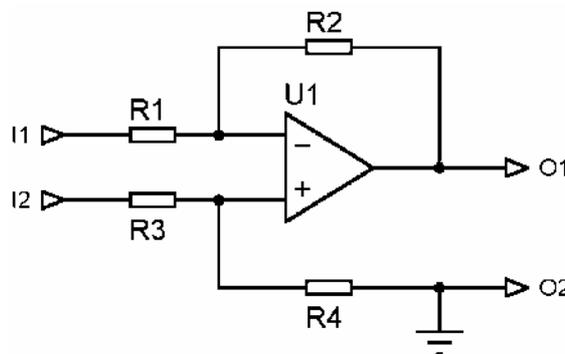


Figure 7 : Structure de base de l'amplificateur différentiel

Cette structure présente une impédance d'entrée asymétrique de valeur finie (et relativement faible). La connexion directe de ses entrées sur des électrodes d'EEG entraînerait une dégradation trop importante du CMRR. En conséquence une telle structure doit être impérativement précédée par un étage adaptateur d'impédance différentiel à très forte impédance d'entrée et à faible impédance de sortie. Une telle association conduit au schéma de l'Amplificateur d'Instrumentation (IA) représenté sur la Figure 8.

#### II.2.4. Etude comparative et choix de la topologie : Amplificateur d'instrumentation à 'active feed-back' et auto-zéro.

La structure communément utilisée pour augmenter l'impédance d'entrée est présentée Figure 8. Il s'agit de l'amplificateur d'instrumentation classique. L'impédance d'entrée d'une telle structure tend en effet vers l'infini si les 2 amplificateurs opérationnels d'entrée sont parfaits. Le niveau de bruit dépend fortement du bruit de l'étage d'entrée, soit des 2 amplificateurs opérationnels et les 3 résistances  $R_5$ ,  $R_6$  et  $R_7$ . Il est donc nécessaire de choisir des AOP faible bruit et des résistances de faible valeur. Pour éviter les risques de saturation en sortie, il est aussi nécessaire de limiter le gain de l'étage d'entrée. Dans ces conditions, l'étage d'entrée peut être considéré comme un préamplificateur auquel on doit rajouter plusieurs étages d'amplification en cascade afin d'obtenir le gain souhaité.

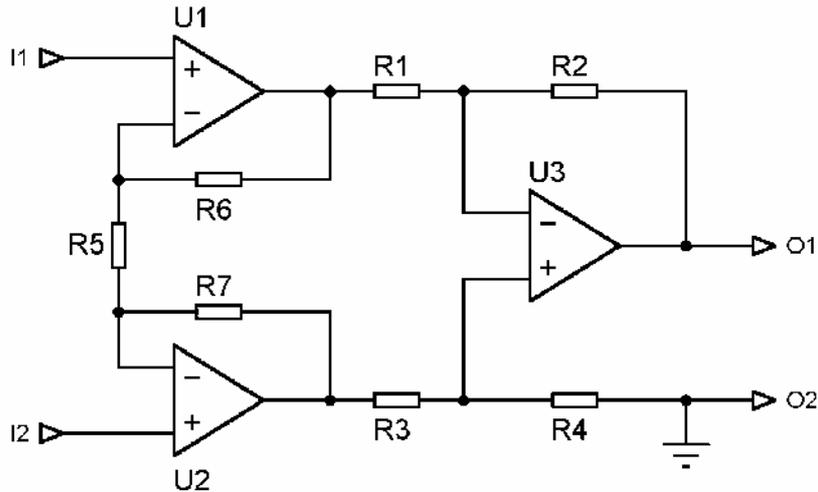


Figure 8 : Schéma de l'amplificateur d'instrument classique

Le gain maximal que l'on puisse obtenir pour que la sortie ne sature pas en raison du niveau continu ( $E_0$ ) dû à la polarisation des électrodes est donné par l'Équation 1.

$$V_s = V_{O_1} - V_{O_2} = \frac{R_2}{R_1} \left( 1 + \frac{2 R_6}{R_5} \right) E_0 \quad (1)$$

avec  $E_0$ , le niveau continu en entrée,  $R_1 = R_3$ ,  $R_2 = R_4$  et  $R_6 = R_7$

Dans le cas idéal d'AOP faible bruit présentant une dynamique de sortie maximale ( $V_{out} = \pm V_{cc} = \pm 2.5V$ ), et pour un niveau continu  $E_0 = \pm 150mV$ , le gain maximal est de 16.

Pour cascader plusieurs étages, il est donc nécessaire de supprimer la composante continue. Pour cela un ou plusieurs couplages alternatifs sont nécessaires. Différentes solutions seront envisagées dans les paragraphes suivants.

#### II.2.4.1. Amplificateur d'instrumentation à couplage alternatif en entrée.

La solution la plus évidente est l'utilisation de filtres passe-haut en entrée, afin de supprimer le niveau continu dès le début de la chaîne. Le schéma de l'amplificateur à liaisons alternatives en entrées est présenté Figure 9.

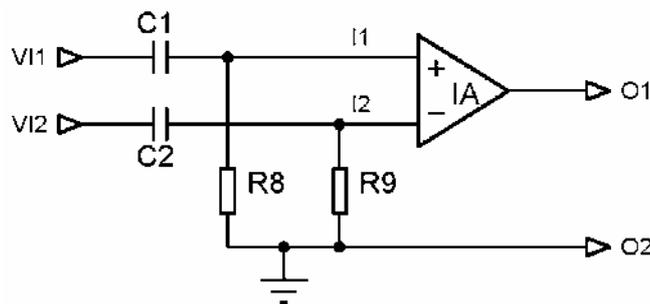


Figure 9 : Amplificateur à liaisons alternatives en entrées.

De cette façon la différence des tensions de polarisation peut être très grande. Mais, pour ne pas dégrader le RRMCM, il est nécessaire d'ajuster  $R_8$  ou  $R_9$ , ce qui n'est efficace que tant que l'impédance vue par l'entrée (impédance d'interface des électrodes + impédance du corps humain) est constante. Or cette valeur peut varier d'un individu à l'autre, d'une électrode à l'autre et pour une même paire d'électrodes au cours du temps.

Afin de s'affranchir de la fluctuation d'impédance du corps humain et des électrodes, des suiveurs peuvent être insérés sur les entrées, comme présenté Figure 10.

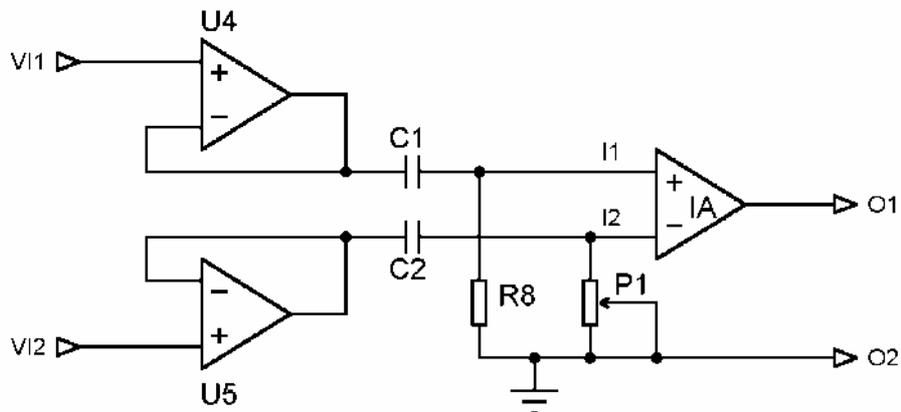


Figure 10 : Amplificateur à liaisons alternatives en entrées et suiveur.

Les suiveurs permettent de résoudre le problème de la variation de l'impédance du corps. Néanmoins en alternatif il faut s'assurer que les fonctions de transfert entre (U4 et I1) et (U5 et I2) sont identiques pour minimiser le mode commun. Dans la pratique, la valeur des capacités C1 et C2 n'étant pas identique, l'utilisation d'un potentiomètre est nécessaire.

#### II.2.4.2. Amplificateur d'instrumentation à auto-zéro.

Une autre structure possible est présentée Figure 11.

Le principe de cette topologie représentée Figure 11. consiste à asservir à zéro la composante continue (la valeur moyenne) de la tension de sortie O1

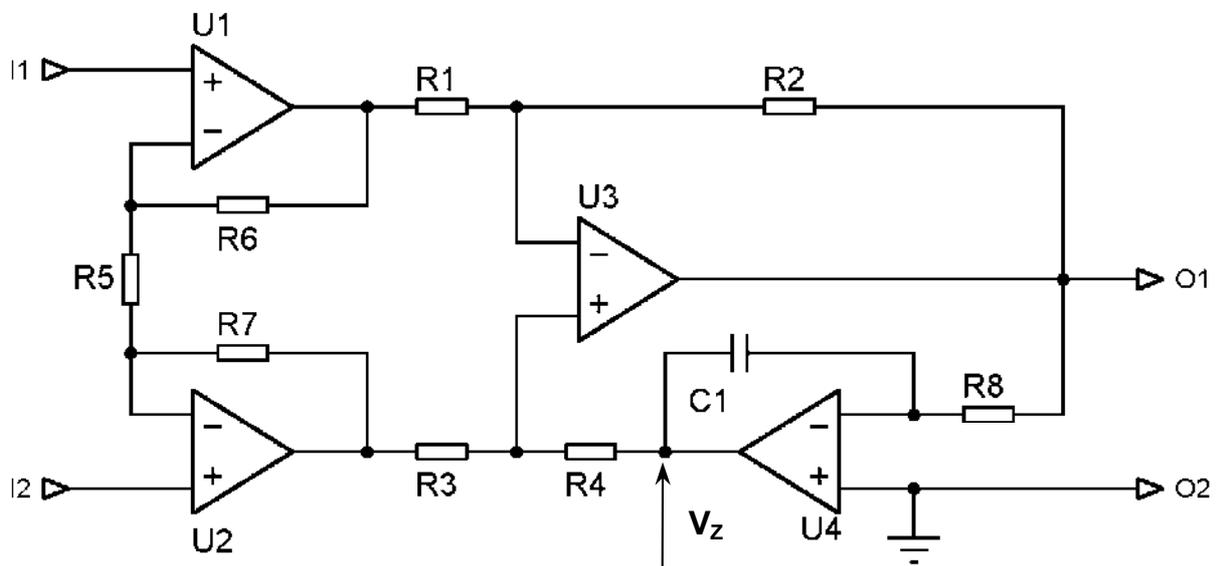


Figure 11 : Amplificateur d'instrumentation à 'auto-zéro'.

Cet asservissement se traduit par l'insertion d'un pôle dans la boucle de retour, lequel se traduit dans la fonction de transfert entre la sortie (O1) et les entrées (I1 et I2) par un zéro. En continu, les tensions vues de la sortie de l'intégrateur et de l'amplificateur d'instrumentation sont :

$$V_s = V_{O1} - V_{O2} = \frac{R_2}{(1 + A_{04})R_1} \left( 1 + \frac{2R_6}{R_5} \right) E_0 \approx \frac{R_2}{R_1} \left( 1 + \frac{2R_6}{R_5} \right) \frac{E_0}{A_{04}}$$

$$V_Z \approx -\frac{R_2}{R_1} \left( 1 + \frac{2R_6}{R_5} \right) E_0 \quad \text{avec } A_{04} \text{ de l'ordre de } 10^5 \text{ minimum.}$$

Pour une valeur identique au cas de l'AI classique de la tension d'interface, la saturation ne se produira donc pas à la sortie de l'AI (O1), mais à la sortie de l'intégrateur (V<sub>Z</sub>). L'apport de cette structure n'est donc pas apparent au premier abord, mais elle permet la combinaison de l'auto-zéro et d'un gain supplémentaire dans la boucle principale comme présenté au paragraphe suivant.

II.2.4.3. Amplificateur d'instrumentation à auto-zéro et 'active feedback'.

L'amplificateur à auto-zéro permet une connexion directe des électrodes sur l'entrée, en éliminant la saturation pour une plage limitée de la tension de polarisation E<sub>0</sub>. L'active feedback présenté sur la Figure 12 permet soit d'augmenter la plage admissible de la tension de polarisation E<sub>0</sub> pour un gain différentiel identique, soit d'augmenter le gain différentiel pour une plage admissible de la tension de polarisation E<sub>0</sub> identique. Les équations données au paragraphe précédent sont toujours valables.

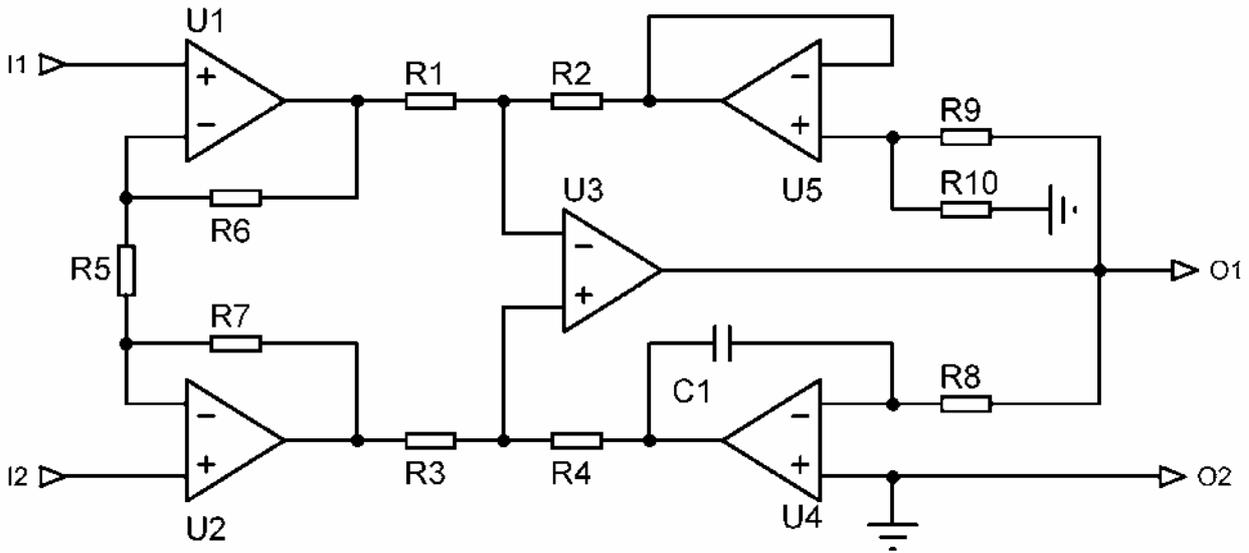


Figure 12 : Amplificateur d'instrumentation à 'auto-zéro' et 'active feedback'

Le gain de mode différence (A<sub>D</sub>) de la structure est donné par l'équation suivante :

$$A_D = \frac{v_o}{v_{i1} - v_{i2}} = \frac{R_2}{R_1} \left( 1 + \frac{R_9}{R_{10}} \right) \left( 1 + 2 \frac{R_6}{R_5} \right) \frac{\tau_{cp}}{1 + \tau_{cp}} \quad \text{où} \quad \tau_c = \frac{R_{10}}{R_9 + R_{10}} R_8 C_1$$

II.2.5. Détermination des éléments :

Avec une telle structure, le gain maximal de l'amplificateur (A<sub>0</sub>) sans active feedback est fixé par la limite de saturation en V<sub>Z</sub> et est donné par la relation suivante :

$$(A_0)_{\max} = \frac{V_Z}{E_0}$$

Si l'on considère que les amplificateurs sont alimentés sous  $\pm 2.5V$  et que l'amplificateur U4 est à sortie 'rail to rail', alors pour un niveau différentiel d'entrée continu maximal de  $\pm 150mV$ , le gain maximal est :

$$A_{0Max} = 16.$$

Si l'on considère que l'amplitude maximale de l'EEG est  $V_{EEG} = \pm 150\mu V$ , le gain total maximal de l'AI doit être d'environ de 17000. Pour atteindre un tel gain, le feedback actif ne sera pas suffisant, et un amplificateur supplémentaire sera nécessaire. Une liaison alternative est utilisée afin de s'affranchir des problèmes de saturation. La structure complète est présentée Figure 13.

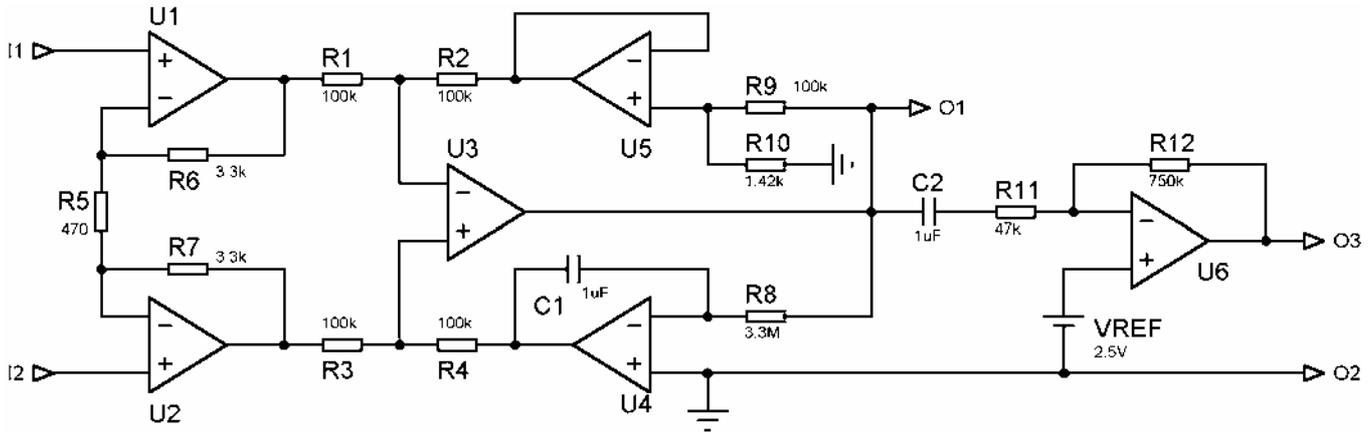


Figure 13 : Structure de l'amplificateur d'instrumentation complet.

Les gains ont été répartis comme suit :

	Gain
Pré-ampli	15
Active Feedback	71
Post- ampli	16

La fonction de transfert de l'amplificateur complet est donnée par :

$$A_D = \frac{v_{O3}}{v_{i1} - v_{i2}} = \frac{R_2}{R_1} \left( 1 + \frac{R_9}{R_{10}} \right) \left( 1 + 2 \frac{R_6}{R_5} \right) \frac{\tau_c p}{1 + \tau_c p} \frac{\tau_{c1} p}{1 + \tau_{c2} p}$$

avec  $\tau_c = \frac{R_{10}}{R_9 + R_{10}} R_8 C_1$        $\tau_{c1} = R_{12} C_2$        $\tau_{c2} = R_{11} C_2$

et  $R_1 = R_3$        $R_2 = R_4$        $R_6 = R_7$

ou :  $A_D = A_0 \frac{\tau_c \cdot \tau_{c1} \cdot p^2}{(1 + \tau_c p)^2}$  avec  $\begin{cases} \tau_c = \tau_{c2} \\ A_0 = \frac{R_2}{R_1} \left( 1 + \frac{R_9}{R_{10}} \right) \left( 1 + 2 \frac{R_6}{R_5} \right) \end{cases}$

Le graphe théorique de la fonction de transfert de l'amplificateur complet est présenté Figure 14.

*Remarque :* Les amplificateurs opérationnels sont alimentés sous  $\pm 5V$  de façon à maintenir une dynamique maximale, mais le gain est calculé de façon à ce que le signal EEG ne dépasse pas  $\pm 2,5V$ . Pour que la tension de sortie soit compatible avec les convertisseurs analogiques numériques du marché alimentés sous  $+5V$ , le signal est translaté de  $+2.5V$  à l'aide d'une référence de tension. Aussi, le dernier amplificateur de la chaîne est utilisé en additionneur.

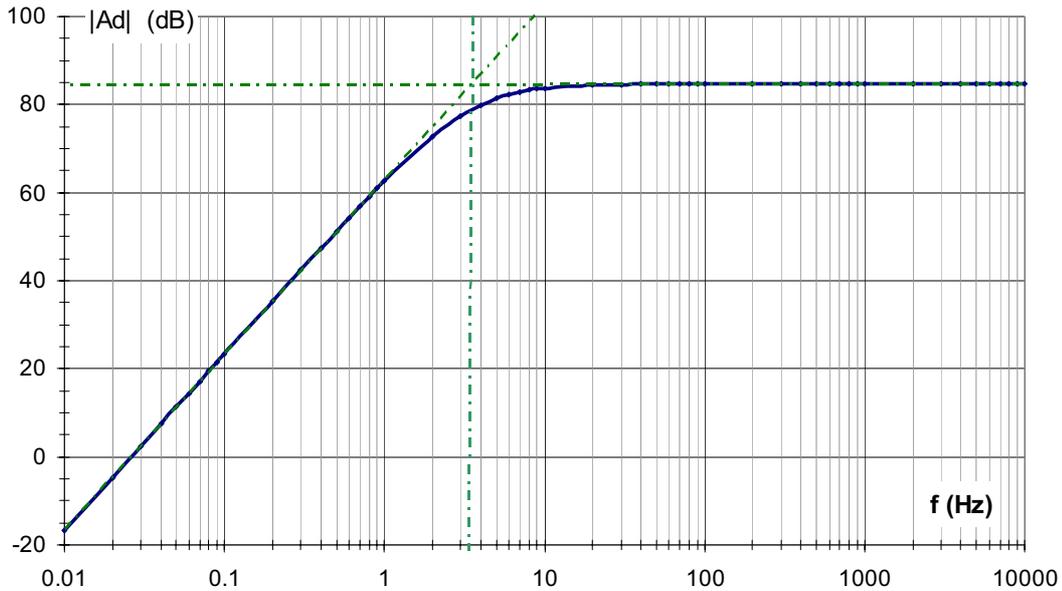


Figure 14 : graphe théorique de la fonction de transfert de l'amplificateur complet

Une étude comparative du bruit pour 2 structures d'entrée de l'amplificateur d'instrumentation, le préamplificateur présenté dans ce chapitre et un préamplificateur à entrée différentielle JFET utilisée classiquement pour la détection de signaux biologiques est présentée en Annexe 1.

### II.3. Le filtrage.

De nombreux signaux aussi bien biologiques que signaux parasites sont présents et se superposent à l'EEG. Pour pouvoir analyser le potentiel évoqué, il est nécessaire d'atténuer autant que possible les signaux dont le spectre s'étend en dehors de la bande d'intérêt du PES.

#### II.3.1. La bande de signal d'intérêt.

Le spectre du potentiel évoqué somesthésique s'étend de quelques millihertz à environ 1 kilohertz comme présenté Figure 15.

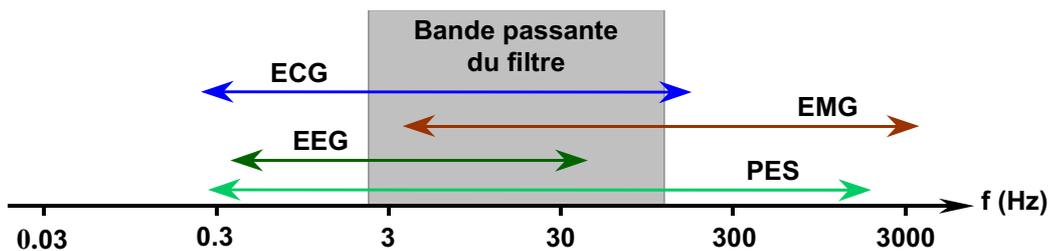


Figure 15 : Spectre des signaux bioélectriques captés au niveau du scalp.

Le reste du spectre fréquentiel ne présente pas d'intérêt et peut être supprimé. Par ailleurs, pour ce type de mesure, le spectre utile du PES peut encore être réduit, sans dégradation importante du signal. La bande passante du filtre nécessaire s'étend de 1,6Hz à 180Hz. Les tests que nous avons réalisés ont montré qu'une fréquence de coupure haute de 90Hz était suffisante pour la reconstruction du signal, ce qui nous permet de limiter le parasitage par les autres signaux. Dans cette bande l'ECG, l'EMG et l'EEG se superposent sur une partie au moins au PES, et seules les techniques de traitement du signal vont permettre d'atténuer ces signaux.

### II.3.2. Le choix des filtres.

Pour les fréquences basses, un simple filtre du premier ordre est suffisant car son utilité réelle est de supprimer la composante continue. La mise en cascade des deux filtres du premier ordre que nous avons présenté au paragraphe précédent est donc suffisante. Pour la fréquence de coupure haute par contre, il est important d'atténuer suffisamment pour éviter le phénomène de recouvrement spectral.

L'ordre du filtre passe bas dépend du signal minimal que l'on souhaite pouvoir détecter, et des caractéristiques de la conversion. Comme nous le verrons au paragraphe suivant, la résolution du convertisseur analogique numérique est de 12 bits. Pour une analyse correcte du potentiel évoqué, les médecins ont besoin de visualiser les 200 ms du signal suivant l'instant de stimulation. Nous avons choisi une fréquence d'échantillonnage de 1kHz, ce qui nous permet d'afficher 200 points.

Du fait de l'échantillonnage du signal, il est nécessaire de prendre en compte le recouvrement spectral du filtre, comme le montre la Figure 16.

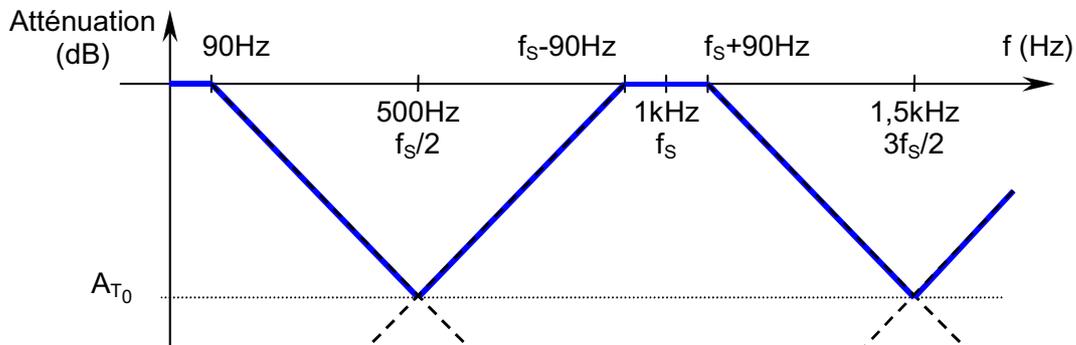


Figure 16 : représentation du recouvrement spectral dû à l'échantillonnage du signal

L'atténuation minimale à apporter à  $f = f_s / 2$  doit être telle que l'amplitude maximale du bruit dans la bande soit égale à  $\frac{1}{2}$  LSB, soit :

$$A_{T_0} = 20 \text{ Log} \left( \frac{1}{2} \text{ LSB} \right) = 20 \text{ Log} \left( \frac{1}{2} \frac{1}{2^N - 1} \right) = 20 \text{ log} \left( \frac{1}{2} \frac{1}{2^{12} - 1} \right) \Rightarrow A_{T_0} = -78,26 \text{ dB}$$

Atténuation apportée par un filtre passe bas d'ordre 1 :

$$|H(f)| = -10 \text{ Log} \left( 1 + \left( \frac{f}{f_c} \right)^2 \right) = -10 \text{ Log} \left( 1 + \left( \frac{500}{90} \right)^2 \right) \Rightarrow |H(500)| = -15,03 \text{ dB}$$

L'ordre du filtre nécessaire est donc

$$P = \frac{A_{T_0}}{|H(500)|} = 5,2$$

Pour satisfaire directement cette contrainte en utilisant des filtres d'ordre entier, un filtre d'ordre 6 serait nécessaire. Mais en remarquant que le spectre de l'EEG n'est pas constant sur toute la bande de fréquences considérée, mais subit une atténuation de plus de 40dB sur les premiers 25kHz, comme le montre la Figure 17, un filtre d'ordre 5 sera suffisant.

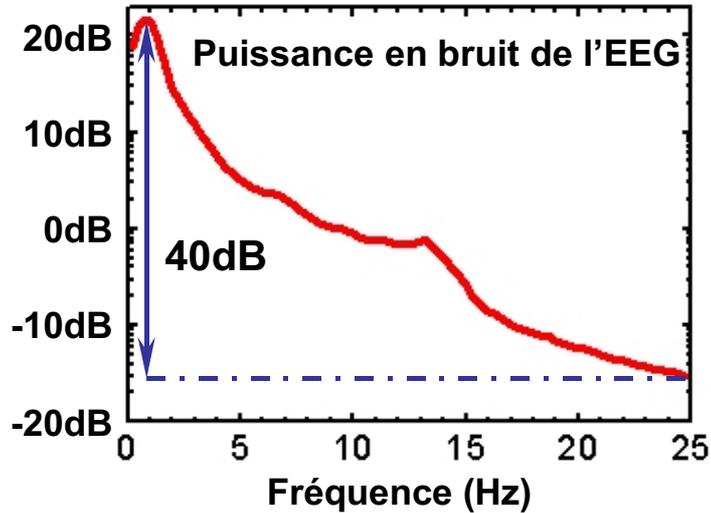


Figure 17. Spectre en fréquence du signal d'EEG dans la bande 0 à 25Hz.

Différentes solutions sont envisageables, filtres actifs ou passifs intégrés ou discrets. Nous avons opté pour un filtre intégré du 5<sup>ème</sup> ordre à capacités commutées de type Butterworth de chez Linear Technology, le LT1062 que le fabricant spécifie pour des applications de filtres anti-repliement.

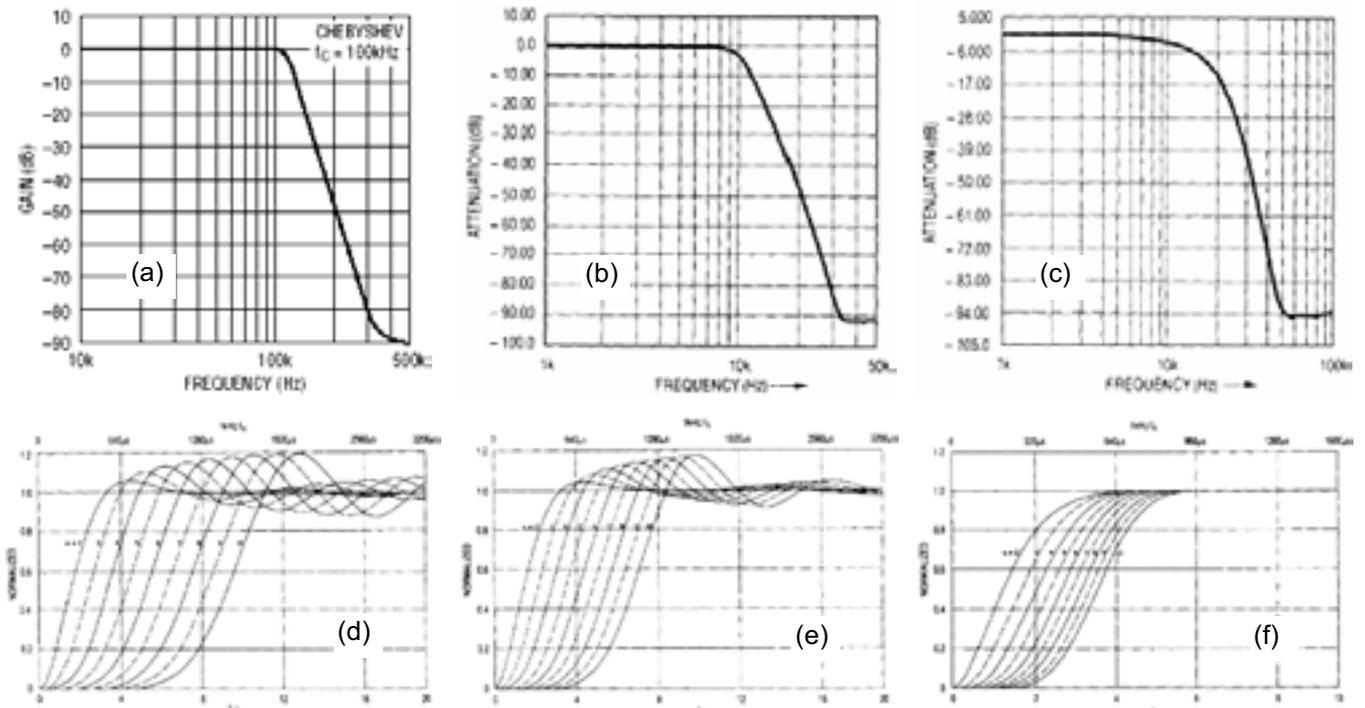


Figure 18 : Réponse fréquentielle et temporelles des filtres de Chebyshev (a, d), de Butterworth (b, e) et de Bessel (c, f).

Parmi les différents filtres, nous avons choisi le filtre de Butterworth (Figure 18 b, e). Il constitue un compromis entre le filtre de Bessel (Figure 18 c et f) qui restitue plus fidèlement le signal mais au prix d'une sélectivité moindre et le filtre de Chebyshev (Figure 18 a, d) qui lui présente une meilleure sélectivité, mais au prix d'une restitution moins fidèle du signal.

Par ailleurs l'intérêt d'un filtre de Butterworth en circuit intégré réside dans sa facilité d'utilisation. En effet, les différents paramètres que sont la fréquence de coupure, la pente et l'ondulation résiduelle sont programmables par l'utilisateur au moyen de 2 réseaux RC extérieurs. Cela permet d'adapter au mieux le circuit à l'application.

*Remarque : Fonction de transfert d'un filtre de Butterworth.*

*Dans la détermination de l'ordre du filtre, nous avons considéré la fonction de transfert d'un filtre RC simple. Pour un ordre 5, cette atténuation est :*

$$|H_{\text{Filtre RC}}(500)| = -10 \text{ Log} \left( 1 + \left( \frac{500}{90} \right)^2 \right)^5 \quad \Rightarrow \quad |H_{\text{Filtre RC}}(500)| = -75,2 \text{ dB}$$

*En fait, la fonction de transfert d'un filtre de Butterworth est donnée par la relation suivante :*

$$|H_{\text{Butterworth}}(f)| = -10 \text{ Log} \left( 1 + \left( \frac{f}{f_C} \right)^{2k} \right)$$

*où k est l'ordre du filtre.*

*Dans ces conditions, l'atténuation apportée par le filtre de Butterworth à f = 500Hz est :*

$$|H_{\text{Butterworth}}(500)| = -10 \text{ Log} \left( 1 + \left( \frac{500}{90} \right)^{2*5} \right) \quad \Rightarrow \quad |H_{\text{Butterworth}}(500)| = -74,5 \text{ dB}$$

*Cette atténuation est donc inférieure à celle apportée par le filtre RC d'ordre 5, mais à nouveau en raison de l'atténuation naturelle du signal d'EEG, le filtre de Butterworth d'ordre 5 est suffisant pour éviter tout effet de repliement spectral.*

## II.4. La conversion analogique – numérique.

Comme nous l'avons précisé précédemment, nous avons opté pour une transmission numérique. Le signal doit donc être numérisé au niveau du module de recueil.

### II.4.1. Critères de choix d'un convertisseur A/N.

Parmi les critères de choix d'un convertisseur, la résolution constitue l'élément central. Il s'agit de déterminer le nombre de points nécessaires pour décrire le signal d'électroencéphalogramme, sachant que le signal que l'on souhaite visualiser est le Potentiel Evoqué.

Le signal est visualisé au niveau du Poste Central grâce à une interface réalisée sous le logiciel LabWindows CVI. La résolution de la fenêtre graphique est de 100 points.

L'amplitude du PE varie de  $1\mu\text{V}$  à  $5\mu\text{V}$ . Si l'on veut que la courbe occupe la totalité de l'écran, alors le pas d'affichage sera de :

$$\text{Pas} = \frac{\text{Amplitude maximale à visualiser}}{\text{nombre de points}} \quad \text{Pas} = \frac{5\mu\text{V}}{100 \text{ point}} \quad \Rightarrow \quad \text{Pas} = 5 \cdot 10^{-2} \mu\text{V}$$

Dans ces conditions, le nombre de points nécessaires pour décrire l'EEG ( $\pm 150\mu\text{V}$ ) est :

$$\text{Nombre de points} = \frac{2 * 150 \cdot 10^{-6}}{5 \cdot 10^{-8}} = 6000$$

soit  $2^{12} = 4096 < \text{Nombre de points} < 2^{13} = 8192$

Cela correspond donc à une résolution comprise entre 12 et 13 bits. Il faudrait donc un convertisseur analogique numérique présentant une résolution minimale de 13 bits.

Les autres contraintes sont liées à la conception d'un système portable, le convertisseur doit être conçu dans une technologie faible consommation, être peu encombrant et simple dans sa mise en œuvre. Le choix définitif du convertisseur résulte donc d'un compromis

De nombreux circuits existent sur le marché, basés sur des techniques différentes ([REDA96]). Les convertisseurs Sigma Delta sont ceux qui présentent la plus grande résolution pouvant aller jusqu'à 24 bits avec des circuits tels le ADS1251 de chez Texas Instruments, mais des convertisseurs à approximations successives peuvent atteindre des résolutions de 18 bits, tels le AD7678 de chez Analog Devices.

Nous avons donc opté pour un convertisseur analogique numérique 12 bits à approximations successives de chez Burr-Brown, le ADS1286, qui outre une consommation très faible ( $250\mu\text{A}$  pendant la conversion) présente une interface compatible avec le format SPI (« Serial Peripheral Interface ») ce qui facilite sa commande.

#### II.4.2. Les principes du convertisseur à approximations successives.

Ce convertisseur est basé sur la comparaison entre le signal à convertir et la sortie d'un convertisseur numérique / analogique (CNA) à laquelle est donnée un poids comme présenté Figure 19. Au début de la conversion, le bit de poids fort est mis au niveau logique "1", alors que tous les autres bits sont au niveau logique "0". Le signal issu du CNA est alors comparé au signal à convertir. S'il est supérieur, alors le bit de poids fort sera remis à zéro avant la conversion suivante, sinon il est conservé. Dans la deuxième étape, le bit de poids fort est maintenu à la valeur trouvée précédemment, et le bit suivant est mis à un. Le signal issu du CNA est à nouveau testé. L'opération est renouvelée pour chacun des N bits du convertisseur. A la fin de la conversion, le registre à approximation successive contient l'équivalent binaire du signal analogique, avec une erreur de quantification maximale de  $\frac{1}{2}$  bit.

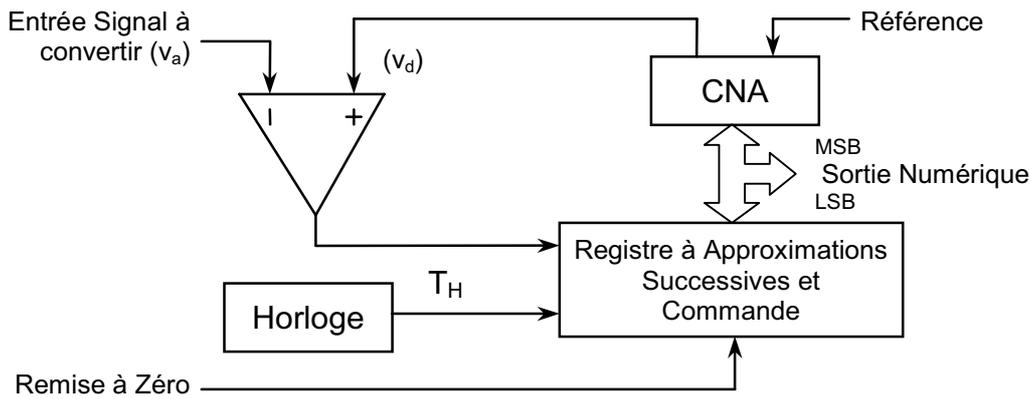


Figure 19 : Schéma de principe du convertisseur analogique numérique à approximations successives.

Ce convertisseur présente un temps de conversion relativement court. En effet, la conversion d'une donnée sur N bits est réalisée au bout de  $N T_H$ .

### II.5. Apport du moyennage.

Il est à noter que le signal sera moyenné au niveau du poste central pour extraire le potentiel évoqué, or le moyennage produit une amélioration du rapport signal utile sur valeur efficace de l'EEG. Si  $V_{PE}$  est le signal détecté et  $V_{EEG}$  le niveau de l'EEG, alors le rapport précédent est donné par :

$$\frac{\text{Signal utile}}{\text{EEG}} = 20 \text{ Log} \left( \frac{V_{PE}}{V_{EEG}} \right)$$

Si M est le nombre de moyennages, le rapport signal utile sur EEG après moyennage sera :

$$\overline{\text{Sn}} = 20 \text{ Log} \left( \frac{\sqrt{M} V_{PE}}{V_{EEG}} \right)$$

En effet, si l'on considère les niveaux les plus couramment rencontrés en pratique hospitalière : Un PES d'amplitude  $V_{PE} = 3,8\mu\text{V}$  et un niveau d'EEG normal  $V_{EEG} = 30\mu\text{V}$ , alors, le rapport signal utile sur EEG est :

$$\frac{\text{Signal utile}}{\text{EEG}} = 20 \text{ Log} \left( \frac{3,8 \cdot 10^{-6}}{30 \cdot 10^{-6}} \right) \Rightarrow \frac{\text{Signal utile}}{\text{EEG}} = -18\text{dB}$$

Pour obtenir un rapport signal utile sur EEG de 1, le nombre d'échantillons nécessaires est :

$$M = \left( \frac{\text{EEG}}{\text{Signal utile}} \right)^2 \cdot 10^{\frac{\overline{\text{Sn}}}{10}} = \left( \frac{30}{3,8} \right)^2 \cdot 10^{\frac{0\text{dB}}{10}} \Rightarrow M = 79 \text{ échantillons}$$

Pour un moyennage de 160 échantillons, le rapport devient :

$$\frac{\text{Signal utile}}{\text{EEG}} = 20 \text{ Log} \left( \frac{\sqrt{160} \times 3,8 \cdot 10^{-6}}{30 \cdot 10^{-6}} \right) \Rightarrow \frac{\text{Signal utile}}{\text{EEG}} = +4,27\text{dB}$$

## II.6. Les circuits de contrôle commande.

### II.6.1. Justification de la méthode de conception par schématique.

La programmation des circuits logiques peut être réalisée soit par un outil textuel (VHDL, VERILOG) soit par le biais d'une interface graphique. L'ENSEIRB dispose aussi bien de l'outil VHDL que de la schématique de MENTOR GRAPHIC. Au début de ce travail un premier circuit a été réalisé en VHDL. Le nombre de portes requises pour synthétiser des fonctions relativement simples s'est avéré très important. Cela nous a conduit à opter pour l'outil schématique.

Par ailleurs nous avons décidé de concevoir un système qui puisse être facilement intégré sur un ASIC. Par rapport à nos connaissances et aux moyens dont nous disposions alors, la schématique paraissait la solution la plus adaptée à une conception.

Ces deux facteurs nous ont conduit à choisir la méthode de conception par schématique. Une part importante du travail a donc ainsi été réalisée sur station de travail SUN, avec l'interface schématique de MENTOR GRAPHICS et les outils de compilation de XILINX. Suite à de nombreux échecs liés principalement à des versions non ou pas totalement compatibles de XILINX et MENTOR, nous avons finalement opté pour la version PC de XILINX qui nous a permis de nous affranchir d'une interface mal maîtrisée. Par ailleurs la famille de circuits que nous utilisions, les XC4000E, n'étant pas maintenus, nous avons opté pour des circuits de technologie plus récente, les CoolRunner, qui outre leur gain en taille, en simplicité de programmation (ils ne nécessitent pas de mémoire externe pour le stockage du programme), présentent une consommation réduite, mieux adaptée à une application portable.

### II.6.2. Description du système.

Le chronogramme général ainsi que la description des signaux transmis entre les modules et le principe du décodage du StartBit sont présentés au Paragraphe V.2.2.

Le diagramme d'état simplifié du Module de Recueil est présenté Figure 20.

A la mise sous tension le système se met en mode Réception, en attente d'un ordre de synchronisation venant du Poste Central. Après l'ordre de mise sous tension de l'alimentation du module, le PC déclenche le cycle de conversion qui va permettre de numériser 200ms du signal d'EEG. Les chronogrammes détaillés de la conversion et du codage du signal d'EEG sont présentés Figure 21.

Les schémas des circuits logiques sont présentés en Annexe 3. Le module de recueil se compose de 2 blocs. Le sous-module "rf\_in" est chargé de détecter la réception du StartBit et de vérifier les données reçues. Les données décodées et vérifiées sont transmises au sous-module "adc\_control" qui génère les signaux nécessaires à la mise sous tension de l'alimentation, ainsi que les ordres de conversion. Le signal numérique est alors codé comme présenté Figure 21 avant d'être transmis à l'émetteur RF.

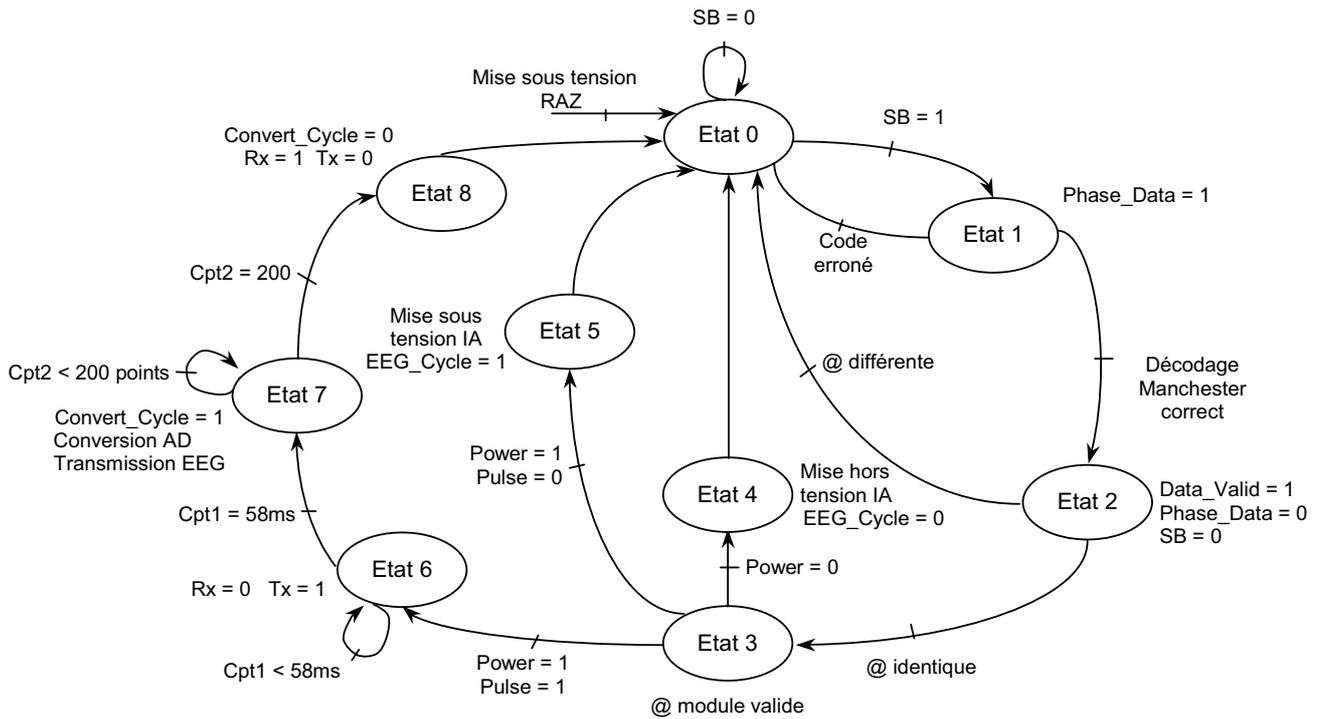


Figure 20 : Diagramme d'état simplifié du Module de Recueil.

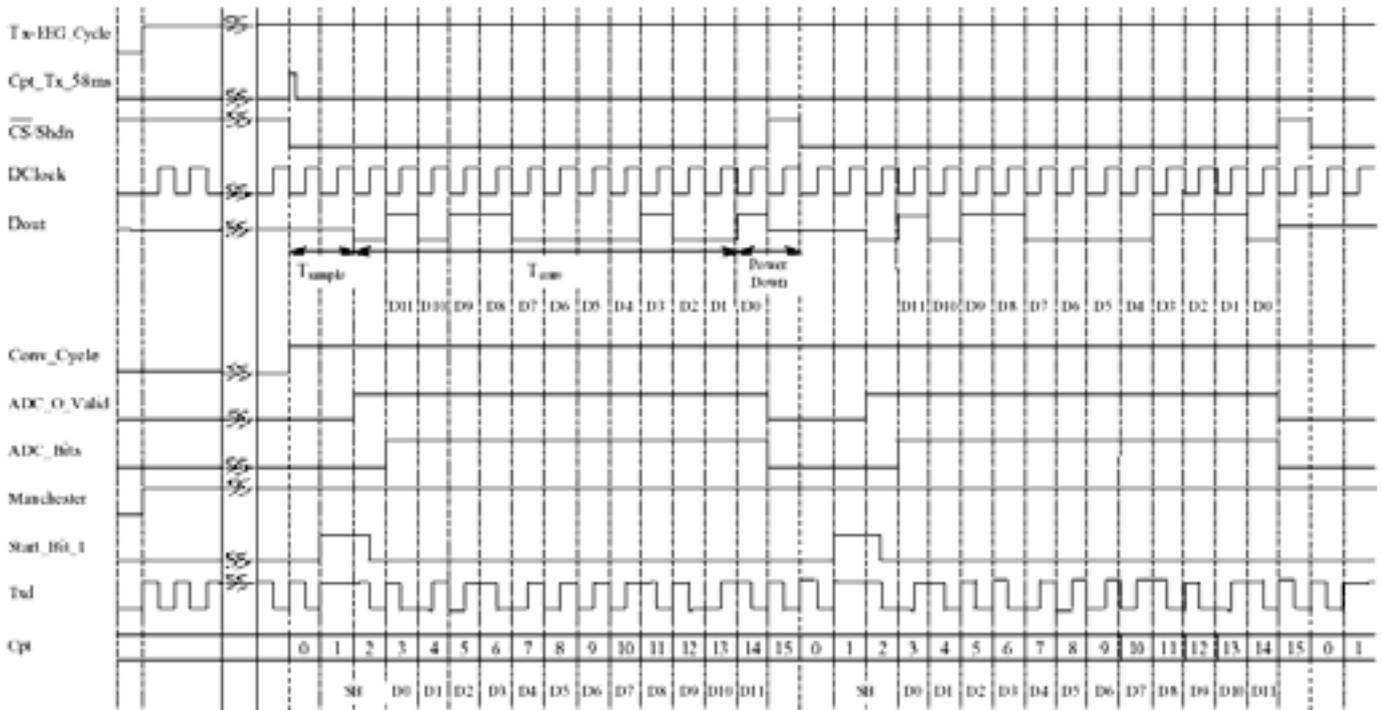


Figure 21 : Chronogrammes de conversion et de codage du signal d'EEG en vue de la transmission par radiofréquences.

## II.7. Résultat des tests – Performances.

Le schéma complet du module de recueil est présenté en Annexe 4, Figure 2. Les courbes de transfert de l'amplificateur et des filtres sont présentées sur les Figure 22, Figure 23, Figure 24.

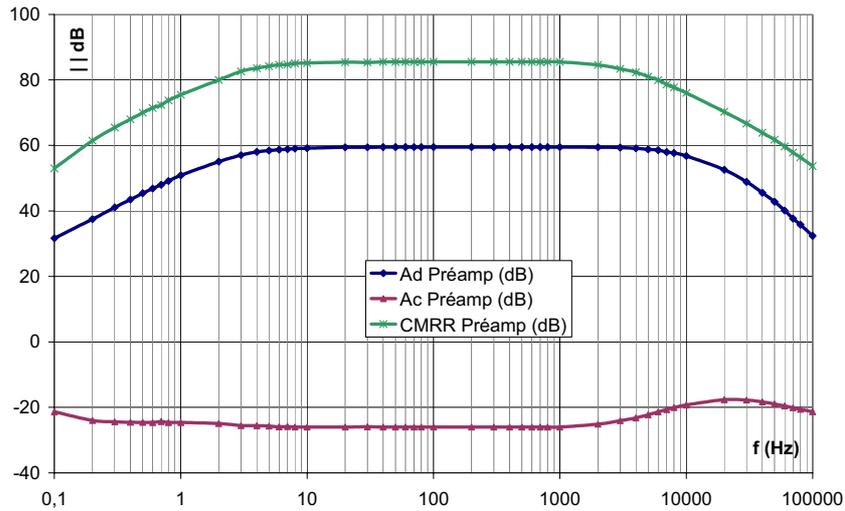


Figure 22 : Courbe de transfert expérimentale du préamplificateur.

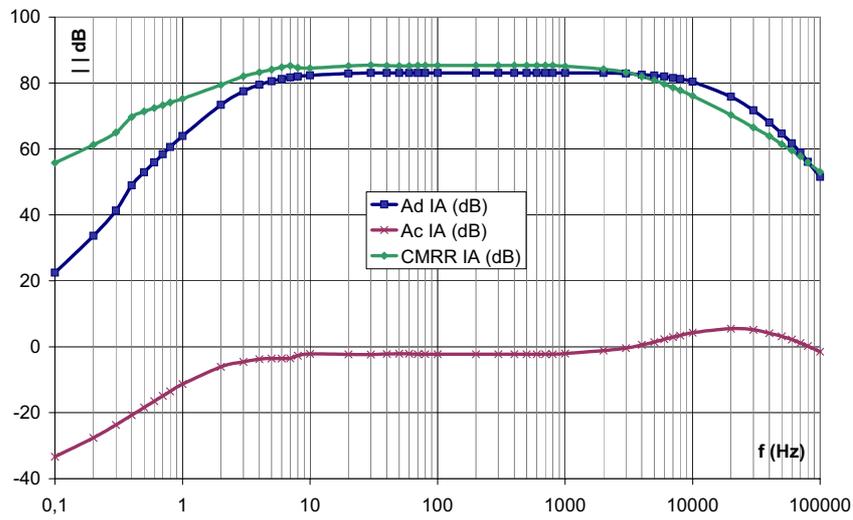


Figure 23 : Courbe de transfert expérimentale de l'amplificateur complet.

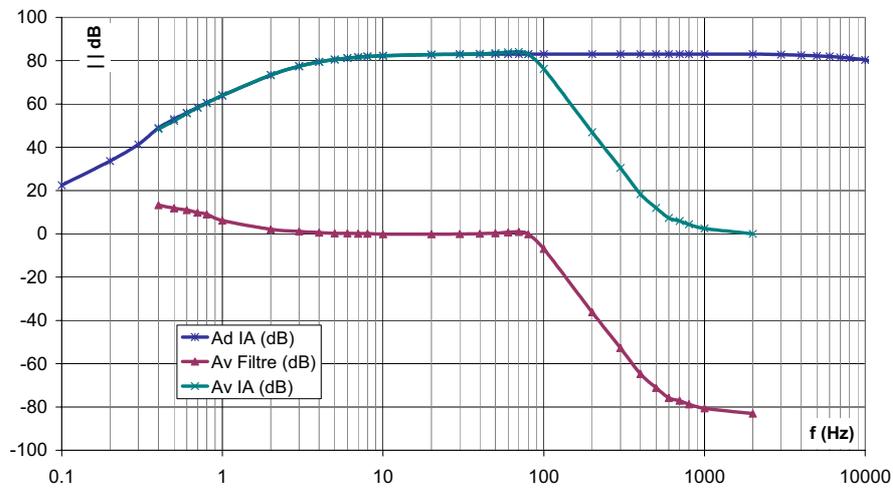


Figure 24 : Courbe de transfert expérimentale du filtre passe-bas et du filtre cascadié à l'amplificateur complet.

Les performances du système sont présentées dans le Tableau 1.

Tableau 1 : Performances du module de recueil.

Paramètre		Performance
Tension d'alimentation	Amplificateur + Filtre	$\pm 6V$
	Convertisseur A/N	+5V
Consommation (IA + Filtre + ADC)		6,76mA
Courant de fuite sur les entrées		400fA
Gain		83,1dB
Rapport de Réjection de Mode Commun		85,3dB
Bande passante		3,6Hz à 90Hz
SNR après conversion analogique numérique (ADC 12Bits)	sans moyennage	-18dB
	256 échantillons	+6,1dB

La Figure 25 présente le signal d'électroencéphalogramme en sortie du filtre actif. La mesure est synchronisée sur le stimulateur en voie 1, mais le signal n'est pas moyenné. Le PE est noyé dans le signal d'EEG.

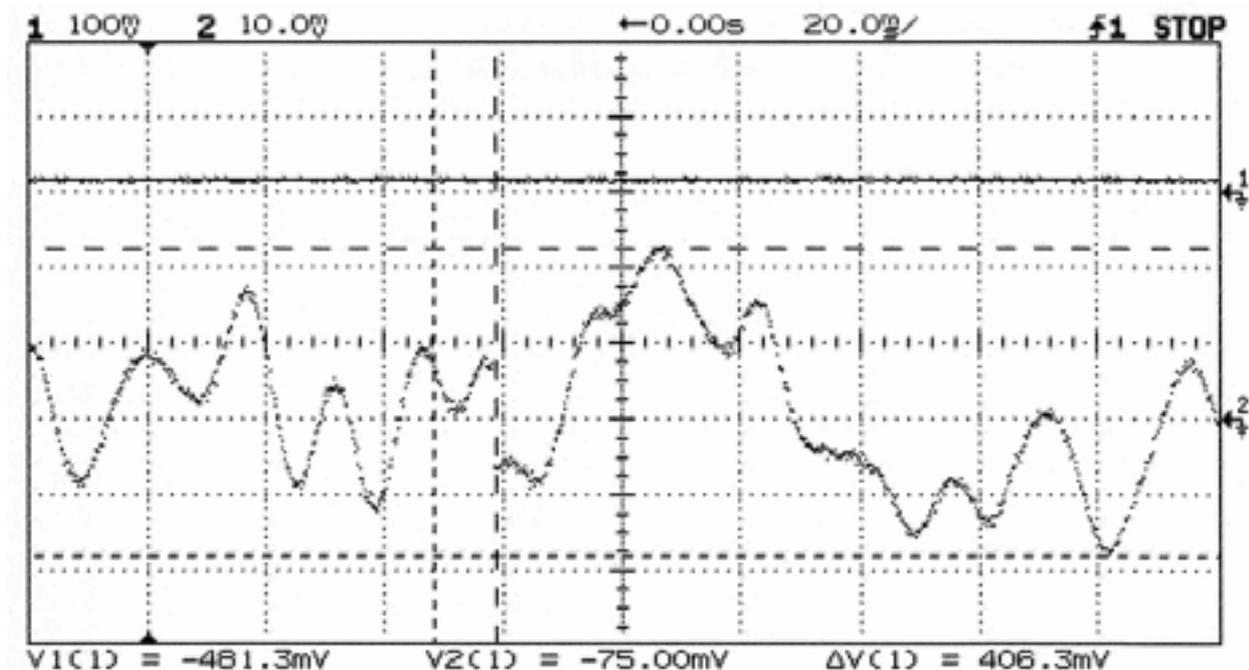


Figure 25 : Signal d'électroencéphalogramme (voie 2) recueilli après filtrage (filtre passe bande 3,6Hz-90Hz), et synchronisé sur la stimulation (voie 1).

La Figure 26 présente le Potentiel Evoqué obtenu par moyennage de 256 échantillons sur un oscilloscope numérique. Pour un spécialiste les latences caractéristiques peuvent ici être déterminées avec précision, mais au prix de 256 stimulations.

La Figure 27 reprend les mêmes signaux, mais la transmission est réalisée par onde radio. Un PES tout aussi correct est ici obtenu après seulement 162 stimulations.

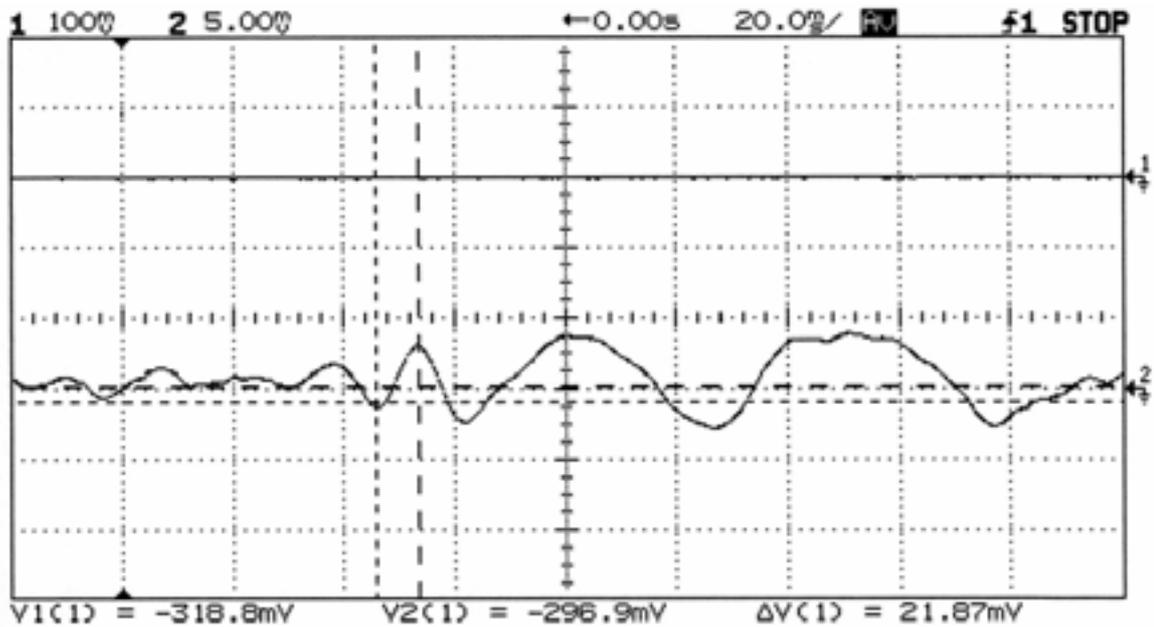


Figure 26 : Potentiel Evoqué Somesthésique (voie 2) après moyennage de 256 échantillons.  
La synchronisation du moyennage est obtenue par le signal de stimulation (voie 1).

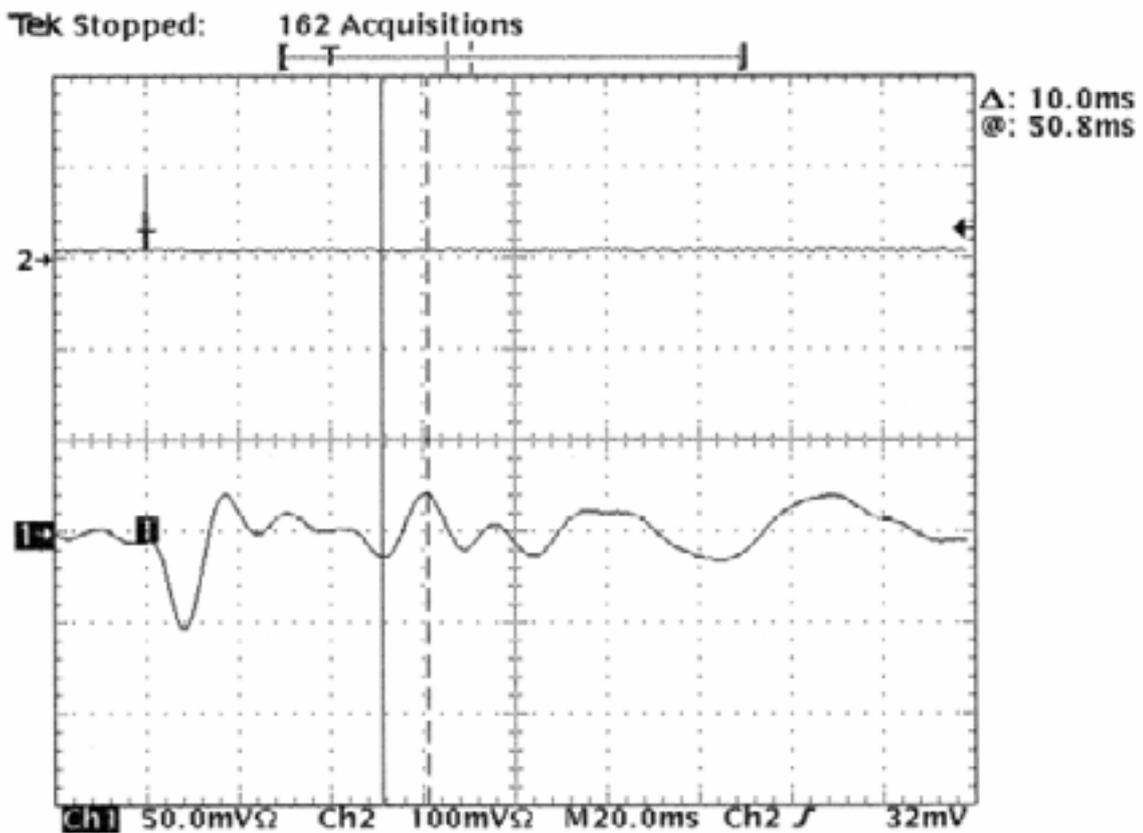


Figure 27 : Potentiel Evoqué Somesthésique (voie 2) après moyennage de 162 échantillons.  
La synchronisation du moyennage est obtenue par le signal de stimulation (voie 1).  
La transmission est ici réalisée par onde radio.

*Remarques.*

*Pour la mesure effectuée en Figure 26, des électrodes cupules Ag-AgCl ont été utilisées. L'artéfact de stimulation est inexistant, contrairement aux mesures réalisées en Figure 27 à l'aide d'électrodes aiguille en acier inox.*

*Comme présenté sur la Figure 2 en Annexe 4, les transistors JFETs 2N4117 ont été utilisés pour réaliser les protections d'entrée de l'amplificateur d'instrumentation. Montés en diodes, ils présentent des courants de fuite beaucoup plus faibles que les diodes classiques que nous avons testées.*

*L'alimentation du module dont le schéma est présenté Annexe 4, Figure 1 est réalisée à partir d'un convertisseur à découpage de type FlyBack qui présente deux sorties symétriques +6,5V et -6,5V.*

## Chapitre III. LE STIMULATEUR NEUROMUSCULAIRE.

III.1. INTRODUCTION: ETAT DE L'ART.....	46
III.2. LES PRINCIPES DE LA STIMULATION.....	46
III.3. ETUDE COMPARATIVE ET CHOIX DE LA TOPOLOGIE. ....	47
III.3.1. Structure 1 : "Forward" à transfert direct d'énergie, à impulsion unique. ....	47
III.3.2. Structure 2 : "Push-Pull" à transfert direct d'énergie, à impulsion découpée à haute fréquence. ....	50
III.3.3. Structure 3 : Stimulateur par décharge de capacité avec recharge d'entretien permanente par convertisseur "Flyback".....	52
III.3.4. Structure 4 : Recherche d'une minimisation de la douleur : stimulateur basé sur un convertisseur DC-AC en pont en H fournissant un train d'impulsions. ....	53
III.4. ETUDE THEORIQUE DETAILLEE DU STIMULATEUR SELECTIONNE. ....	59
III.4.1. Le générateur haute tension. ....	59
III.4.2. Le générateur de courant.....	60
III.5. LES CIRCUITS DE CONTROLE COMMANDE. ....	61
III.5.1. Justification de la méthode de conception.....	61
III.5.2. Description du système. ....	61
III.6. RESULTATS DES TESTS – PERFORMANCES. ....	63

### III.1. Introduction: Etat de l'art.

C'est au 18<sup>e</sup> siècle que la possibilité de contracter le muscle artificiellement a été découverte, mais il faudra attendre le milieu du 20<sup>e</sup> siècle pour voir se développer les premiers systèmes véritablement satisfaisants. La mise au point des premiers stimulateurs cardiaques implantables, à la fin des années 50, suite à l'invention des transistors, a ouvert une nouvelle voie [MANI80]. Les stimulateurs neuromusculaires utilisés à des fins de réhabilitation fonctionnelle pour des patients atteints de paralysie (Stimulateurs Neuromusculaires Fonctionnels) ont permis de faire d'importants progrès, et différentes techniques ont été décrites dans la littérature ([BUCK85], [BERG88], [ALM 89]). L'application aux potentiels évoqués somesthésiques a ainsi bénéficié d'une base solide pour la conception de stimulateurs.

La majorité des stimulateurs disponibles sur le marché il y a quatre ans étaient alimentés sur le secteur. Du fait des risques de fibrillation, un isolement galvanique était inclus dans le circuit de façon à isoler le patient du secteur 50Hz, ce qui a pour effet d'alourdir fortement le boîtier et d'augmenter l'encombrement du stimulateur. Par contre l'intérêt d'une alimentation sur le secteur est de n'avoir aucune contrainte au niveau de la consommation du circuit, ce qui permet l'utilisation de certaines structures classiques de l'électronique de puissance. Ces stimulateurs sont construits autour d'une alimentation à découpage. Les structures à base de convertisseur de type Push-Pull ou fly-back sont les plus courantes. L'énergie est transmise directement sous forme d'une impulsion unique. La recherche de miniaturisation n'étant pas une priorité de par la nécessité de l'isolation galvanique, la taille du transformateur ne constitue pas un réel problème, de même que la consommation des circuits de commande.

Mais avec les progrès dans la technologie des accumulateurs, la plupart des systèmes sont aujourd'hui portables, alimentés par des batteries. Les principaux fabricants de systèmes pour électroencéphalographie et potentiels évoqués que sont Nicolet Viasys, Oxford Instruments, Medtronic et Cadwell proposent de telles solutions dont la taille et le poids ont été fortement réduits par rapport aux précédentes générations de circuits. Ces stimulateurs gardent une liaison filaire avec le poste central pour la commande, à l'exception d'un module totalement indépendant de chez Oxford Instrument.

### III.2. Les principes de la stimulation.

Au repos, les cellules neuronales sont soumises à une différence de potentiel négative (de l'extérieur vers l'intérieur) appelé potentiel de membrane ou potentiel de repos. Il s'explique par un léger excès d'ions négatifs à l'intérieur de la cellule et un excès d'ions positifs à l'extérieur.

L'application d'un stimulus résulte en une modification des propriétés de la paroi cellulaire, notamment une augmentation de sa perméabilité aux ions sodium  $\text{Na}^+$ . L'équilibre est rompu et la quantité d'ions potassium  $\text{K}^+$  quittant la cellule étant inférieure aux ions  $\text{Na}^+$  qui pénètrent il se produit une dépolarisation de la cellule et une inversion de la polarité du potentiel. Après un certain temps, les canaux  $\text{Na}^+$  vont se fermer, permettant un retour à l'état de repos.

Pendant la durée du phénomène, l'application d'un nouveau stimulus n'aura aucun effet.

Si l'amplitude du stimulus est suffisante, la propagation du potentiel sur la fibre nerveuse va engendrer un potentiel d'action. Le potentiel d'action se produit en des zones spécifiques des neurones, riches en ions  $\text{Na}^+$ , les nœuds de Ranvier. De là, le déplacement du potentiel se fait de

façon saltatoire d'un nœud à l'autre, permettant un acheminement rapide du message du pied vers le cerveau, comme présenté Figure 28.

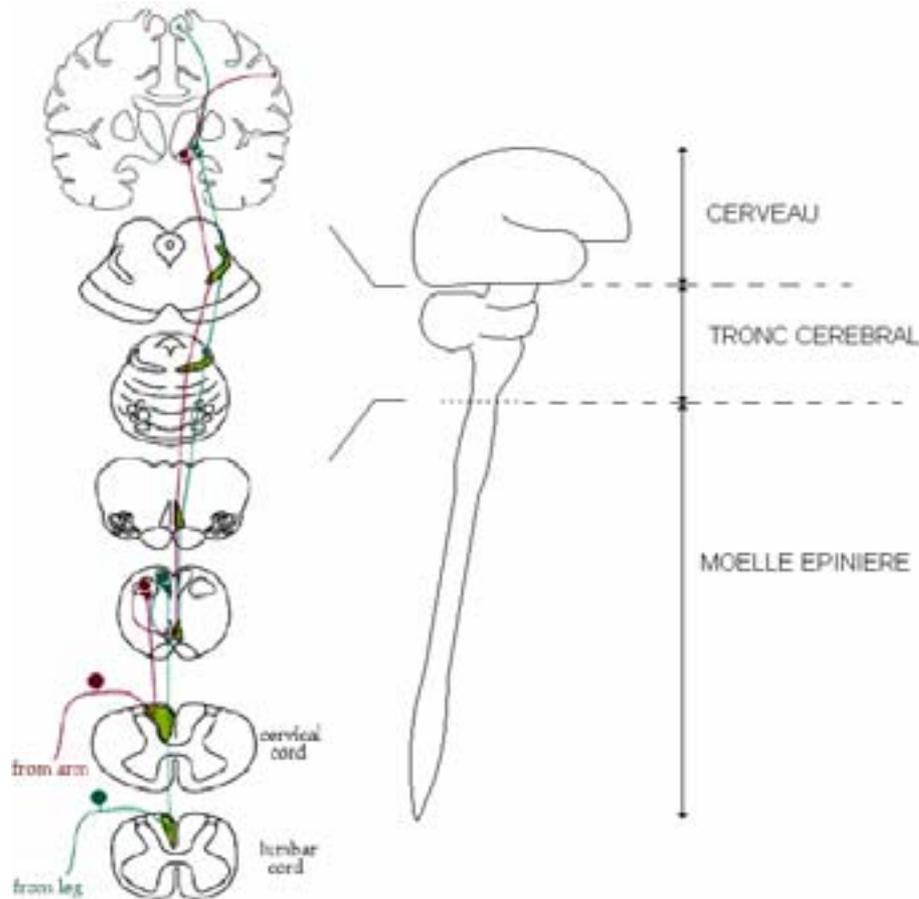


Figure 28 : Schéma simplifié du système nerveux.

La forme du Potentiel évoqué (succession de positivités) résulte de la transmission du potentiel à travers les différentes interfaces. On parle de potentiel de champ lointain.

### III.3. Etude comparative et choix de la topologie.

Dans ce paragraphe, nous présenterons les trois principales structures qui ont été conçues et testées au sein du groupe, ainsi qu'une quatrième solution que nous avons réalisée afin d'étudier différentes formes de stimuli, dans le but de diminuer la sensation de douleur.

#### III.3.1. Structure 1 : "Forward" à transfert direct d'énergie, à impulsion unique.

Ce stimulateur de structure classique a été étudié dans le cadre des projets électroniques à l'ENSEIRB [FARM94]. Il est basé sur la transmission d'une impulsion unique. Le schéma de principe du convertisseur forward est présenté Figure 29. Le but est ici de générer une impulsion de courant unique à la fréquence de stimulation fixée par le module de commande entre 2Hz et 4Hz. La difficulté majeure réside dans la durée relativement importante de l'impulsion, 200 $\mu$ s. L'impédance de la peau pouvant atteindre 15k $\Omega$ , l'amplitude du signal doit pouvoir être réglable entre 0 et 300V de façon à assurer une impulsion en courant pouvant atteindre 20mA.

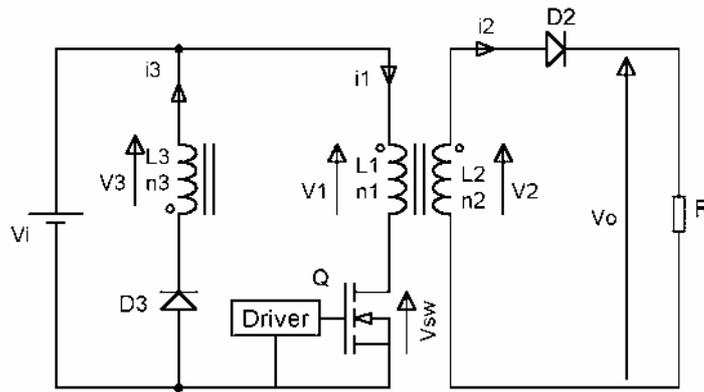


Figure 29 : Schéma de principe du "Forward" à transfert direct d'énergie, à impulsion unique.

Le principe consiste en un transfert de l'énergie du primaire vers le secondaire à travers le transformateur.

Les trois étapes de fonctionnement sont :

- conduction du transistor (Figure 30 a) : le courant circule dans le primaire et croît linéairement, induisant un flux dans le circuit magnétique.  $V_3 = - V_1$ ,  $D_3$  est bloquée.  $V_2 = n V_1$ , où  $n$  est le rapport de transformation,  $n = n_2/n_1$ . Lorsque le seuil de conduction est atteint, la diode  $D_2$  devient passante et l'impulsion est transmise :  $V_o = V_2 = n V_1$ .
- blocage du transistor (Figure 30 b) : le courant  $i_1$  cesse de circuler, mais la continuité du flux dans le circuit magnétique implique un transfert de l'énergie dans  $L_3$ .  $D_3$  devient conductrice,  $V_3 = V_i$ , le flux dans le circuit magnétique décroît jusqu'à s'annuler. Pendant cette phase :  $V_2 = - n V_1$ , la diode  $D_2$  se bloque.
- lorsque le courant  $i_3$  s'annule (Figure 30 d),  $D_3$  se bloque à son tour. Tous les courants sont alors nuls, le flux s'annule dans le circuit magnétique et  $V_o = V_1 = V_2 = V_3 = 0$ . Le circuit retrouve l'état de repos qui est aussi l'état d'origine.

$L_3$  constitue un enroulement de démagnétisation S'il n'était pas présent, le circuit magnétique saturerait et l'impulsion ne serait pas transmise.

Les résultats des tests de ce module sont présentés en Annexe 2.

L'intérêt principal de cette structure est l'isolement du patient vis à vis des courants de fuite continus (isolation galvanique). Par ailleurs, en cas de défaillance de la logique de contrôle, si le transistor reste conducteur, le circuit magnétique sature. Le circuit présente donc une auto limitation et est donc auto protégé, ce qui est nécessaire pour une application en milieu hospitalier. Par contre le principal problème est l'encombrement et le poids du transformateur nécessaire pour atteindre les performances souhaitées (durée d'impulsion relativement longue).

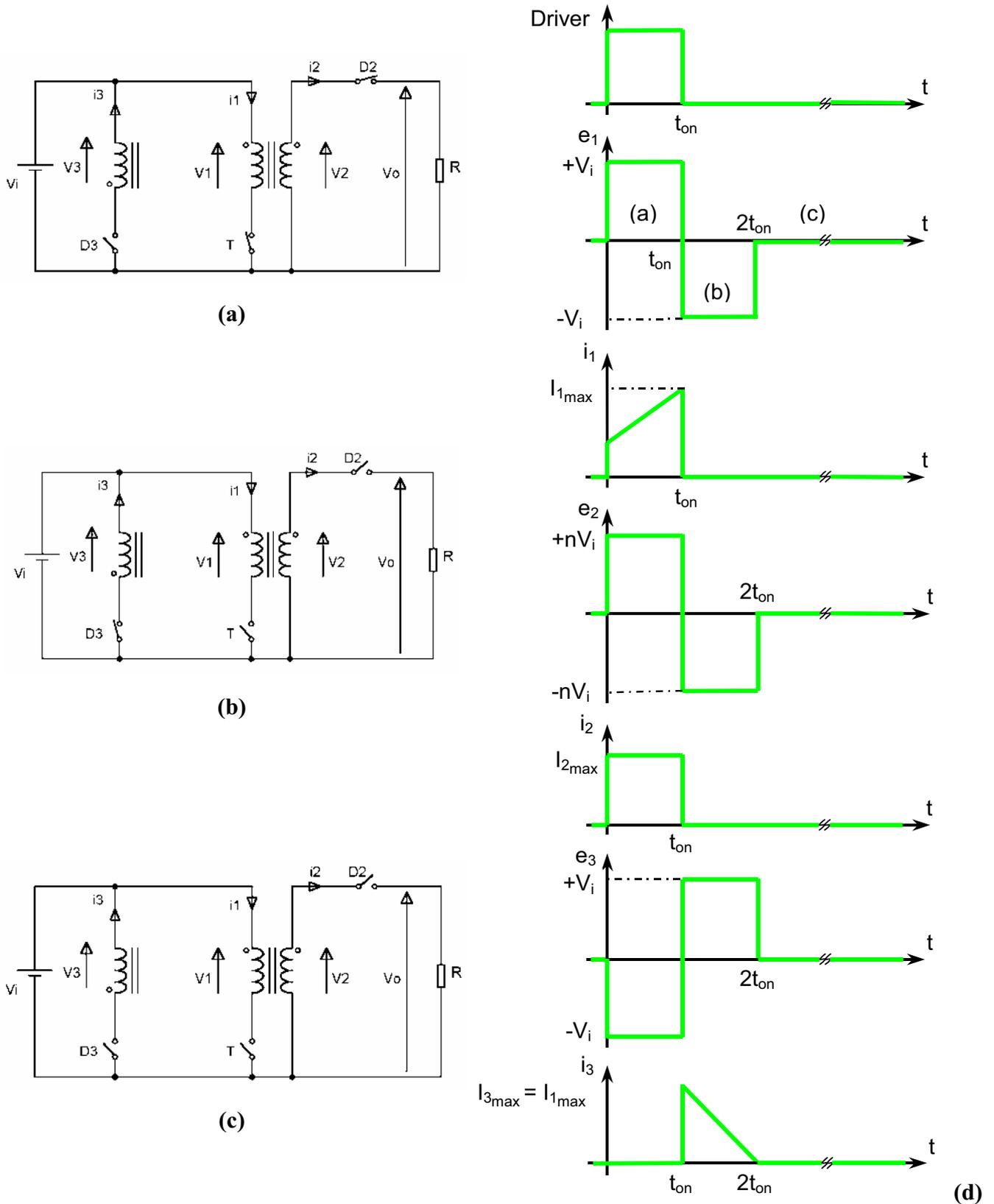


Figure 30 : Schéma équivalent du convertisseur "Forward" : (a) pendant la première phase : transfert d'énergie, (b) pendant la deuxième phase : démagnétisation du circuit, (c) pendant la troisième phase : état de repos et (d) chronogrammes correspondants.

III.3.2. Structure 2 : "Push-Pull" à transfert direct d'énergie, à impulsion découpée à haute fréquence.

L'idée est ici de transmettre l'énergie en direct, mais à la différence de la structure précédente, l'impulsion de stimulation est composée d'une succession d'impulsions de très courte durée, afin de minimiser le courant magnétisant dans le circuit électrique primaire. Le stimulateur est basé sur un convertisseur Push-Pull alimenté à courant constant. Le schéma de principe est présenté Figure 31.

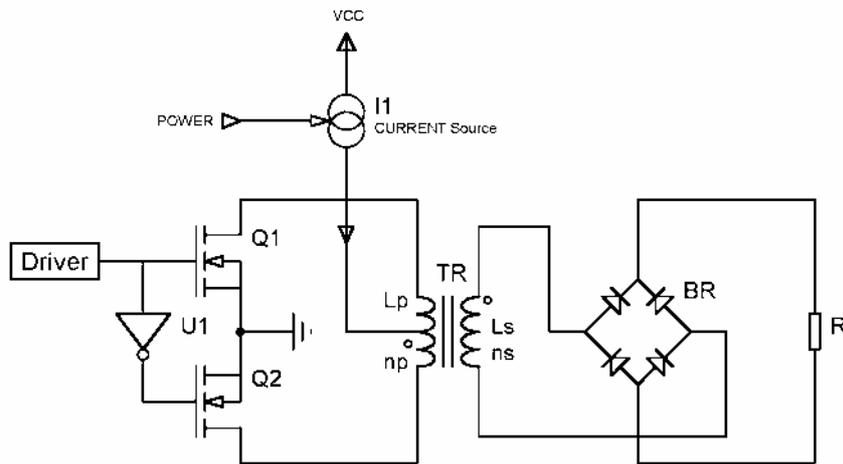


Figure 31 : Schéma de principe du stimulateur à structure "Push-Pull" à transfert direct d'énergie, à impulsion découpée à haute fréquence.

Afin d'obtenir en sortie un courant continu, il est nécessaire de réaliser un redressement double alternance au secondaire du transformateur, d'où l'utilisation d'un pont de diodes rapides.

Les transistors MOSFETs sont commandés par des signaux complémentaires dont la fréquence est la fréquence de découpage du convertisseur. Pendant la première phase, demi période positive,  $Q_1$  est conducteur et  $Q_2$  est bloqué. Le courant au primaire est  $i(t) = +I_1$ . Le schéma équivalent du circuit est alors celui de la Figure 32 a. Pendant la deuxième phase, demi période négative,  $Q_2$  est conducteur et  $Q_1$  est bloqué. Le schéma équivalent du circuit est alors celui de la Figure 32 b. Le courant au primaire est alors  $i(t) = -I_1$ .

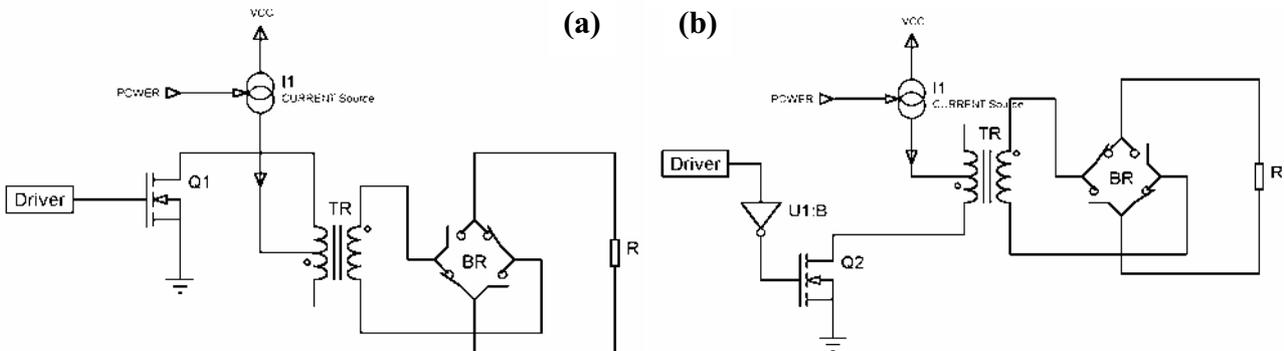


Figure 32 : Schémas équivalent du "Push-Pull" à transfert direct d'énergie, (a) pendant la première phase ( $i(t) = +I_1$ ), (b) pendant la deuxième phase ( $i(t) = -I_1$ ).

Pour chaque phase, le courant croît linéairement dans l'enroulement primaire, résultant en une variation de flux qui se traduit par une tension au secondaire du transformateur qui lorsqu'elle dépasse le seuil de conduction des diodes ( $2.V_D$ ) permet le passage d'un courant dans la charge. Le courant au secondaire est l'image du courant primaire. Aussi, parmi les contraintes de réalisation, l'amplitude  $\Delta I_m$  du courant doit être minimisée de façon à obtenir en sortie une ondulation suffisamment faible.

Le chronogramme des principaux courants est donné Figure 33.

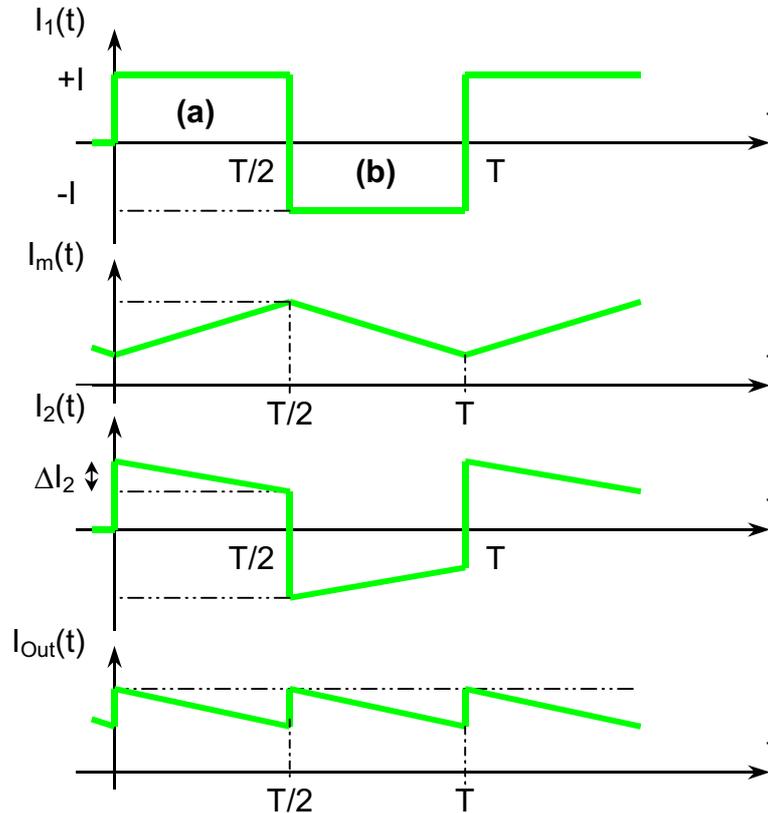


Figure 33 : Chronogramme des différents courants pendant les 2 phases de conduction du convertisseur Push-Pull.

Les résultats des tests de ce module sont présentés en Annexe 2. L'ondulation résiduelle en sortie est relativement élevée, mais du fait de la fréquence de découpage, le muscle qui se comporte comme un filtre passe bas, dont la fréquence de coupure est très inférieure, ne voit pas ces variations. Les performances de ce stimulateur sont tout à fait acceptables. Le fonctionnement en mode courant du transformateur a permis une réduction importante de la taille du circuit magnétique nécessaire par rapport à la première version (noyau EFD25, ferrites 3F3 de chez Philips). Par contre le circuit ne s'auto-limite pas, ce qui pose un problème de sécurité pour la protection du patient en cas de défaillance de la logique de contrôle.

Remarque :

*Le générateur de courant est identique à celui utilisé dans la version finale, aussi il ne sera décrit qu'au paragraphe III.4.2.*

*Une étude détaillée de ce circuit a été présentée au SEI99 de Fès, Maroc [BENB99].*

III.3.3. Structure 3 : Stimulateur par décharge de capacité avec recharge d'entretien permanente par convertisseur "Flyback".

Ce stimulateur repose sur une structure à convertisseur Flyback. Contrairement aux deux précédents stimulateurs, l'idée est ici non pas de générer directement une impulsion unique, mais de transférer la charge nécessaire dans une capacité réservoir pendant l'intervalle de temps entre deux stimulations. En effet le rapport cyclique, rapport de la durée de l'impulsion sur la période du signal de stimulation, est très faible. Si la quantité totale d'énergie à transmettre reste identique, la transmission de petites quantités d'énergie à chaque commutation va permettre de réduire le courant magnétisant, et on peut espérer ainsi un gain en taille du transformateur.

Le schéma de principe est donné Figure 34.

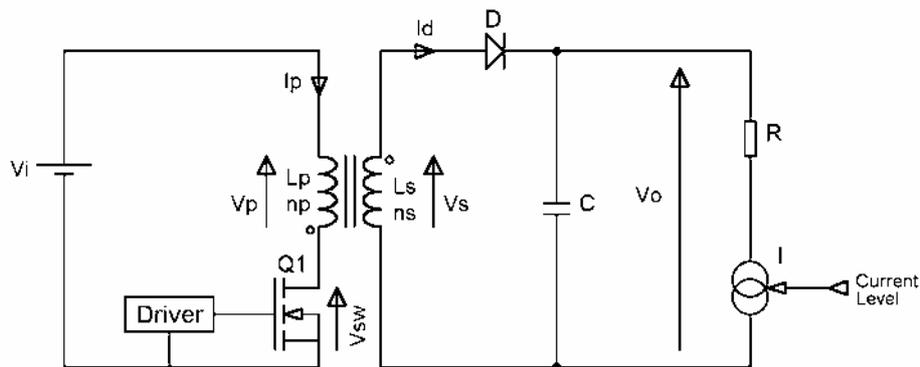


Figure 34 : Schéma de principe du stimulateur par décharge de capacité avec recharge d'entretien permanente par convertisseur "Flyback".

Le convertisseur Flyback classique comporte 2 phases, une phase transitoire de démarrage suivie d'une phase de fin de charge et d'entretien de la charge de la capacité de sortie. Dans le cas du convertisseur Flyback haute tension, ces deux phases existent mais font partie du transitoire de démarrage. En effet lorsque la tension de sortie atteint un certain niveau, la capacité répartie de l'enroulement secondaire n'est plus négligeable, et constitue avec la self inductance du secondaire un circuit résonnant parallèle pour le passage du courant. L'étude complète de ce circuit sera réalisée en annexe 2.

Ce circuit présente plusieurs avantages. Tout d'abord le stockage de l'énergie permet de réduire considérablement le courant magnétisant. Il en résulte la possibilité d'utiliser un circuit magnétique de petites dimensions et relativement léger, ce qui est plus adapté pour un système porté. Tout comme le stimulateur basé sur un convertisseur Forward, ce circuit présente une auto limitation. En effet si la logique commandait la génération d'une impulsion de durée infinie ou une succession rapide d'impulsions, la quantité d'énergie dans la capacité de sortie étant finie, la tension de sortie décroîtrait rapidement pour s'annuler. Ce système est donc tout à fait adapté pour cette application. Il est aussi possible d'obtenir une sortie complètement isolée de l'entrée par l'utilisation d'optocoupleurs pour la rétroaction. C'est donc cette structure qui a été retenue pour le générateur d'impulsions.

III.3.4. Structure 4 : Recherche d'une minimisation de la douleur : stimulateur basé sur un convertisseur DC-AC en pont en H fournissant un train d'impulsions.

Les stimulateurs neuromusculaires fonctionnels sont largement décrits dans la littérature depuis les années 60. Les niveaux électriques nécessaires pour générer le mouvement d'un membre paralysé en partie ("Drop Foot") ou totalement, dans le cas de stimulateurs externes, sont assez élevés. De ce fait la sensation de douleur est réelle, et des recherches ont été menées afin de trouver des structures et des solutions pour limiter ces effets. Différentes formes d'ondes ont été testées, notamment des impulsions présentant des fronts en exponentielle et des impulsions ou trains d'impulsions symétriques. La dernière solution semble la plus efficace dans les applications cutanées.

La stimulation pour potentiels évoqués ne nécessite pas des niveaux aussi élevés, puisqu'on recherche seulement à dépasser le seuil moteur. Mais la notion de douleur est très relative, et si pour la plupart des gens la stimulation n'est pas décrite comme douloureuse, pour d'autres la sensation sera désagréable voire réellement douloureuse. Aussi nous avons souhaité tester l'apport d'un signal symétrique dans la stimulation.

Pour cela deux circuits ont été réalisés. Les schémas de principe sont présentés Figure 35 et Figure 36. Ils se composent d'un générateur haute tension basé sur un convertisseur Flyback décrit au paragraphe III.3.3, d'un convertisseur DC-AC en pont en H qui réalise le découpage de la haute tension continue et d'un générateur de courant qui sera décrit au paragraphe III.4.2.

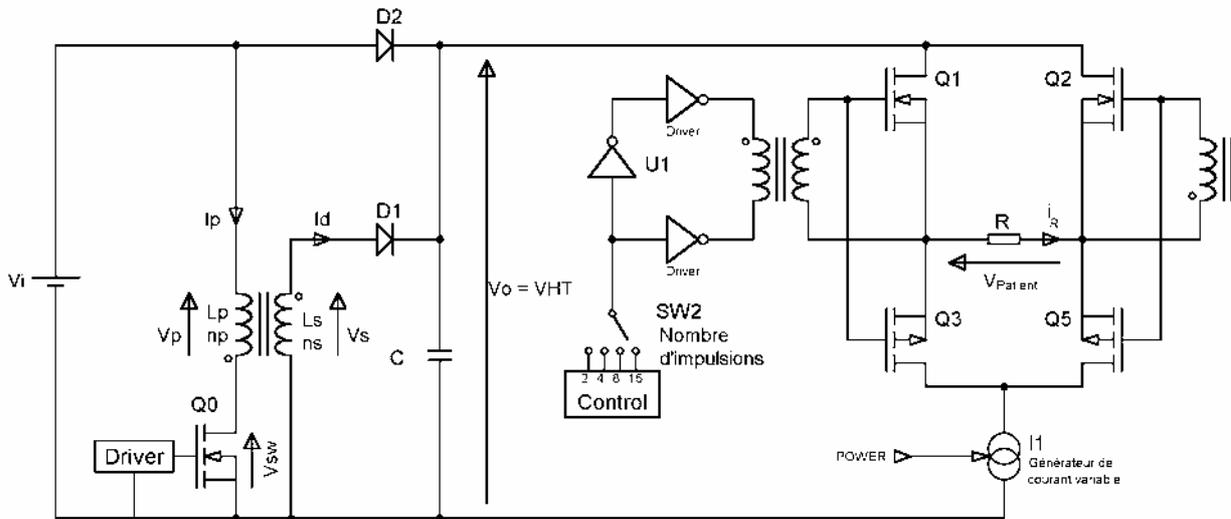


Figure 35 : Schéma de principe du premier stimulateur basé sur un convertisseur DC-AC en pont en H avec commande isolée par transformateur, fournissant des impulsions bipolaires.

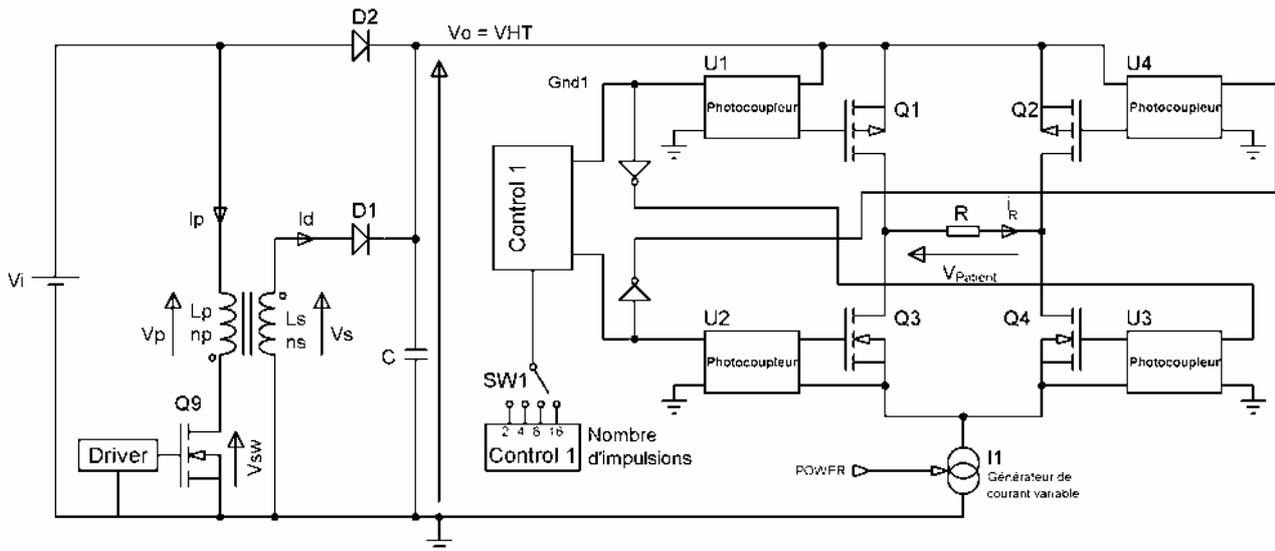


Figure 36 : Schéma de principe du second stimulateur basé sur un convertisseur DC-AC en pont en H avec commande isolée par optocoupleurs, fournissant des trains d'impulsions bipolaires.

III.3.4.1. Principe du découpage : le pont en H.

Dans les deux cas, le principe du découpage est identique. Les paires de transistors (Q1, Q4) et (Q2, Q3) sont rendues successivement conductrices. Le schéma équivalent du circuit pendant chaque phase est présenté Figure 37.

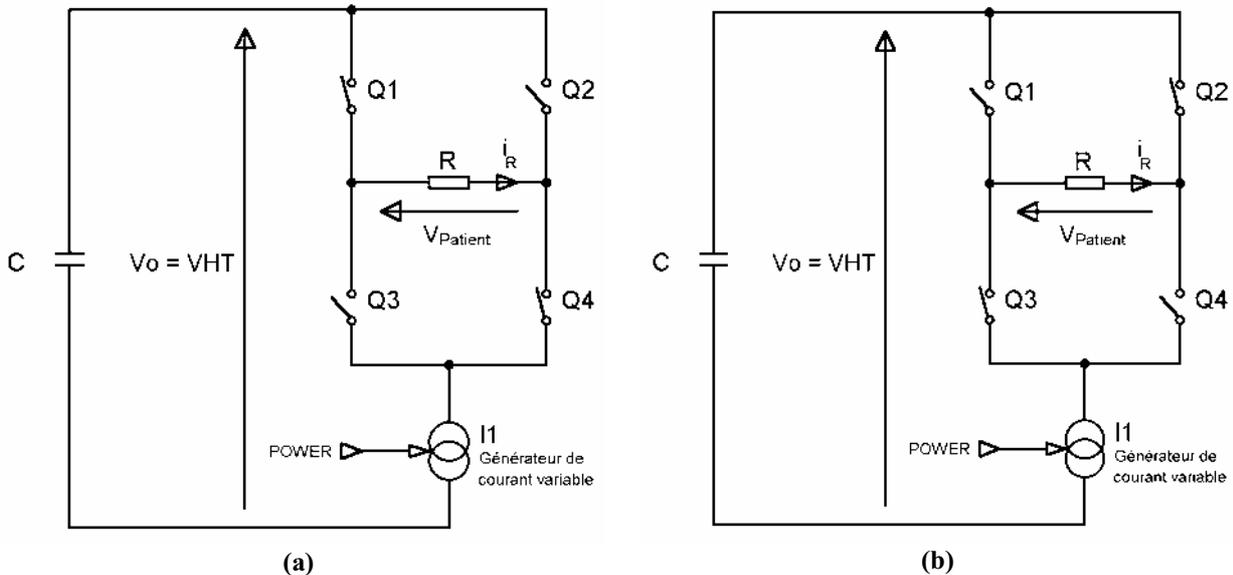


Figure 37 : Schémas équivalents du circuit de découpage de la tension haute fréquence, pendant la phase 1, (a), la tension est positive, pendant la phase 2, (b), la tension est négative et le courant inversé.

Dans une première phase, Q1 et Q4 sont rendus conducteurs alors que Q2 et Q3 sont bloqués. La tension  $V_{patient}$  est positive, le courant  $i_R$  circule comme indiqué Figure 37 (a). Dans la seconde phase, la commande des transistors est inversée. Q1 et Q4 se bloquent et Q2 et Q3 sont conducteurs. Il y a donc inversion du sens de passage du courant  $i_R$  ( $i_R$  devient négatif) et la tension  $V_{patient}$  aux bornes des électrodes devient négative.

Le chronogramme des principaux signaux est présenté Figure 38.

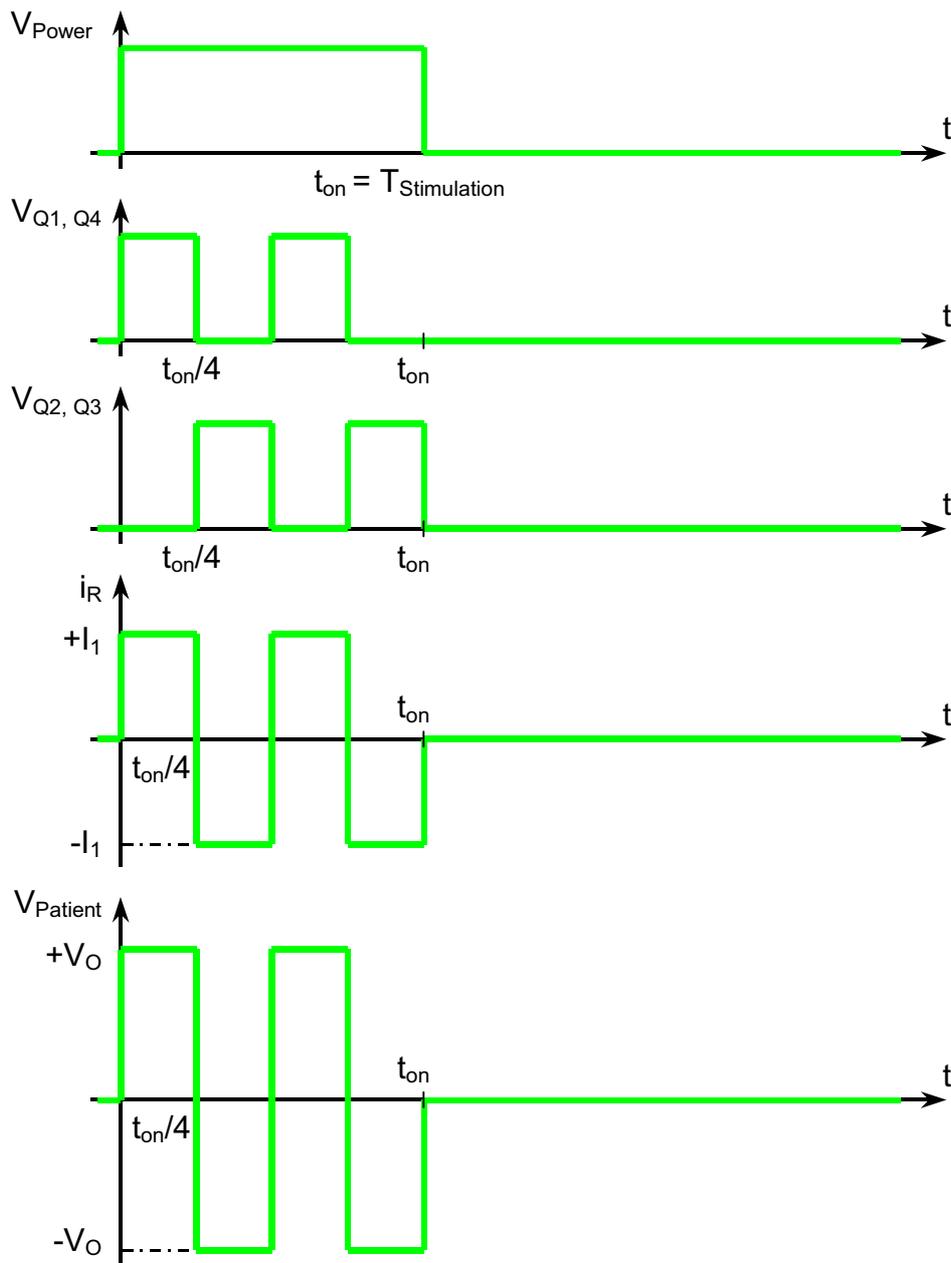


Figure 38 : Chronogramme des principaux signaux du stimulateur à sortie haute tension découplée.

#### III.3.4.2. Commande du découpage par transformateur.

Le schéma de la commande est présenté Figure 39. La commande logique des circuits drivers de MOSFETs est complémentaire. Le schéma équivalent des drivers est une paire de transistors MOSFETs canal N et P montés en inverseur. Ainsi lorsque Q5 est conducteur, Q6 est bloqué.

Le transformateur a été bobiné deux fils en main pour les secondaires qui sont connectés de façon inverse. La relation sur les tensions est donc  $v_{S1} = -v_{S2} = n.v_P$ , où  $n$  est le rapport de transformation du transformateur.

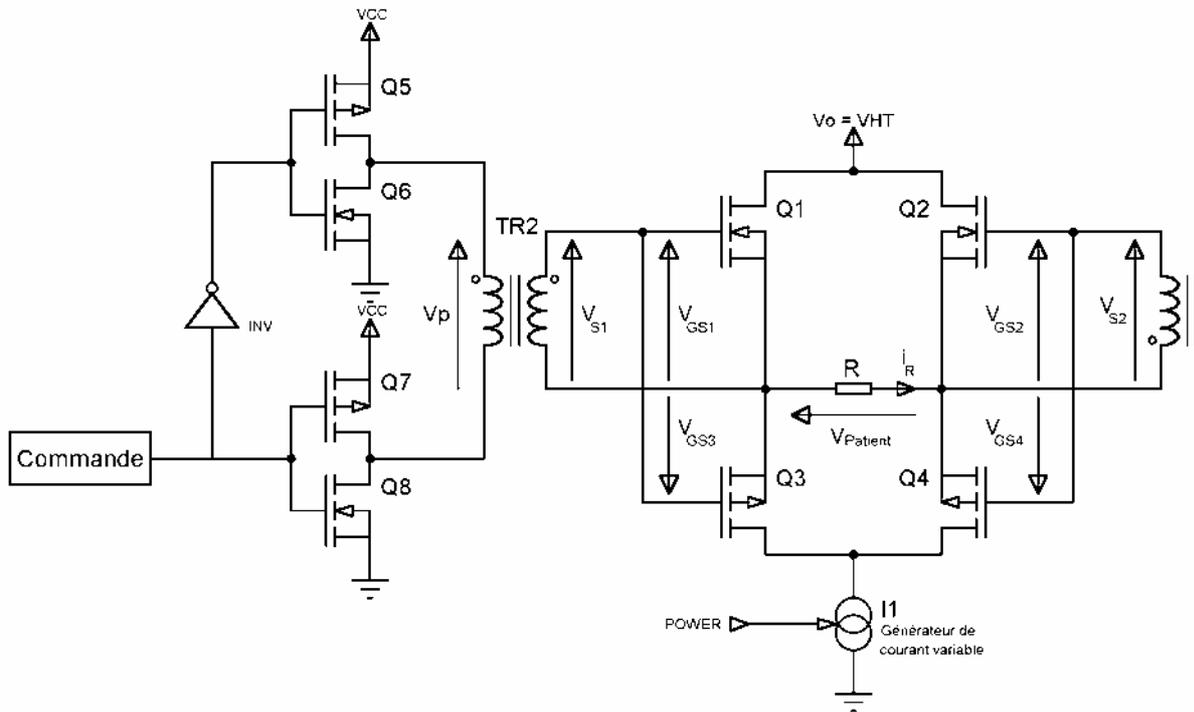


Figure 39 : Schéma de commande du pont en H par transformateur.

Ainsi lorsque la commande est au niveau logique "1",  $V_{GS5} = -V_{cc}$ ,  $V_{GS6} = V_{GS7} = 0$  et  $V_{GS8} = V_{cc}$ , donc Q5 et Q8 sont conducteurs alors que Q6 et Q7 sont bloqués.  $V_p$  est alors positif, donc  $V_{S1}$  est positif et  $V_{S2}$  est négatif. Le schéma équivalent pendant cette phase est présenté Figure 40 (a).

De la même façon, lorsque la commande est au niveau logique "0",  $V_{GS5} = 0$ ,  $V_{GS6} = |V_{GS7}| = V_{cc}$  et  $V_{GS8} = 0$ , Q5 et Q8 sont bloqués alors que Q6 et Q7 sont conducteurs.  $V_p$  est alors négatif, donc  $V_{S1}$  est négatif. Le schéma équivalent pendant cette phase est présenté Figure 40 (b).

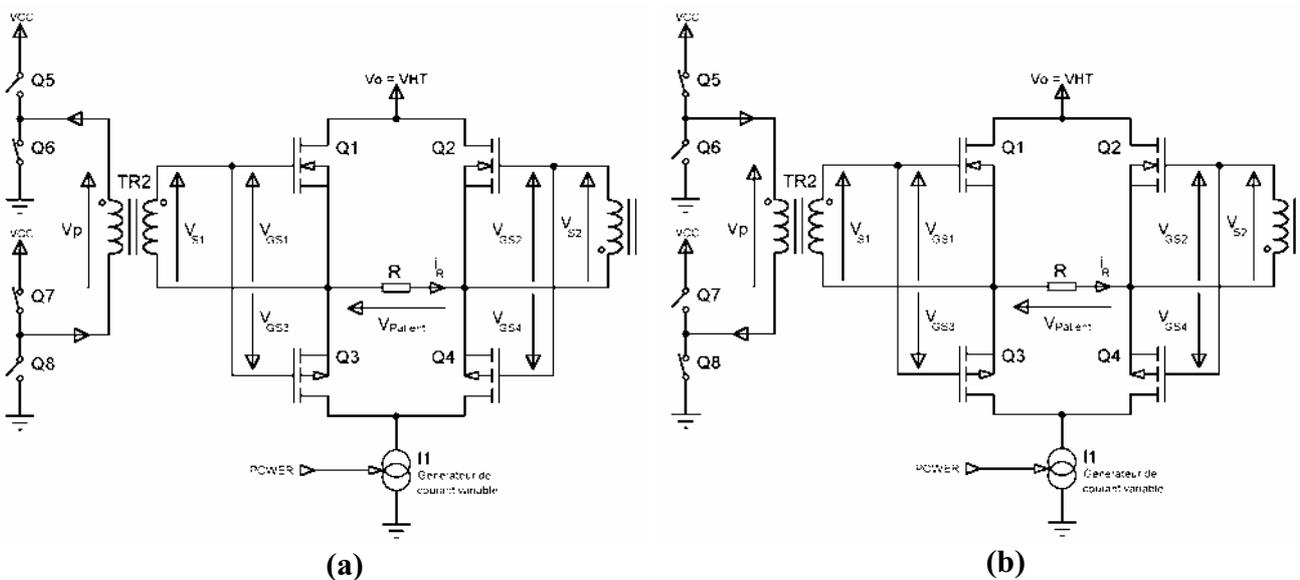


Figure 40 : Schéma équivalent de la commande par transformateur pendant les deux phases de fonctionnement.

III.3.4.3. Commande du découpage par optocoupleurs.

Le schéma complet de la commande du découpage de la haute tension par optocoupleurs est présenté Figure 41. Cette solution nécessite des circuits d'alimentation différents pour les optocoupleurs qui commandent les transistors PMOS Q1 et Q2 et NMOS Q3 et Q4. Ils sont ici réalisés avec un convertisseur Flyback comportant deux sorties identiques mais isolées ( $n_{S1} = n_{S2}$ , donc  $V_{S1} = V_{S2} = -n_2 V_{P1}$  avec  $n_2$  le rapport de transformation). La fonction de transfert des optocoupleurs est une complémentation logique, l'application d'un niveau logique "0" en entrée se traduit par un niveau logique "1" en sortie, soit  $V_{out} = V_{cc}$ .

Si  $V_{i1} = V_{CC}$  et  $V_{i2} = 0V$ , alors  $V_{O1} = V_{O3} = 0V$  et  $V_{O2} = V_{O4} = V_{CC}$ . Donc  $V_{GS1} = -V_{CC}$ ,  $V_{GS2} = 0V$ ,  $V_{GS3} = 0V$  et  $V_{GS4} = +V_{CC}$ , ce qui correspond à Q1 et Q4 conducteurs et Q2 et Q3 bloqués. La tension aux bornes des électrodes,  $V_{Patient}$  est positive et le courant circule comme indiqué sur la Figure 41.

Lorsque les tensions de commande  $V_{i1}$  et  $V_{i2}$  sont inversées, Q1 et Q4 se bloquent et Q2 et Q3 deviennent conducteurs. Le sens de passage du courant dans le circuit s'inverse, la tension  $V_{Patient}$  devient négative.

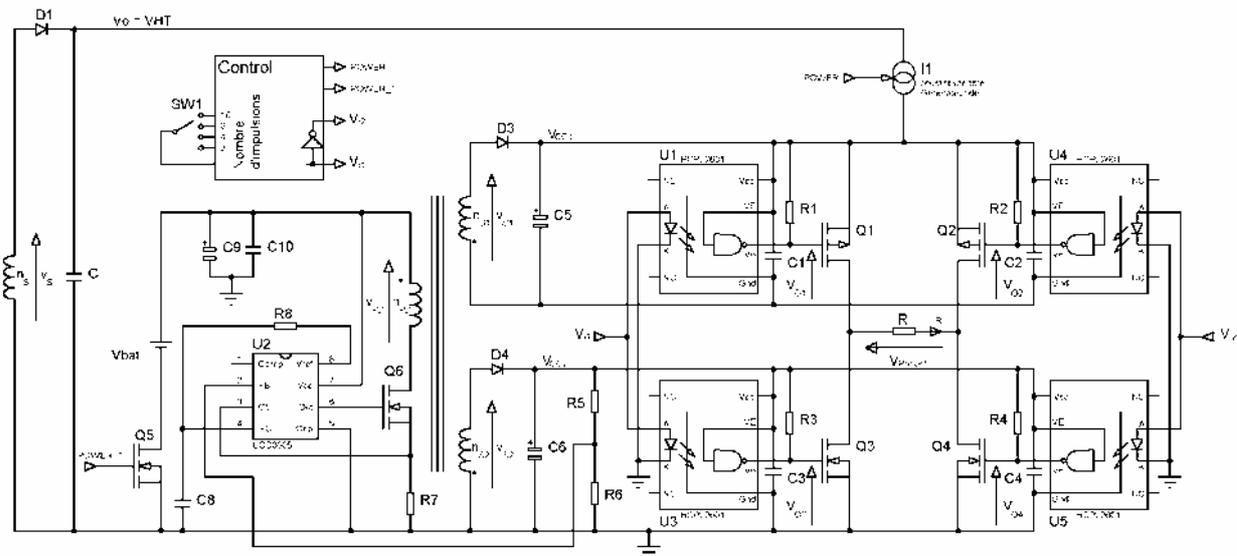


Figure 41 : Schéma complet de la commande du découpage de la haute tension par optocoupleurs.

Les chronogrammes détaillés de la commande du pont en H par les optocoupleurs sont présentés Figure 42.

Les résultats obtenus avec les deux structures sont présentés en Annexe 2. Avec ces structures, il est à noter que le niveau du courant pour atteindre le seuil moteur du nerf a du être augmenté. Les tests que nous avons réalisés n'ont pas montré en laboratoire de réelle amélioration quant à la sensation de douleur. Les niveaux de courant utilisés pour la stimulation sont ici inférieurs d'un facteur 10 à 20 par rapport aux niveaux nécessaire à la stimulation électrique fonctionnelle externe (FES) pour laquelle des signaux symétriques ou exponentiels sont utilisés. Comme nous l'avons déjà souligné la douleur est un paramètre subjectif, l'appréhension de l'application de

signaux électriques sur la peau générant un mouvement incontrôlé peut en être la cause. La détermination de l'intérêt réel de telles structures nécessitera des tests sur un nombre important de patients.

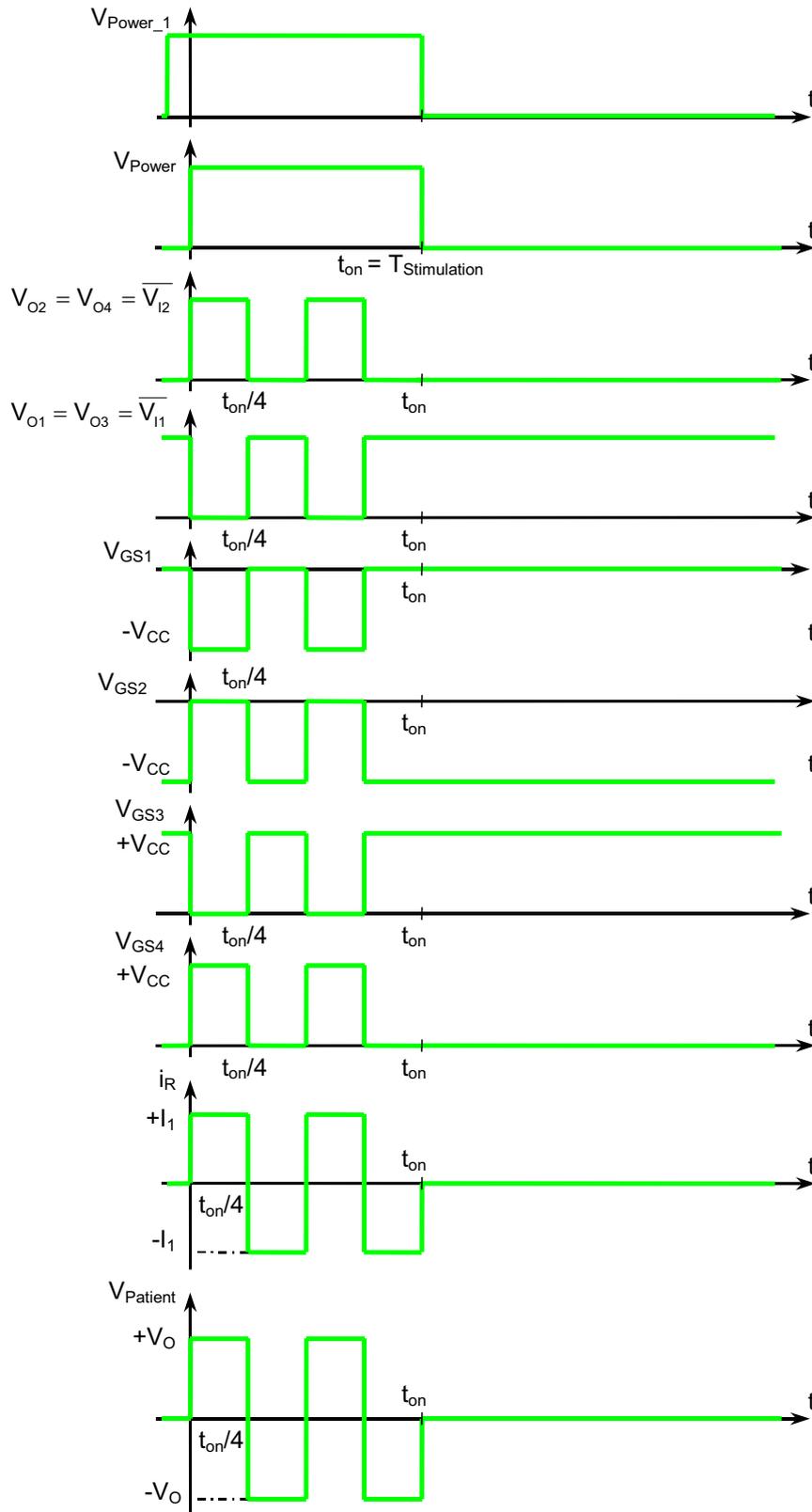


Figure 42 : Chronogrammes du découpage de la haute tension par pont en H commandé par optocoupleurs.

### III.4. Etude théorique détaillée du stimulateur sélectionné.

#### III.4.1. Le générateur haute tension.

Le générateur haute tension que nous avons retenu est basé sur une structure à convertisseur Flyback. Comme nous l'avons vu, les principaux avantages de cette structure sont la possibilité de réaliser une alimentation isolée et surtout une réduction de la taille du circuit magnétique nécessaire. Le schéma simplifié du stimulateur est présenté Figure 43.

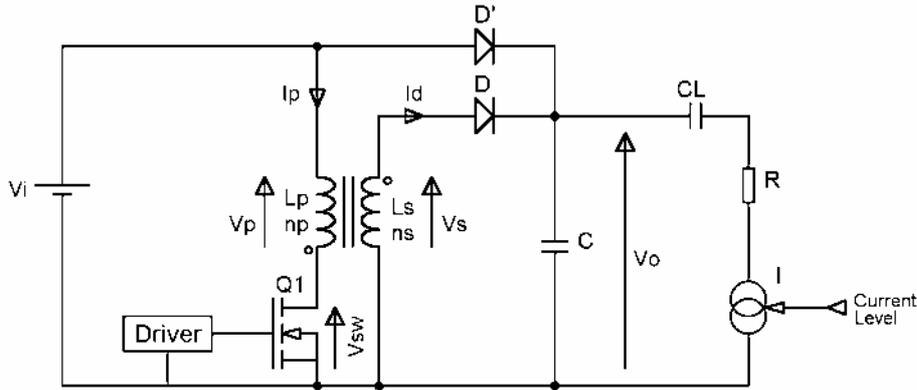


Figure 43 : Schéma simplifié du stimulateur par décharge de capacité avec recharge d'entretien permanente par convertisseur "Flyback".

Le transitoire de démarrage du convertisseur Flyback haute tension comprend 3 phases distinctes.

##### III.4.1.1. Phase 1 : début du transitoire de démarrage du stimulateur.

Au tout début du transitoire, la capacité  $C$  de sortie n'est pas chargée. Tout se passe pendant les premières périodes comme si le secondaire était en court-circuit. Cette phase se caractérise par un mode de conduction continu : au début de chaque cycle, le courant primaire n'est pas nul et augmente de période en période, avec pour conséquence la nécessité de prévoir une protection par limitation du courant pic au primaire.

##### III.4.1.2. Phase 2 : seconde partie du transitoire.

Lorsque la tension de sortie atteint une valeur suffisante, le mode de conduction devient discontinu. C'est un fonctionnement identique au régime établi normal du convertisseur Flyback en mode discontinu décrit Annexe 2, paragraphe 4. Cette phase se caractérise par :

- des formes de courant triangulaires
- un courant pic au primaire naturellement limité à  $\frac{V_p}{L_p} t_{on}$ . Ainsi la limitation en courant nécessaire pour la première phase n'intervient plus dans cette deuxième phase.

##### III.4.1.3. Phase 3 : fin du transitoire de démarrage.

Lorsque la tension de sortie s'approche de sa valeur finale, l'effet de la capacité répartie  $C_R$  de l'enroulement secondaire n'est plus négligeable.  $C_R$  forme avec la self inductance du secondaire un circuit résonnant parallèle. Les transitoires sont alors régis

par des équations différentielles du second ordre. Les formes d'ondes résultantes sont des arches de sinusoïdes. L'étude théorique détaillée de la phase de Flyback en mode résonnant est décrite en Annexe 3. Cette étude permet de déterminer la tension de sortie maximale que peut générer le convertisseur Flyback Haute Tension :

$$V_{out_{max}} = \frac{n_s}{n_p} V_i \frac{t_{on}}{\sqrt{L_s \cdot C_R}}$$

La diode D' est une diode de préchargement. Du fait du fonctionnement en mode continu du convertisseur pendant les premiers cycles, seule une partie de l'énergie emmagasinée dans l'inductance primaire  $L_P$  est transférée dans la capacité C. Tant que l'erreur sur la tension de sortie est trop élevée, le convertisseur reste dans ce mode de fonctionnement. La présence de D' permet le préchargement de la capacité de sortie C dès la mise sous tension du montage. Il en résulte un passage accéléré en mode discontinu et une diminution du stress sur les composants.

#### III.4.2. Le générateur de courant.

Pour assurer un courant de sortie constant quelles que soient les variations de l'impédance de la charge, le générateur de courant est réalisé au moyen du système d'asservissement de courant représenté sur le schéma de la Figure 44. Dans ce schéma, le capteur de courant est constitué par la résistance shunt  $R_6$ , et la tension de consigne par la tension ajustable  $V_{ref}$ . L'erreur entre la tension de consigne et la tension aux bornes du shunt est amplifiée par l'amplificateur opérationnel (d'erreur) U1. La sortie de l'amplificateur d'erreur commande ensuite un amplificateur de puissance constitué par un transistor NMOS dont le courant de drain est contrôlé par la tension appliqué sur la grille.

Cet asservissement apporte à la fois une plus grande stabilité sur la valeur du courant ajustée et augmente l'impédance de sortie du générateur de courant.

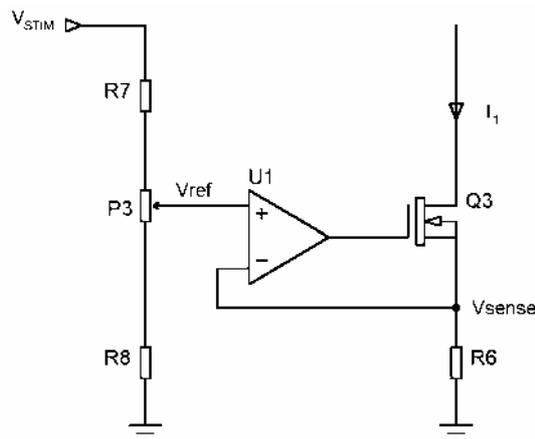


Figure 44 : Schéma du générateur de courant stabilisé.

Le courant de sortie est donné par l'équation suivante

$$I_1 = V_{stim} \cdot \frac{R_8 + k \cdot P_3}{R_6 (R_7 + R_8 + P_3)}$$

où  $V_{stim}$  est la commande logique issue du circuit de commande et k est le facteur multiplicatif du potentiomètre P3, avec  $0 \leq k \leq 1$ .

Le courant doit pouvoir être réglé entre 5 et 25 mA. Ces seuils sont fixés par les positions extrêmes du potentiomètre  $P_3$  et les résistances  $R_7$  et  $R_8$  par le système d'équations :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{\text{ref}_{\text{min}}} = R_6 \cdot I_{\text{1min}} = V_{\text{Stim}} \frac{R_8}{R_7 + R_8 + P_3} \\ V_{\text{Ref}_{\text{Max}}} = R_6 \cdot I_{\text{1Max}} = V_{\text{Stim}} \frac{R_8 + P_3}{R_7 + R_8 + P_3} \end{array} \right.$$

### III.5. Les circuits de contrôle commande.

#### III.5.1. Justification de la méthode de conception.

De la même façon que pour le module de recueil, différentes options étaient envisageables pour la conception du circuit de commande du stimulateur. Notre choix s'est à nouveau porté sur une conception à base de schématique, tout d'abord pour le circuit XC4006E, puis le circuit CoolRunner XCR3256 de XILINX. Là encore ce circuit présente un gain en miniaturisation en dépit du nombre plus important d'entrées-sorties (144 broches au lieu de 84), en simplicité de programmation et permet de réduire la consommation du module, en raison de l'utilisation d'une technologie plus récente, ce qui permet un gain au niveau de l'autonomie du module.

#### III.5.2. Description du système.

Le chronogramme général ainsi que la description des signaux transmis entre les modules et le principe du décodage du StartBit sont présentés au Paragraphe V.2.2.

Le diagramme d'état simplifié du Module de Stimulation est présenté Figure 45 et les schémas des circuits logiques sont présentés en Annexe 3

Le Module de Stimulation se compose de 3 blocs. Un premier bloc, "setting" permet un fonctionnement indépendant du stimulateur, de façon à pouvoir régler le niveau du courant nécessaire pour atteindre le seuil moteur. En position "on", l'interrupteur permet la mise sous tension du Stimulateur puis la génération d'impulsions à la fréquence normale de stimulation. Lorsqu'il est en Position "off", le module est en mode normal de fonctionnement. Alors de la même façon que pour le Module de Recueil, à la mise sous tension le système se met en mode Réception, en attente d'un ordre de synchronisation venant du Poste Central. Après l'ordre de mise sous tension de l'alimentation du module, le PC déclenche la stimulation..

Le sous-module "rf\_in" - identique à celui du Module de Recueil - est chargé de détecter la réception du StartBit et de vérifier les données reçues. Les données décodées et vérifiées sont transmises au sous-module "pulse\_rf" qui génère les signaux nécessaires à la mise sous tension de l'alimentation, ainsi que les niveaux logiques nécessaires pour commander la génération d'impulsion.

Pour que la stimulation ne soit pas synchronisée avec le secteur, il serait possible de faire varier de façon aléatoire cette fréquence dans une plage fixée. Afin de limiter le nombre de paramètres, nous avons décidé de fixer la fréquence de stimulation. Pour cela, nous avons recherché les valeurs qui ne soient pas multiple de 50Hz ( $t = n.1/50$ ) ou 60Hz

( $t = n.1/60$ ) et comprises entre 3Hz et 4Hz. Le tableau récapitulatif est présenté Figure 46. Afin d'être compatible aussi avec le temps d'établissement de la PLL des émetteurs et récepteurs, nous avons choisi une période de 325ms.

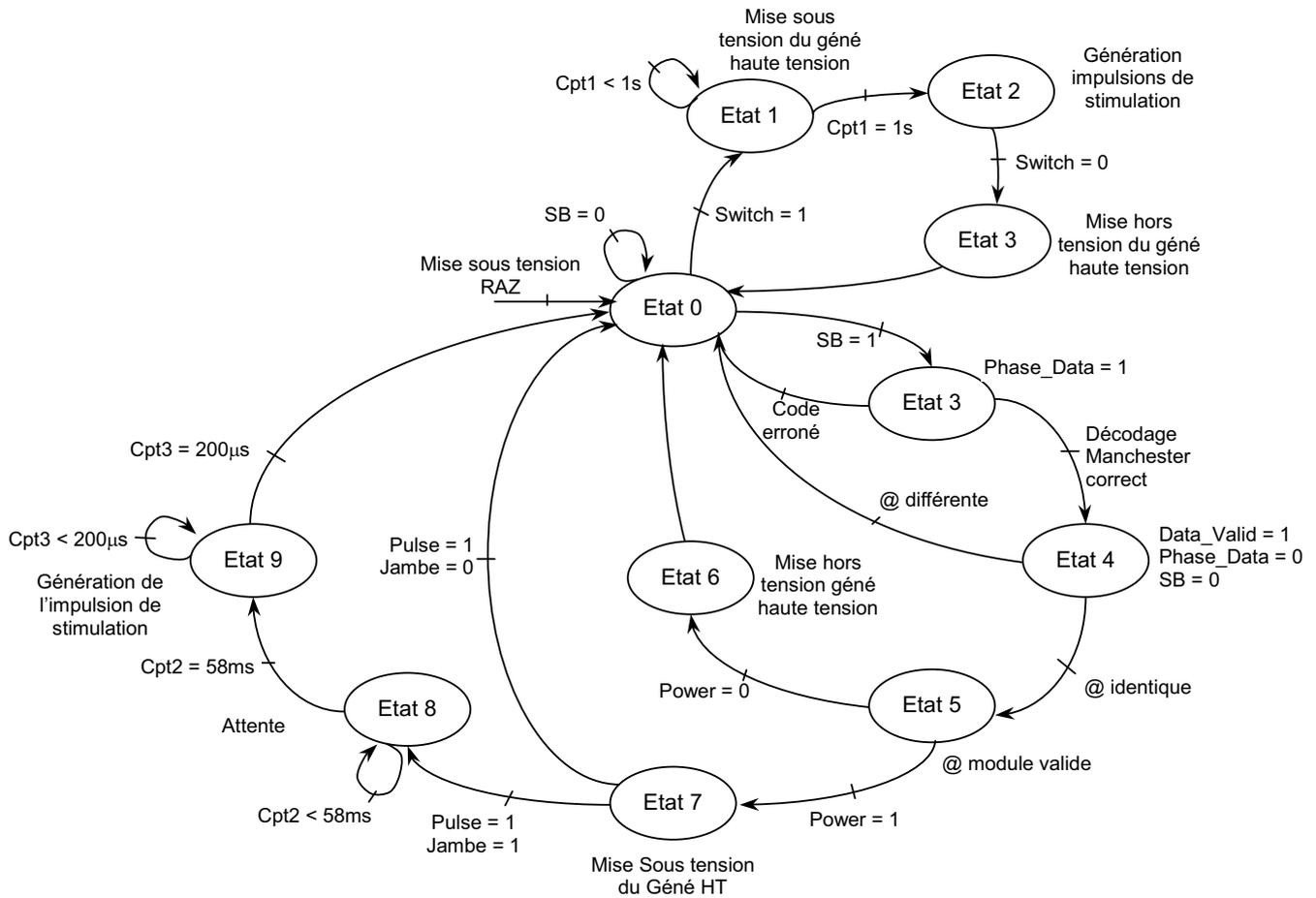


Figure 45 : Diagramme d'état simplifié du Module de Stimulation.

240	241	242	243	244	245	246	247	248	249
250	251	252	253	254	255	256	257	258	259
260	261	262	263	264	265	266	267	268	269
270	271	272	273	274	275	276	277	278	279
280	281	282	283	284	285	286	287	288	289
290	291	292	293	294	295	296	297	298	299
300	301	302	303	304	305	306	307	308	309
310	311	312	313	314	315	316	317	318	319
320	321	322	323	324	325	326	327	328	329
330	331	332	333	334	335	336	337	338	339
340									

Figure 46 : Tableau récapitulatif des périodes possible pour la stimulation, qui permettent de se désynchroniser du secteur (50Hz et 60Hz).

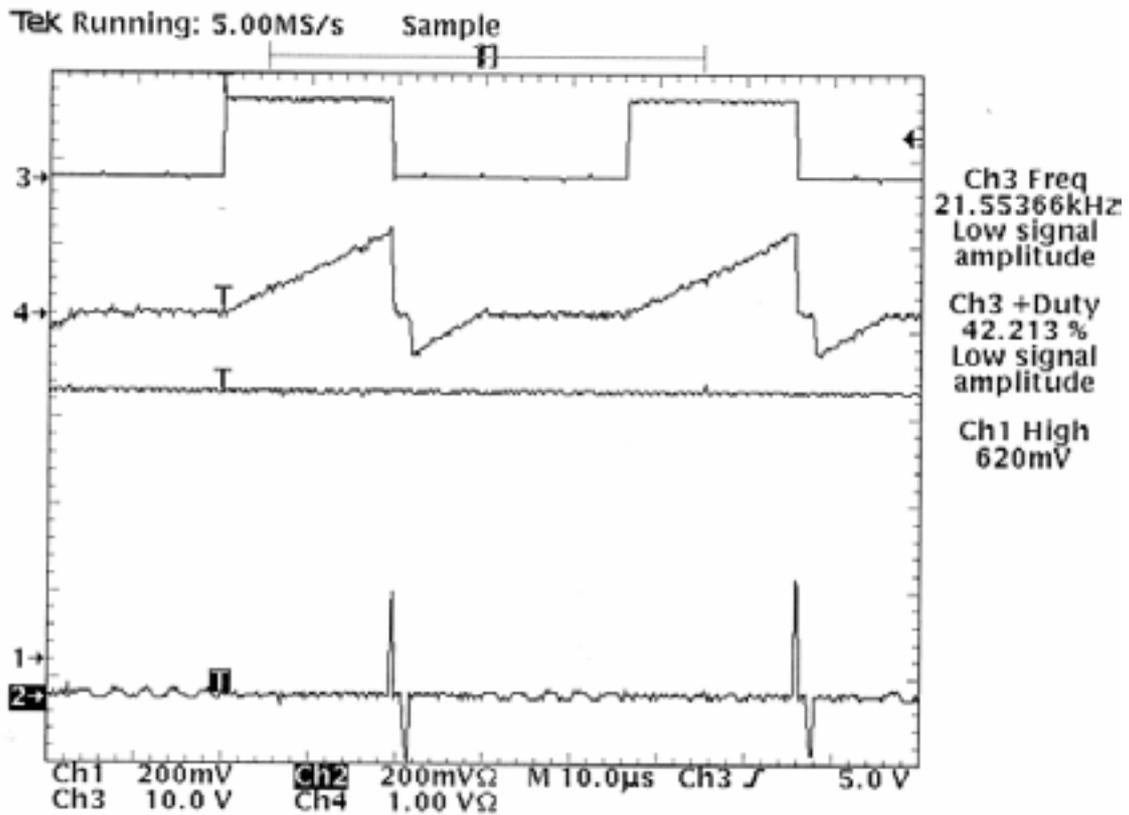
(Les valeurs sont données en ms, avec  valeurs interdites,  cases adjacentes et  valeurs autorisées)

### III.6. Résultats des tests – Performances.

Les Figure 47 à Figure 49 présentent les principales caractéristiques de l’alimentation Haute tension à base de convertisseur FlyBack et du Stimulateur Neuromusculaire. La courbe de la Figure 48 présente le transitoire complet de la première charge de la capacité de sortie. Afin de s’assurer de la charge complète, un délai de 1s sera attendu entre la transmission de l’ordre de mise sous tension du module et la transmission de l’ordre de stimulation.

Le module répond parfaitement aux exigences du cahier des charges. Les circuits sont alimentés à partir d’une batterie, et fournissent des impulsions de courant avec une “compliance” de plus de 250V. L’apport de la télémétrie est double. D’une part l’encombrement du module est réduit et la gêne occasionnée par les longueurs de fils entre le Poste Central et le patient est supprimée. D’autre part le gain en isolement vis à vis du secteur est indéniable, l’extraction du potentiel évoqué du bruit est rendue plus facile.

Les tests sur patients, en laboratoire (Figure 49) confirment les résultats expérimentaux.



- Canal 1 : Tension de sortie de l'alimentation Haute Tension. ( $V_{HT} = 210V$ )
- Canal 2 : Tension aux bornes du secondaire du transformateur.
- Canal 3 : Signal de commande du MOSFET (sortie Out du Convertisseur PWM UCC3805).
- Canal 4 : Tension aux bornes de la résistance  $R_2$  de détection du courant primaire.

Figure 47 : Chronogrammes des signaux caractéristiques de l'alimentation Haute Tension.

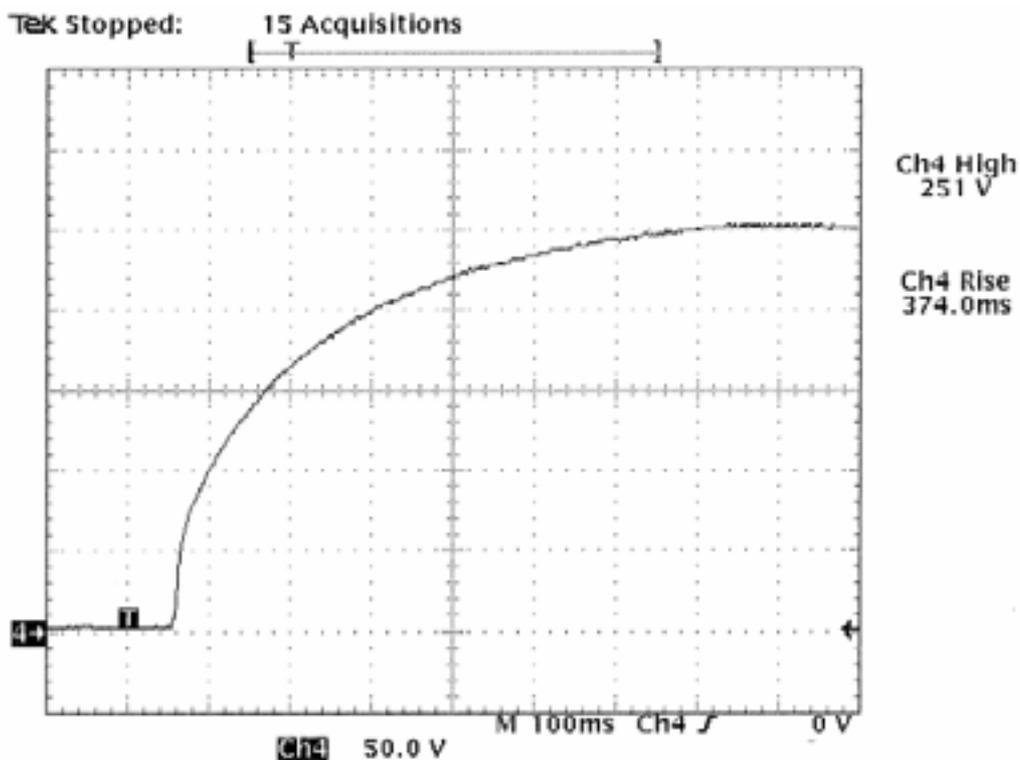
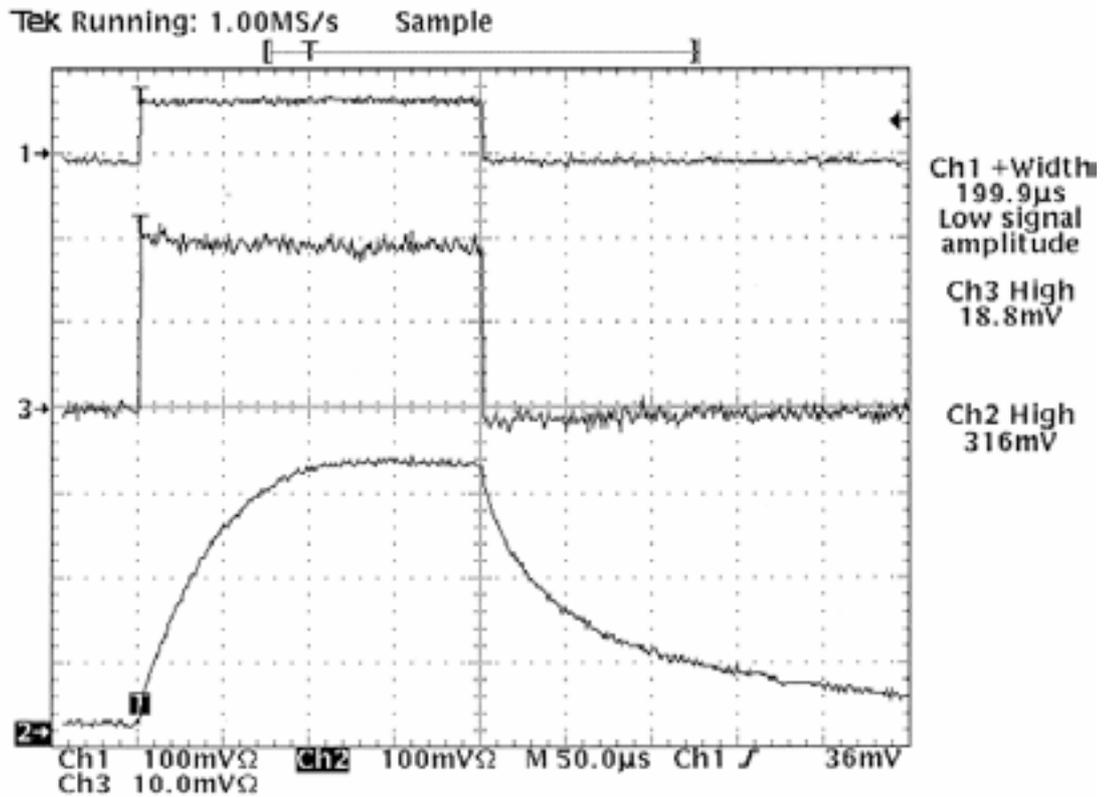


Figure 48 : Transitoire de la charge de la capacité de sortie de l'alimentation Haute Tension.



Canal 1 : Signal de commande issu du module logique (sortie Pulse). Ton = 200µs.  
 Canal 2 : Tension aux bornes des électrodes de stimulation. (20V/Division => 63,2V)  
 Canal 3 : Courant de stimulation (10mA/Division => 18,8mA)

Figure 49 : Chronogrammes caractéristiques du Stimulateur – test sur un patient à l’aide d’électrodes type électrocardiogramme.



## Chapitre IV. LA TELEMESURE.

IV.1. INTRODUCTION: CONTRAINTES A SATISFAIRE.....	68
IV.2. CARACTERISTIQUES DE LA TRANSMISSION.....	70
IV.2.1. <i>Choix du type de modulation.</i> .....	70
IV.2.2. <i>Choix de la bande de fréquence.</i> .....	72
IV.3. ANALYSE COMPARATIVE DES SOLUTIONS ENVISAGEES.....	73
IV.3.1. <i>Les émetteurs.</i> .....	75
IV.3.2. <i>Les récepteurs.</i> .....	78
IV.3.3. <i>Comparaison des systèmes et choix.</i> .....	80
IV.4. MISE EN ŒUVRE DES CIRCUITS RETENUS.....	83
IV.4.1. <i>L'émetteur RF2510 de RFMD.</i> .....	83
IV.4.2. <i>Le récepteur TDA5210 d'Infineon</i> .....	88
IV.5. BILAN DE LIAISON.....	97
IV.5.1. <i>Les antennes.</i> .....	98
IV.5.2. <i>Bilan de transmission.</i> .....	99
IV.6. CONCLUSION.....	104

L'une des innovations que nous avons souhaité apporter au système de surveillance de pathologies rachidiennes par potentiels évoqués est la liaison radiofréquences entre les modules. Comme nous l'avons souligné, dans la salle d'opération comme en salle de réveil, le patient est relié à de nombreux appareils de surveillance, d'aide respiratoire et de perfusion. Les intérêts principaux d'un système sans fil sont : une isolation par rapport au secteur, qui garantit une sécurité absolue contre les accidents d'origine électrique, ainsi qu'une minimisation des parasites induits par le secteur, un degré de liberté que l'on obtient au niveau du positionnement du poste central, une réduction de la gêne en comparaison avec les systèmes filaires classiques.

Après avoir introduit les contraintes à satisfaire, nous présenterons les caractéristiques de la transmission. Après une analyse comparative des solutions testées, nous détaillerons la mise en œuvre des circuits retenus et les performances obtenues.

#### **IV.1. Introduction: contraintes à satisfaire.**

Les contraintes dans le choix d'une méthode de transmission et dans la conception des circuits sont de deux ordres, certaines sont communes à toute télémesure RF, d'autres sont spécifiques au système étudié. Comme le précise U.L. Rohde [ROHD88], si la conception d'un équipement de communication peut être réalisée, dans l'absolu, indépendamment du système auquel il est destiné, la mise au point ne sera possible que si toutes les contraintes ont été prises en compte dès le départ. Dans notre cas, la détection des potentiels évoqués impose une synchronisation des trois modules et une transmission en temps réel du signal recueilli, une portée d'une dizaine de mètres dans un environnement perturbé, une faible consommation et un faible encombrement pour les modules portés et une simplicité de mise en œuvre dans la mesure du possible.

Très tôt l'espace radioélectrique a été partagé en canaux présentant des caractéristiques spécifiques et dont l'usage peut être restreint pour certaines applications. En Europe, l'ETSI (European Telecommunications Standards Institute), est chargé de la rédaction et de la mise à jour des normes ETS. Son pendant américain est le FCC (Federal Communications Commission qui édite les normes 47 C.F.R. § 2.106. L'origine de ces normes très sévères est purement technique. En effet si l'on réalise un circuit sans prendre aucune précaution le résultat est un large étalement spectral de l'émission qui peut se traduire par un brouillage partiel ou complet des émissions réalisées dans de nombreux autres canaux. Par la suite les études réalisées sur les effets des émissions électromagnétiques sur les tissus biologiques ont montrés leurs effets thermiques qui sont actuellement utilisés pour chauffer localement et sensibiliser les tumeurs cancéreuses [KAAT01], mais aussi plus récemment les modifications génétiques qui peuvent être générées [KUMA02]. Ces normes sont donc aussi conçues pour garantir des puissances d'émission ne dépassant pas les seuils de tolérance physiologique, pour une utilisation normale des matériels.

Outre les bandes attribuées, ces normes imposent aussi des contraintes sur la largeur maximale des canaux utilisables, la puissance apparente rayonnée des émetteurs et récepteurs, la tolérance de calage de la fréquence porteuse de l'émetteur, la puissance dans les canaux adjacents due à un spectre trop large et les rayonnements non essentiels produits par les harmoniques de la porteuse. Le Tableau 2 présente un extrait des normes ETSI EN 300 220 et ETSI EN 300-330 relatives aux bandes ISM (Industrial Scientific and Medical) destinées à des

applications de télécommande, de télémétrie et de téléalarme. On peut remarquer que pour toutes les bandes dont la fréquence centrale est inférieure à 500MHz, la puissance apparente rayonnée doit être inférieure à 10mW, alors que pour les bandes de fréquences supérieures à 500MHz, il n'existe pas de règle générale et la PAR peut être jusqu'à 50 fois supérieure. De même la plupart des bandes inférieures à 500MHz sont subdivisées en de multiples canaux espacés de seulement 12,5kHz, dans le pire des cas. Au-delà de 500MHz, cet espacement minimum augmente graduellement en raison de la précision limitée des résonateurs à quartz. Enfin indépendamment des normes elles-mêmes, il est à noter que la longueur des antennes quart-d'onde nécessaires pour la transmission varie de près de 3m pour la bande inférieure pour se réduire à 1.5cm pour la bande la plus haute.

Tableau 2 : Comparatif des canaux pour la transmission de données (Télécommandes, Télémétrie, Téléalarme) dans les bandes ISM européennes.

Bandes de Fréquences ou Fréquences centrales (fc) (MHz)	PAR <sub>max</sub> (mW)	Largeur du Canal B (kHz)	Largeur Relative du Canal B/fc	Longueur de l'Antenne $\lambda/4$ (m)	Portée Maximale en Espace Libre D <sub>max</sub> (km)
26,957 à 27,283 (27,12)	10	326	$1,2 \cdot 10^{-2}$	2,76	1027
30,875 / 30,9 / 30,95	10	12,5	$4 \cdot 10^{-4}$	2,42	901
40,66 à 40,7 (40,68)	10	40	$9,8 \cdot 10^{-4}$	1,84	684
41,225	10	37,5	$9 \cdot 10^{-4}$	1,82	675
71,325 / 71,375 / 71,775	10	12,5	$1,75 \cdot 10^{-4}$	1	390
152,575 / 152,5875 / 152,65	10	12,5	$8,2 \cdot 10^{-5}$	0,49	182
407,7 / 407,9 / 407,925	10	12,5	$3 \cdot 10^{-5}$	0,18	68
433,05 à 434,79 (433,92)	10	1740	$4 \cdot 10^{-3}$	0,17	64
446,05 / 446,1 / 446,5	10	12,5	$2,8 \cdot 10^{-5}$	0,17	62
868 à 868,6 (868,3)	25	600	$6,9 \cdot 10^{-4}$	0,086	50
868,6 à 868,7 (868,65)	10	100	$1,2 \cdot 10^{-4}$	0,086	32
868,7 à 869,2 (868,95)	25	500	$5,8 \cdot 10^{-4}$	0,086	50
869,2 à 869,3 (869,25)	10	25	$2,9 \cdot 10^{-5}$	0,086	32
869,4 à 869,65 (869,525)	500	250	$2,9 \cdot 10^{-4}$	0,086	226
869,65 à 869,7	25	25	$2,9 \cdot 10^{-5}$	0,086	50
869,7 à 870 (869,85)	5	300	$3,5 \cdot 10^{-4}$	0,086	22
2446 à 2454 (2450)	6	8000	$3,2 \cdot 10^{-3}$	0,03	8,8
2454 à 2483,5 (2468,75)	6	29500	$1,1 \cdot 10^{-2}$	0,03	8,7
5725 à 5875 (5800)	15	150000	$2,5 \cdot 10^{-2}$	0,013	5,88

Ces différentes contraintes résultent en un compromis entre bande - passante nécessaire, sensibilité du récepteur et puissance d'émission. En effet la bande passante du système est limitée par l'encombrement spectral autorisé. L'utilisation de filtres avant l'émission est alors généralement nécessaire. Dans le cas d'une modulation analogique, le filtrage résulte en une perte directe d'information, pour une modulation numérique, ce sont les harmoniques supérieurs

qui sont éliminés, ce qui rend la reconstitution du message d'autant plus difficile que la bande passante est étroite. La sensibilité nécessaire du récepteur et la puissance maximale d'émission sont étroitement liées. Plus la sensibilité est grande et la puissance d'émission élevée, plus la portée sera étendue, mais aussi plus la démodulation sera facile. Mais un récepteur trop sensible peut aussi être perturbé par des émetteurs distants émettant dans la même bande. Par ailleurs comme le montre le Tableau 2, les bandes de fréquences les plus larges ne sont pas celles pour lesquelles la puissance d'émission est maximale.

## IV.2. Caractéristiques de la transmission.

Les caractéristiques du système et les contraintes d'utilisation vont nous permettre de déterminer un ensemble modulation / bande de fréquence adapté.

### IV.2.1. Choix du type de modulation.

Plusieurs facteurs sont ici à prendre en compte. Le premier est la vitesse relative de déplacement de l'émetteur par rapport au récepteur. En effet si la distance entre les deux modules varie, le champ électrique capté au niveau de l'antenne de réception varie lui aussi. Dans le cas d'une modulation d'amplitude (AM) il y a risque de confusion entre la modulation d'amplitude produite par le signal à transmettre et cette variation du niveau de signal reçu. Ce risque est d'autant plus important que la vitesse du déplacement s'approche de la vitesse de variation de l'amplitude du signal modulant. Pour cette raison, lorsque l'un des modules est soumis à des mouvements très rapides, la modulation d'amplitude est remplacée par une modulation angulaire (modulation de fréquence (FM) ou de phase (PM)). La limite peut être repoussée par des procédés techniques comme une commande automatique de gain ou l'implémentation d'une chaîne de réception à amplificateur logarithmique, tous deux suivis par un comparateur à seuil automatique. Néanmoins ces techniques ont leur limite et surtout elles complexifient le circuit de réception.

Les contraintes de portée, d'encombrement, de consommation et de coût vont fixer les limites de complexité acceptable pour un système de transmission. Ainsi des procédés de modulation simples (AM, FM) seront préférés lorsque ces contraintes sont sévères.

Enfin le compromis du rapport signal sur bruit (SNR) à la bande de signal nécessaire va fournir un élément supplémentaire pour le choix d'un type de modulation. Le rapport du SNR après démodulation d'une transmission FM et d'une transmission AM est donné par l'équation suivante chez Hagen [HAGE99] :

$$\frac{(\text{SNR})_{\text{FM}}}{(\text{SNR})_{\text{AM}}} = 3.m^2$$

Avec  $m$ , indice de modulation en FM. On peut déduire de cette expression que pour que la modulation FM présente un intérêt vis à vis de la modulation AM, il faut que l'indice de modulation soit supérieur à 0,6. Ceci est d'autant plus important que la bande nécessaire pour une transmission FM est légèrement plus importante que pour de l'AM. Par ailleurs si l'on considère des modulations numériques, la consommation est plus importante en FSK (Frequency Shift Keying) qu'en OOK (On Off Keying), du fait de la présence permanente de la porteuse en FSK, alors que la porteuse n'est émise que pour la transmission des "1" en OOK.

Les modulations de phase sont particulièrement bien adaptées pour les applications nécessitant la transmission simultanée de plusieurs bits ou symboles. Si pour des modulations analogiques (PM) et binaires (BPSK) la modulation de phase présente une très bonne immunité au bruit et aux variations de puissance reçue, les performances se dégradent lorsque le nombre de symboles transmis simultanément augmente, en raison de la diminution corrélative de l'écart angulaire entre deux symboles adjacents.

Dans notre cas, le poste central est fixe et la détection des potentiels évoqués nécessite que le patient soit dans une position de repos. Dans ces conditions une modulation d'amplitude pourrait convenir, mais il faut prendre en compte l'environnement perturbé des salles d'opération avec du personnel qui gravite autour du patient, pouvant créer des zones où la puissance du signal reçu s'affaiblit. De plus un tel système pourrait trouver une application dans les SAMUs, et là encore même si le patient est traité avec le plus grand soin, l'environnement est perturbé.

Considérant ce qui vient d'être présenté, la solution la mieux adaptée à notre système pour la transmission de l'EEG serait : une transmission analogique pour réduire la complexité et le coût du système et une modulation de fréquence avec un indice de modulation supérieur à 0,6 pour obtenir un meilleur rapport signal sur bruit. Mais, en plus de l'EEG, il nous faut transmettre le signal de synchronisation, qui lui est forcément numérique. Comme nous l'avons vu au paragraphe II.6.2, le signal de synchronisation est composé de 8 bits qui codent le numéro du patient (5 bits), la jambe à stimuler, la mise sous tension des modules et l'ordre de stimulation et de déclenchement du recueil. Dans ce cas, une modulation de fréquence numérique serait la mieux adaptée. Pour des questions de simplification dans la conception et d'uniformité dans la méthode de transmission, nous avons sélectionné la modulation FSK pour l'ensemble du système. Par ailleurs, comme nous l'avons décrit au paragraphe II.4, la conversion analogique numérique était nécessaire dans la chaîne de recueil afin de réaliser le traitement numérique du signal. La présence sur le marché de convertisseurs analogiques numériques très faible consommation en boîtiers miniatures nous a ainsi conforté dans notre choix.

Afin là encore de simplifier la conception nous avons décidé d'uniformiser le message à transmettre. Le signal EEG est codé sur douze bits et 2 bits sont réservés pour le Start Bit. Les messages sont donc codés sur 16 bits.

Enfin, dans un souci de limiter la bande passante nécessaire et les risques de désynchronisation de la PLL suite à une variation trop lente du message (cas de 14 bits successifs à 0 ou à 1) et d'améliorer le rapport signal sur bruit, le signal est codé en Manchester. Les niveaux logiques "0" et "1" sont codés comme le montre la Figure 50.



Figure 50 : Codage Manchester des niveaux logiques "0" (a) et "1" (b).

Ceci nous a permis de déterminer un Start Bit optimal pour cette application. Il se compose de  $3\theta$  à "1" et  $\theta$  à "0". En effet comme le présente la Figure 51, dans le pire cas, en limite de détection, la logique de décodage doit pouvoir différencier le Start Bit de la plus grande durée à l'état "1", soit  $2\theta$ , qui correspondent à la transmission d'un "0" suivi d'un "1", mais le système doit aussi pouvoir détecter une durée  $\theta$  pour détecter une suite de niveaux logiques "1" ou "0".

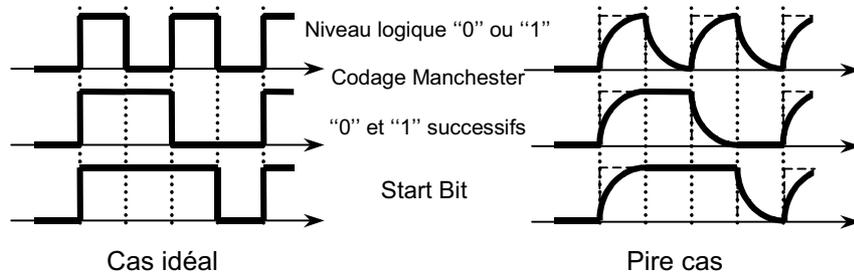


Figure 51 : Start Bit, (a) en réception normale, (b) en limite de détection, comparé à un niveau logique "0" suivi d'un niveau logique "1" codés en Manchester.

#### IV.2.2. Choix de la bande de fréquence.

Nous avons opté pour une transmission FSK. Or la décomposition en série de Fourier d'un signal carré de fréquence  $f_0$  est une somme infinie de sinusoïdes à des fréquences multiples de  $f_0$ . Donc si le signal modulé était émis directement, il faudrait une bande de fréquence infinie pour transmettre tous les harmoniques. En fait nous savons que pour transmettre correctement un signal rectangulaire dont la durée minimale à l'état 1 ou à l'état 0 est  $\theta_{\min}$ , il suffit de transmettre une bande de fréquences  $B = \frac{1}{\theta_{\min}}$ . Dans le cas particulier

d'un signal carré de fréquence  $f_0$  cela correspond donc à une bande de fréquences  $B = 2f_0$ . Dans le cadre de notre application nous avons décidé de prendre une marge de sécurité et assurer la transmission du fondamental  $f_0$  et des harmoniques  $3f_0$  et  $5f_0$  et ainsi garantir une bonne reconstitution du signal en réception. Du fait du codage en Manchester, la fréquence maximale est obtenue dans le cas d'une succession de "0" ou de "1", auquel cas la durée maximale à "0" ou "1" est de  $\theta$ , ce qui correspond à une fréquence maximale de 16kHz. D'où une bande passante maximale de

$$BP_{\text{Max}} = 5 f_{\text{Max}} = 5 \cdot 16 = 80\text{kHz}$$

La bande passante nécessaire est l'une des contraintes qui oriente dans le choix d'une bande de fréquence. Une première sélection peut donc être réalisée à partir du Tableau 2. Ces bandes sont présentées dans le Tableau 3.

Tableau 3 : Bandes ISM européennes pour lesquelles la BP autorisée est supérieure à 80kHz.

Bandes de Fréquences ou Fréquences centrales (fc) (MHz)	PAR <sub>Max</sub> (mW)	Largeur du Canal B (kHz)	Largeur Relative du Canal B/fc	Longueur de l'Antenne $\lambda/4$ (m)	Portée Maximale en Espace Libre D <sub>Max</sub> (km)
26,957 à 27,283 (27,12)	10	326	$1,2 \cdot 10^{-2}$	2,76	1027
433,05 à 434,79 (433,92)	10	1740	$4 \cdot 10^{-3}$	0,17	64
868 à 868,6 (868,3)	25	600	$6,9 \cdot 10^{-4}$	0,086	50
868,6 à 868,7 (868,65)	10	100	$1,2 \cdot 10^{-4}$	0,086	32
868,7 à 869,2 (868,95)	25	500	$5,8 \cdot 10^{-4}$	0,086	50
869,4 à 869,65 (869,525)	500	250	$2,9 \cdot 10^{-4}$	0,086	226
869,7 à 870 (869,85)	5	300	$3,5 \cdot 10^{-4}$	0,086	22
2446 à 2454 (2450)	6	8000	$3,2 \cdot 10^{-3}$	0,03	8,8
2454 à 2483,5 (2468,75)	6	29500	$1,1 \cdot 10^{-2}$	0,03	8,7
5725 à 5875 (5800)	15	150000	$2,5 \cdot 10^{-2}$	0,013	5,88

La deuxième contrainte est la complexité de mise œuvre des circuits de communication. Plus la fréquence est élevée, plus les éléments parasites des composants mais aussi du circuit imprimé sont importants, et rendent difficile la réalisation. Par ailleurs les circuits sont aussi plus complexes et leur consommation s'avère plus importante.

Enfin la réalisation d'une antenne pour les modules portés tend au contraire à inciter à travailler à des fréquences élevées. Pour la bande de fréquence 27.120MHz, la taille de l'antenne  $\lambda/4$  nécessaire est 2,76m, alors qu'à 433,92MHz elle n'est plus que de 17cm et qu'elle est réduite à 3cm à 2.45GHz, ce qui est réalisable directement sur le circuit imprimé.

Le compromis bande passante, consommation, encombrement, complexité nous a amené à choisir la bande 433,92MHz, pour laquelle une antenne boucle relativement petite peut être réalisée sur le circuit.

*Remarque : Le standard BlueTooth qui a été développé pour la bande 2.45GHz est souvent utilisé pour les applications médicales en raison de la forme de codage utilisé et de la normalisation du protocole de communication qui lui assure une certaine sécurité. Néanmoins ces circuits sont de grands consommateurs d'énergie (l'émetteur-récepteur MC13180 de Motorola consomme 27mA en émission et jusqu'à 47,5mA en réception, et le dernier circuit de Texas Instruments, le BRF6100 est annoncé à une consommation maximale de 25mA), et surtout ils sont très complexes à mettre en œuvre de par le protocole de communication et nécessitent un microcontrôleur spécifique pour leur gestion.*

### IV.3. Analyse comparative des solutions envisagées.

Différentes solutions ont été envisagées pour la réalisation des circuits de communication :

- \* conception d'un système complet d'émission et de réception à partir de composants discrets et de circuits intégrés.
- \* mise en œuvre de circuits intégrés émetteurs et récepteurs pouvant être associés.

\* utilisation de circuits intégrés émetteurs-récepteurs.

La première solution permet une conception optimisée du système de façon à tirer parti le mieux possible des contraintes, mais c'est aussi une solution qui reste plus encombrante de part le nombre de "boîtes" comme le présente la Figure 52.

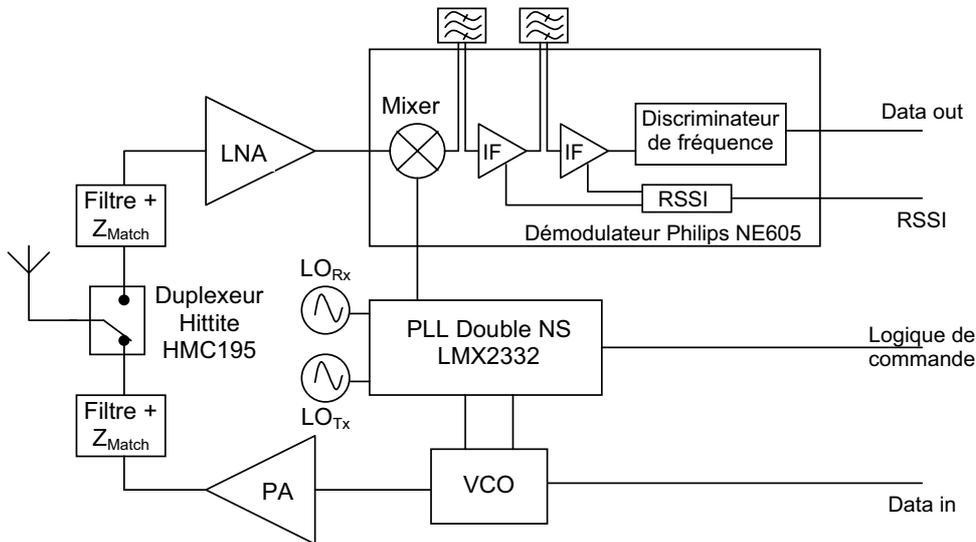


Figure 52 : Schéma bloc de la version discrète du système émetteur-récepteur.

Pour les deux suivantes, une recherche des circuits intégrés du commerce a été réalisée. L'ouverture de la bande de fréquence 433.92MHz a été suivie dans les 5 dernières années par la mise sur le marché de nombreux circuits. La forte demande en systèmes de télécommandes pour lesquels le débit nécessaire est relativement faible (de l'ordre du kilobit/s) et le temps de réponse n'est généralement pas critique (possibilité de transmettre un long message de synchronisation et d'envoyer plusieurs fois le message) a amené les fabricants à spécialiser leurs circuits pour ce type d'applications.

Les circuits peuvent être répartis en trois groupes suivant qu'ils sont basés sur une structure analogique, numérique ou mixte. Ces caractéristiques sont résumées dans le Tableau 4 :

Tableau 4 : Méthodes utilisées dans les émetteurs-récepteurs étudiés.

Circuits	Emetteur- Récepteur Intégré		Emetteur	Récepteur
	Emetteur	Récepteur		
XE1201 (Xemics)	Direct up Converter	Zéro IF (Fréquence Intermédiaire Nulle)		
GJRF400 (Gan Jansen)*	Modulation sur la PLL	Zéro IF (Fréquence Intermédiaire Nulle)		
RF2905 (RFMD)	Modulation sur la PLL	Superhétérodyne		
RF2917 (RFMD)				Superhétérodyne
RF2510 (RFMD)			Modulation sur la PLL	
TDA5210 (Infineon)				Superhétérodyne

\*Ce circuit a ensuite été commercialisé sous l'appellation BCC400 lorsque Gran Jansen est devenu BlueChip. La Société BME qui l'utilise nous a tenu au courant de ses performances pendant la phase de test et de mise au point. Une version identique dans la structure du BCC400, mais avec des performances améliorées (Data rate de 128kb/s, puissance de sortie de +12dbm) mais une consommation supérieure (50mA en émission) et la nécessité de programmer un registre de 80 bits est aujourd'hui fabriquée pour la société Micrel avec la référence MICRF501.

#### IV.3.1. Les émetteurs.

Il existe différentes techniques pour réaliser une modulation FSK. Nous n'aborderons ici que les deux méthodes généralement utilisées dans les circuits du commerce, la modulation de la PLL et le modulateur à synthèse numérique directe.

##### IV.3.1.1. Modulation de la PLL

La méthode la plus classique consiste à réaliser la modulation dans la boucle à verrouillage de phase (ou Phase Lock Loop). Le schéma de principe est présenté Figure 53.

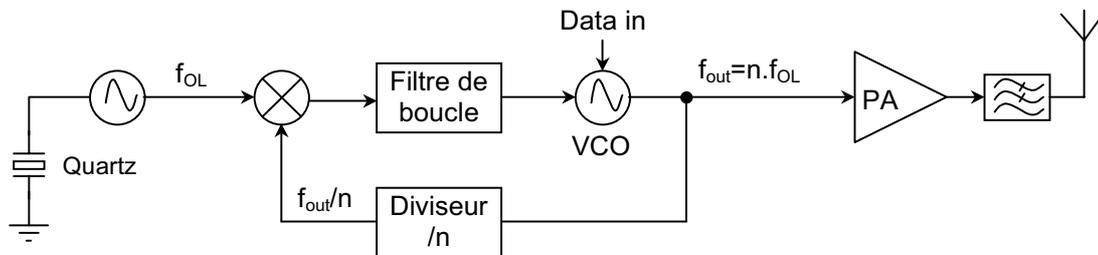


Figure 53 : Schéma de principe de la modulation de la PLL.

La fréquence de sortie  $f_{out}$  est générée par un oscillateur contrôlé en tension ou VCO (Voltage Controlled Oscillator). L'élément variable est une diode varicap dont la caractéristique est de présenter une capacité variable en fonction de la tension inverse appliquée à ses bornes. La stabilisation de la fréquence  $f_{out}$  est assurée par une PLL qui asservit la phase du signal de sortie sur celle d'un oscillateur à quartz de grande précision. La modulation de fréquence est appliquée sur la diode varicap. Afin de s'assurer que la PLL ne cherche pas à corriger les variations que l'on applique volontairement sur la fréquence porteuse, il est nécessaire de la ralentir en augmentant les constantes de temps du filtre de boucle, comme nous le verrons au paragraphe IV.4. Le signal est alors amplifié dans la limite de la puissance rayonnée admissible pour la bande de fréquence considérée et filtré pour supprimer les émissions non essentielles.

##### IV.3.1.2. Modulateur FSK numérique.

Considérons l'expression générale d'un signal FSK donnée par le système suivant :

$$V_{FSKout} = \begin{cases} V_{FSK} \cdot \cos(\omega_0 - \Delta\omega) t & \text{si Data out} = "0" \\ V_{FSK} \cdot \cos(\omega_0 + \Delta\omega) t & \text{si Data out} = "1" \end{cases}$$

En appliquant les formules trigonométriques  $\cos(a \pm b) = \cos a \cdot \cos b \mp \sin a \cdot \sin b$ , le système peut être développé, on obtient alors :

$$V_{FSKout} = \begin{cases} V_{FSK} \cdot \cos\omega_0 t \cdot \cos\Delta\omega t + V_{FSK} \cdot \sin\omega_0 t \cdot \sin\Delta\omega t & \text{si Data out} = "0" \\ V_{FSK} \cdot \cos\omega_0 t \cdot \cos\Delta\omega t - V_{FSK} \cdot \sin\omega_0 t \cdot \sin\Delta\omega t & \text{si Data out} = "1" \end{cases}$$

En remarquant que  $\sin\left(\alpha + \frac{\pi}{2}\right) = \cos\alpha$ , les équations deviennent :

$$V_{FSKout} = \begin{cases} V_{FSK} \cdot \sin\left(\omega_0 t + \frac{\pi}{2}\right) \cdot \sin\left(\Delta\omega t + \frac{\pi}{2}\right) + V_{FSK} \cdot \sin\omega_0 t \cdot \sin\Delta\omega t & \text{si Data out} = "0" \\ V_{FSK} \cdot \sin\left(\omega_0 t + \frac{\pi}{2}\right) \cdot \sin\left(\Delta\omega t + \frac{\pi}{2}\right) - V_{FSK} \cdot \sin\omega_0 t \cdot \sin\Delta\omega t & \text{si Data out} = "1" \end{cases}$$

Si les signaux modulé (Porteuse) et modulant (message) ont pour expression respective  $v_{cm} = V_{cm} \cdot \sin\omega_0 t$  et  $v_{pm} = V_{pm} \cdot \sin\Delta\omega t$  et en posant  $V_{FSK} = V_{cm} \cdot V_{pm}$ , on observe que l'expression du signal FSK est une combinaison de fonctions élémentaires (déphasage, addition et multiplication) appliquées sur les signaux précédents.

Un schéma bloc général d'un émetteur numérique FSK peut alors être déduit de ce système. Il est présenté Figure 54.

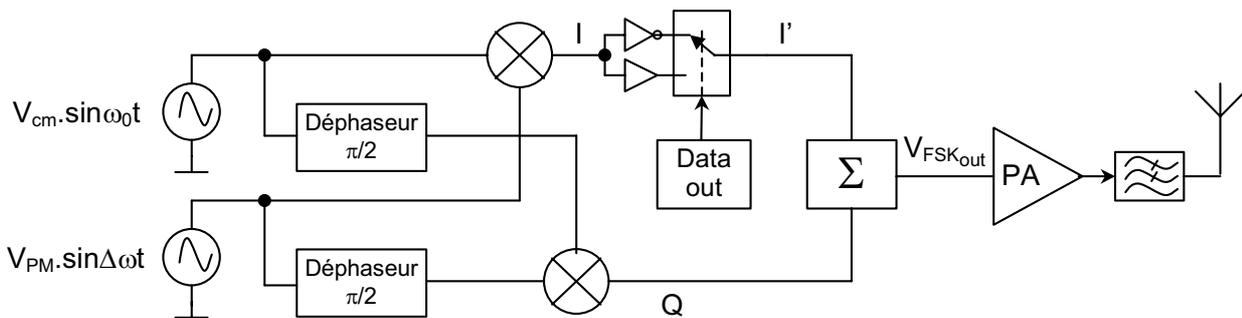


Figure 54 : Schéma bloc d'un émetteur FSK numérique.

*Remarque : Le changement de signe entre les deux expressions peut ainsi être obtenu par la commande d'un interrupteur par les données elles même, résultant en I' par le système :*

$$\begin{cases} \text{si Data out} = "0" \Rightarrow I' = -V_{cm} \cdot \sin\omega_0 t \cdot V_{pm} \cdot \sin\Delta\omega t \\ \text{si Data out} = "1" \Rightarrow I' = V_{cm} \cdot \sin\omega_0 t \cdot V_{pm} \cdot \sin\Delta\omega t \end{cases}$$

Comme de nombreux circuits actuellement sur le marché, le circuit XE1201 de Xemics comporte un modulateur à synthèse numérique directe (Direct Digital Synthesis Modulator). Le schéma bloc de l'émetteur est présenté Figure 55.

Le premier élément du DDS est l'accumulateur de phase qui réalise une intégration numérique de la déviation en fréquence. La logique de contrôle réalise le codage des données à transmettre, un niveau logique "0" est ainsi codé  $-\Delta\omega t$  et correspond à une déviation négative de la porteuse alors qu'un niveau logique "1" est codé  $+\Delta\omega t$  et correspond à une déviation positive (avec  $\Delta\omega t$  la pulsation correspondante à la déviation de fréquence).

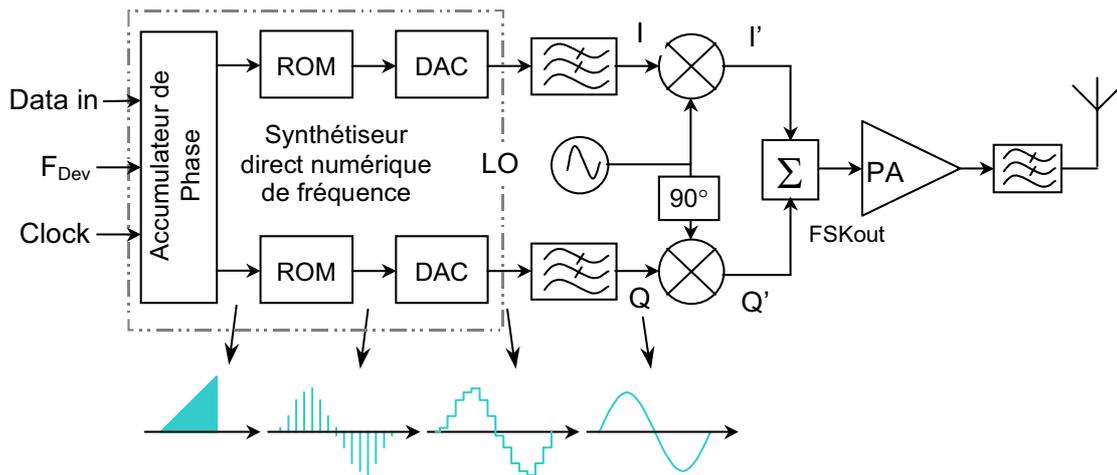


Figure 55 : Schéma bloc d'un émetteur à synthèse directe numérique de fréquence, à bande latérale unique et signaux caractéristiques du synthétiseur de fréquence.  
 (Data in est le signal numérique à transmettre (0 ou 1),  $F_{dev}$  est la fréquence de déviation (valeur numérique) et Clock est l'horloge du système)

L'information sur la phase est codée grâce généralement à une mémoire ROM qui permet les transformations non linéaires  $\Delta\omega t \Rightarrow \sin(\Delta\omega t)$  et  $\Delta\omega t \Rightarrow \cos(\Delta\omega t)$  respectivement pour les canaux I et Q, dans le cas de la transmission d'un niveau logique "1". La précision sur la synthèse des fonctions trigonométriques dépend uniquement de la taille de la mémoire disponible.

Puis ces signaux sont convertis pour obtenir les images analogiques des signaux synthétisés. Les limitations en fréquence dépendent quant à elles principalement des performances des convertisseurs numériques analogiques (Digital to Analog Converter).

Les derniers éléments de la chaîne sont des filtres passe-bas qui permettent d'éliminer les composantes non désirées dues à la conversion. Les signaux obtenus sur les sorties I et Q sont :

$$\begin{aligned} \text{"1"} &\Rightarrow \begin{cases} I = \cos(\Delta\omega t) \\ Q = \sin(\Delta\omega t) \end{cases} \\ \text{"0"} &\Rightarrow \begin{cases} I = \cos(\Delta\omega t) \\ Q = -\sin(\Delta\omega t) \end{cases} \end{aligned}$$

Après multiplication par l'oscillateur local  $v_{cm} = V_{cm} \cdot \sin\omega_0 t$ , les signaux sont donnés par les relations :

$$\begin{cases} I' = V_{cm} \cos(\Delta\omega t) \cdot \sin(\omega_0 t) \\ Q' = V_{cm} \sin(\Delta\omega t) \cdot \sin\left(\omega_0 t + \frac{\pi}{2}\right) = V_{cm} \sin(\Delta\omega t) \cdot \cos(\omega_0 t) \end{cases} \quad \text{pour un "1"}$$

$$\begin{cases} I' = V_{cm} \cos(\Delta\omega t) \cdot \sin(\omega_0 t) \\ Q' = -V_{cm} \sin(\Delta\omega t) \cdot \cos(\omega_0 t) \end{cases} \quad \text{pour un "0"}$$

Le signal FSK en sortie résulte de l'addition des voies I' et Q'. Il est donné par les expressions :

$$V_{FSKout} = \begin{cases} V_{cm} \cos\Delta\omega t \cdot \sin\omega_0 t - V_{cm} \sin\Delta\omega t \cdot \cos\omega_0 t & \text{si Dataout} = "0" \\ V_{cm} \sin\Delta\omega t \cdot \cos\omega_0 t + V_{cm} \cos\Delta\omega t \cdot \sin\omega_0 t & \text{si Dataout} = "1" \end{cases}$$

soit encore :

$$V_{FSKout} = \begin{cases} V_{cm} \cdot \sin(\omega_0 - \Delta\omega) t & \text{si Data out} = "0" \\ V_{cm} \cdot \sin(\omega_0 + \Delta\omega) t & \text{si Data out} = "1" \end{cases}$$

Avant l'émission, le signal est dans ce cas aussi amplifié et filtré.

#### IV.3.2. Les récepteurs.

Tout comme pour les émetteurs, seules les deux structures rencontrées dans les circuits intégrés du commerce seront abordées ici. La première est le classique récepteur superhétérodyne, la seconde est le récepteur à fréquence intermédiaire nulle.

##### IV.3.2.1. Récepteur superhétérodyne

Le schéma bloc du récepteur superhétérodyne est présenté Figure 56.

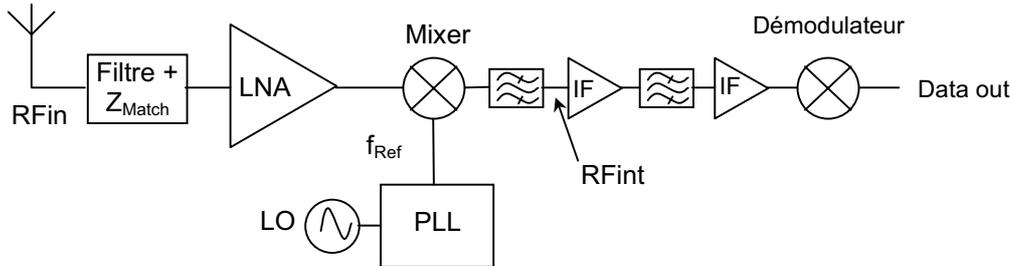


Figure 56 : Schéma bloc du récepteur superhétérodyne.

Après filtrage et amplification, le signal modulé incident ( $RF_{in} = \sin(\omega_0 t + \Delta\omega t)$ ) est translaté vers une bande de fréquence plus basse appelée fréquence intermédiaire (Intermediate Frequency (IF)) de façon à pouvoir être démodulé. Pour cela le signal  $RF_{in}$  est mélangé à une fréquence de référence,  $f_{Ref} = f_0 \pm IF$  ( $\omega_{Ref} = \omega_0 \pm \omega_1$ ). Le choix de la fréquence de référence est fonction du système et sera discuté au paragraphe IV.4. Le signal mélangé a pour expression :

$$RF_{int} = \sin(\omega_0 t + \Delta\omega t) \cdot \sin(\omega_0 t \pm \omega_1 t) = -\frac{1}{2} (\cos(2\omega_0 t + \Delta\omega t \pm \omega_1 t) - \cos(-\Delta\omega t \mp \omega_1 t))$$

La suppression de la pulsation  $2\omega_0 + \Delta\omega$  est réalisée par le filtre FI. L'expression du signal en sortie du filtre est donnée par :

$$RF_{int} = \frac{1}{2} \cos(\Delta\omega t \pm \omega_1 t)$$

Dans notre cas, un changement de fréquence unique est juste suffisant, mais pour des fréquences plus élevées, un second changement de fréquence peut s'avérer nécessaire.

Le signal  $Rf_{int}$  est alors amplifié une première fois, puis filtré à nouveau. Le deuxième amplificateur joue à la fois un rôle d'amplification et de limiteur pour ne pas saturer les circuits. Le discriminateur permet alors de démoduler le message.

## IV.3.2.2. Récepteurs à fréquence intermédiaire nulle

La solution la plus récente permet de s'affranchir du problème de la fréquence intermédiaire. Le schéma bloc du récepteur à fréquence intermédiaire nulle est présenté Figure 57.

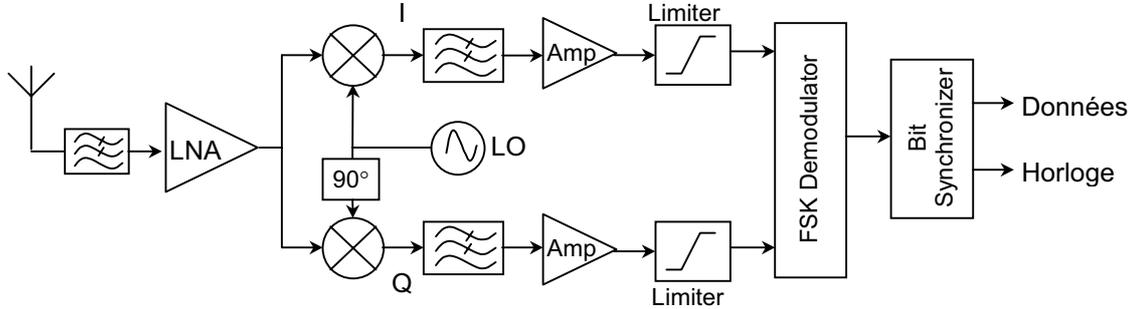


Figure 57 : Schéma bloc du récepteur à fréquence intermédiaire nulle.

Comme précédemment le signal reçu est tout d'abord filtré. L'amplificateur faible bruit (Low Noise Amplifier (LNA)) fournit alors un gain en puissance avec un faible facteur de bruit. Le signal en sortie du LNA est de la forme  $v_e = V_e \cdot \sin(\omega_0 t + \Delta\omega t)$ . Il est séparé en deux canaux qui sont alors mélangés à un oscillateur local pour donner les canaux I et Q :

$$\begin{cases} I = v_e \cdot v_{LO} \\ Q = v_e \cdot v_{(LO+90^\circ)} \end{cases} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} v_{LO} = V_{LO} \cdot \sin(\omega_0 t) \\ v_{(LO+90^\circ)} = V_{LO} \cdot \sin(\omega_0 t + 90^\circ) = V_{LO} \cdot \cos(\omega_0 t) \end{cases}$$

$$\text{Soit} \quad \begin{cases} I = V_e \cdot V_{LO} \cdot \sin(\omega_0 t + \Delta\omega t) \cdot \sin(\omega_0 t) \\ Q = V_e \cdot V_{LO} \cdot \sin(\omega_0 t + \Delta\omega t) \cdot \cos(\omega_0 t) \end{cases}$$

$$\text{Ou encore} \quad \begin{cases} I = \frac{1}{2} V_e \cdot V_{LO} \cdot [\cos(2\omega_0 t + \Delta\omega t) - \cos(\Delta\omega t)] \\ Q = \frac{1}{2} V_e \cdot V_{LO} \cdot [\sin(2\omega_0 t + \Delta\omega t) + \sin(\Delta\omega t)] \end{cases}$$

Après filtrage, on retrouve les signaux en bande de base :

$$\begin{cases} I = \frac{V_e \cdot V_{LO}}{2} [\cos(\Delta\omega t)] \\ Q = \frac{V_e \cdot V_{LO}}{2} [\sin(\Delta\omega t)] \end{cases}$$

Ils sont à nouveau amplifiés et filtrés avant de se présenter dans le démodulateur. Le principe de la démodulation repose sur une comparaison des phases respectives de I et Q. Ainsi, si le canal I est en retard de phase sur la canal Q alors la fréquence FSK est au dessus de la porteuse, et le bit codé est un "1". Par contre si le canal I est en avance de phase sur le canal Q, alors la fréquence FSK est au dessous de la porteuse, et le bit codé est un "0". Différentes techniques sont alors utilisées pour la mise en forme des signaux, qui vont d'un simple filtre RC suivi d'un trigger de Schmitt (Gran Jansen) à un complexe corrélateur (Xemics).

IV.3.3. Comparaison des systèmes et choix.

Les Tableau 5 et Tableau 6 présentent respectivement les caractéristiques électriques essentielles des circuits que nous avons testés.

Tableau 5 : Caractéristiques électriques constructeurs des circuits retenus.

Référence	Vcc / Icc	Déviatiion maximale en fréquence	Data rate max.	Puissance max. de sortie	Sensibilité en réception	BP maximale du récepteur
XE1201	2,4V – 5,5V Icc <sub>Tx</sub> = 13,5mA Icc <sub>Rx</sub> = 6mA	±200kHz	64kBit/s	+5dBm	-104dBm	
GJRF400	2,5V – 3,3V Icc <sub>Tx</sub> = 25mA Icc <sub>Rx</sub> = 16mA		9,6kBit/s	+5dBm	-110dBm	
RF2905	2,7V – 5V Icc <sub>Tx</sub> = 25mA Icc <sub>Rx</sub> = 9mA	±200kHz	2MHz	+10dBm	-101dBm	500kHz
RF2917	2,7V – 5V Icc <sub>Rx</sub> = 9mA				-101dBm	500kHz
RF2510	2,5V – 3,4V Icc <sub>Tx</sub> = 50mA	±200kHz	2MHz	-4dBm		
TDA5210	4,5V – 5,5V Icc <sub>Rx</sub> = 7,5mA		100kBit/s		-103dBm	100kHz

Tableau 6 : Résumé des caractéristiques des circuits étudiés.

Références	Avantages	Inconvénients
XE1201	<ul style="list-style-type: none"> <li>- peu de composants externes</li> <li>- circuit solide (Peu sensible aux ESD)</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- la porteuse est générée à l'aide d'un résonateur à onde de surface (SAW) dont la tolérance de calage (<math>\pm 75\text{kHz}</math>) est forte comparée à celle d'un quartz.</li> <li>- Nécessité de configurer les registres internes (3 mots de 14 bits) à chaque mise sous tension et reconfiguration partielle pour le passage d'émission à réception.</li> <li>- la puissance de sortie est limitée à 5mW contre 10mW autorisés.</li> <li>- la synchronisation du démodulateur nécessite la transmission d'un long préambule qui doit être répété de façon régulière (cela entraîne dans notre cas une forte augmentation de la fréquence de transmission des données).</li> <li>- sensibilité limitée, de l'ordre de <math>-92\text{dBm}</math></li> </ul>
GJRF400	<ul style="list-style-type: none"> <li>- le circuit comporte un oscillateur à quartz d'où une grande précision sur la porteuse.</li> <li>- récepteur à zéro IF, d'où pas de filtres céramiques externes.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- programmation des registres internes (590 bits) à la mise sous tension et à chaque changement de mode (passage d'émission à réception, mise au repos...).</li> <li>- puissance de sortie limitée à +5mW. Un amplificateur de puissance externe est nécessaire si l'on souhaite atteindre la puissance maximale autorisée.</li> </ul>
RF2905 RF2917 RF2510	<ul style="list-style-type: none"> <li>- les trois circuits comportent un synthétiseur de fréquence à base de PLL, d'où la grande précision sur la porteuse</li> <li>- la configuration est assurée par des entrées logiques (multiplicateur pour la PLL, puissance de sortie), d'où une simplicité de programmation des modes.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- le transceiver nécessite 2 quartzs pour générer les porteuses d'émission et de réception.</li> <li>- de nombreux composants externes dont les filtres céramique pour la fréquence intermédiaire sont nécessaires.</li> <li>- la partie réception du RF2905 et le récepteur RF2917 sont très fragiles ce qui rend l'assemblage délicat. (de nombreux circuits ont été nécessaires pour obtenir un couple de transceivers fonctionnels et aucun récepteur n'a pu être assemblé correctement).</li> </ul>
TDA5210	<ul style="list-style-type: none"> <li>- synthétiseur de fréquence à base de PLL, d'où la grande précision sur la porteuse</li> <li>- peu de composants externes</li> <li>- la configuration est assurée par des entrées logiques</li> </ul>	

Le premier système testé est le circuit émetteur-récepteur de Xemics. Le XE1201 venait juste d'être mis sur le marché et n'était pas encore complètement spécifié. Les premiers tests de transmission réalisés à l'aide d'un kit de développement de Xemics, et un circuit émetteur-récepteur que nous avons assemblé ont montré certaines faiblesses du circuit, telles que :

- l'apparition de raies parasites lors de la programmation de réglages,
- l'application d'un offset sur la porteuse pour la recentrer.

Mais le circuit semblait répondre tout de même au cahier des charges. Après la conception d'un circuit logique de commande réalisant les fonctions de configuration du circuit et de codage des signaux, et en dépit de ce qui nous avait été annoncé au départ, le

circuit n'a pas tenu ses promesses. En effet la nécessité de transmettre un long signal de synchronisation (Preamble Burst) non seulement au début de la transmission (ce signal avait été ajouté conformément aux conseils de Xemics), mais aussi de façon régulière (la fréquence de répétition du Preamble Burst n'a pas été déterminée et nous n'avons pas pu obtenir d'information précise sur la durée maximale d'un message sans synchronisation) pose un problème au niveau de la transmission de l'EEG. Il faut en effet pouvoir transmettre les données binaires pendant les 200ms suivant la stimulation de façon continue. Or la transmission d'un message aléatoire, même s'il est codé en Manchester, a pour effet de désynchroniser le "Bit Synchroniser", et d'entraîner un BER (Bit Error Rate) élevé. La solution consisterait donc à augmenter suffisamment la fréquence de transmission pour pouvoir inclure un mot de synchronisation entre chaque message. Un deuxième problème a été généré par le Start Bit placé en tête du message transmis, ce bit de durée plus longue que la durée maximale des signaux Manchester normaux a eu pour effet de partiellement désynchroniser le récepteur. Pour remédier à ce problème nous aurions pu choisir un autre Start Bit. Mais, le manque de réponses des équipes d'ingénieurs de Xemics nous a amené à tester un autre circuit.

Le deuxième jeu de circuits testé est l'émetteur-récepteur RF2905 et le récepteur RF2917 de chez RF Micro Device (RFMD). Ces circuits sont très fragiles à assembler et de nombreux essais ont été nécessaires pour obtenir un ensemble de 2 émetteurs-récepteurs complètement opérationnels. Les performances générales que nous avons obtenues avec les circuits que nous avons assemblés sont un peu inférieures à celles annoncées par le fabricant, mais elles restent très correctes. Nous avons ainsi pu effectuer un test de portée entre le poste central et le module de stimulation. La stimulation s'est avérée fonctionnelle jusqu'à une distance d'environ 150m en intérieur. Par contre les essais d'assemblage d'un récepteur se sont avérés infructueux et aucun circuit n'a pu être testé complètement, en dépit des précautions prises : tapis et bracelets antistatiques, micro fer à souder connectés à la terre, manipulations minimales des circuits. En dépit des performances de l'émetteur-récepteur, un tel circuit est trop délicat à mettre en œuvre dans une petite entreprise. Néanmoins l'émetteur paraissant beaucoup plus solide que la partie réception, nous avons alors décidé de tester le circuit émetteur RF2512, de structure identique au RF2510 et à l'émetteur du RF2905, mais présentant la possibilité de connecter 2 quartzs pour générer 2 fréquences porteuses pour des applications nécessitant 2 canaux. Ces circuits ont donné de très bons résultats en émission. La modulation est réalisée au niveau du VCO, comme nous le verrons au paragraphe IV.4.1.

Le circuit GJRF400 de Gran Jansen utilisé par la société BME présente de très bonnes performances tant en émission qu'en réception, et son assemblage ne nécessite pas un équipement spécialisé. Par contre la programmation complète de tous les registres à chaque changement d'un paramètre, comme le passage d'émission à réception, est lourde à mettre en œuvre et nécessite un espace mémoire important dans le cas d'une commande par un microcontrôleur ou un nombre de bascules important pour la commande implémentée sur circuit logique programmable. Par ailleurs le "Data Rate" très suffisant pour des applications de télécommande pour lesquelles le circuit est tout particulièrement bien adapté est trop limité pour notre application. Nous avons néanmoins gardé cette référence pour ses

performances, de plus la version la plus récente du circuit qui a été améliorée par une augmentation du débit et de la puissance de sortie est maintenant compatible avec notre cahier des charges. Sa commande reste cependant un problème en raison de la taille du registre de commande qui comporte maintenant 80 bits à programmer.

Le dernier circuit testé est le récepteur TDA5210 d'Infineon. Sa structure classique de récepteur superhétérodyne est identique à celle des récepteurs RFMD. Le synthétiseur de fréquence est basé sur une PLL pilotée par un oscillateur à quartz ce qui rend la fréquence centrale très stable et très précise, contrairement à ce que permet un résonateur SAW. Il comporte de même une sortie dont la tension varie proportionnellement au niveau du signal reçu (Receiver Signal Strength Intensity), ce qui permet d'implémenter un circuit de filtrage du bruit comme nous le verrons au paragraphe IV.4.2. De plus contrairement au RF2917, ce circuit n'est pas fragile à assembler, ce qui fait de lui une solution tout à fait adaptée pour une petite entreprise.

Notre choix s'est donc porté sur l'émetteur RF2510 de RFMD et le récepteur TDA5210 d'Infineon. La mise en œuvre des circuits et les performances obtenues sont présentées au paragraphe IV.4.

#### IV.4. Mise en œuvre des circuits retenus.

##### IV.4.1. L'émetteur RF2510 de RFMD.

Le schéma bloc de l'émetteur RF2510 est présenté Figure 58. Il s'agit d'un émetteur FSK à PLL, la modulation étant effectuée sur le VCO.

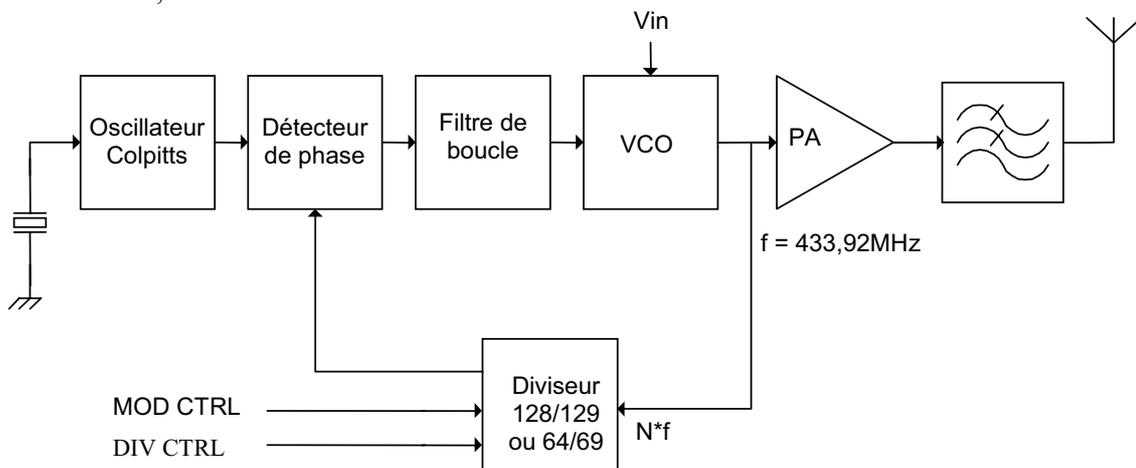


Figure 58 : Schéma bloc de l'émetteur RF2510.

Il est constitué de 3 sous ensembles principaux :

- Le système de génération de la fréquence porteuse, constitué d'un VCO asservi en phase sur un oscillateur de référence à quartz (au moyen d'une PLL).
- Le second bloc est constitué d'un ou plusieurs amplificateurs de puissance qui, dans le cas du RF2510 sont complètement intégrés.
- Enfin le dernier élément est un filtre passe bas qui permet d'atténuer suffisamment les émissions parasites afin de répondre aux exigences des normes. Le schéma complet est présenté Figure 59.

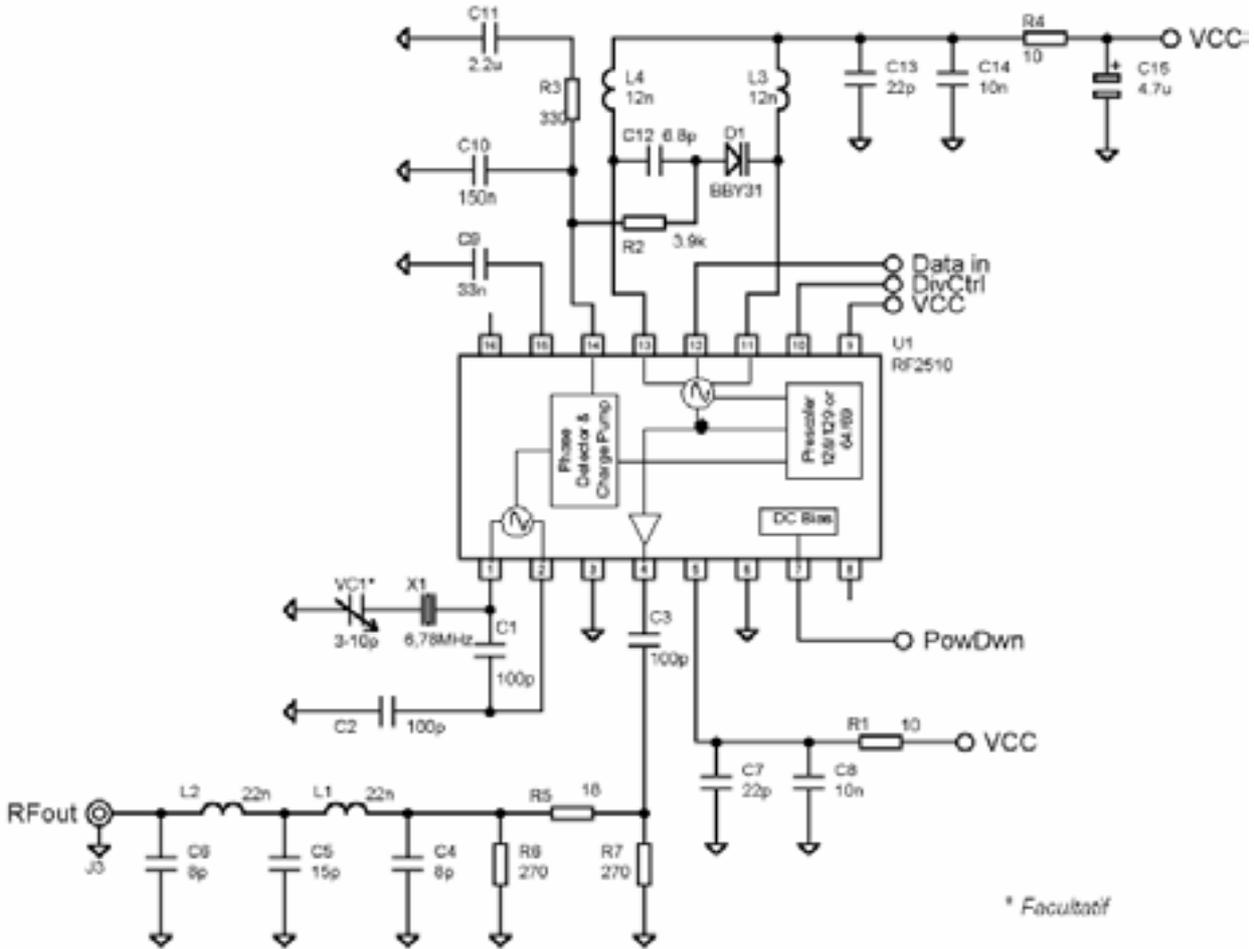


Figure 59 : Schéma complet de l'émetteur RF2510.

IV.4.1.1. La boucle à verrouillage de phase.

Comme nous l'avons vu précédemment, l'intérêt de l'utilisation d'une PLL par rapport à un oscillateur basé sur un résonateur à onde de surface est la plus grande précision de calage et la plus faible dérive de la fréquence (de l'ordre de 200kHz pour un SAW contre 50 kHz pour un quartz bon marché). Le résultat est une réduction de la bande de fréquence nécessaire pour transmettre le signal modulé en fréquence.

Dans le cas du RF2510, l'oscillateur est un oscillateur Colpitts modifié dont le schéma de principe est présenté Figure 60.

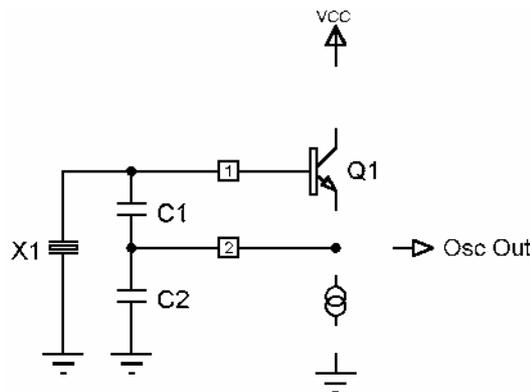


Figure 60 : Schéma simplifié de l'oscillateur Colpitts.

L'intérêt de cette topologie est le faible nombre de composants et de bonnes performances en stabilité et en bruit de phase. Le quartz est ici utilisé dans le mode fondamental en résonance de charge. Le choix du quartz dépend des diviseurs utilisés dans la PLL. Dans notre cas,  $N = 64$  ou  $N = 128$ , ce qui correspond à un quartz taillé pour résonner à 6,78MHz ou 3,39MHz. Pour des raisons de coût, mais aussi de performances à long terme (le constructeur spécifie une meilleure stabilité en vieillissement), le quartz à 6,78MHz est préférable. Le diviseur choisi est donc  $N = 64$ .

Une capacité variable peut être ajoutée en série avec le quartz pour affiner le réglage de la fréquence, comme présenté sur la Figure 59.

Le schéma simplifié du VCO est présenté Figure 61. La fréquence de l'oscillateur est fixée par la diode Varicap D1, la capacité C12 et les inductances L3 et L4. Sont aussi à prendre en compte les inductances parasites des pistes au niveau de la connexion des inductances, en effet 1mm de cuivre correspond environ à 1nH, ce qui n'est pas négligeable dans notre cas.

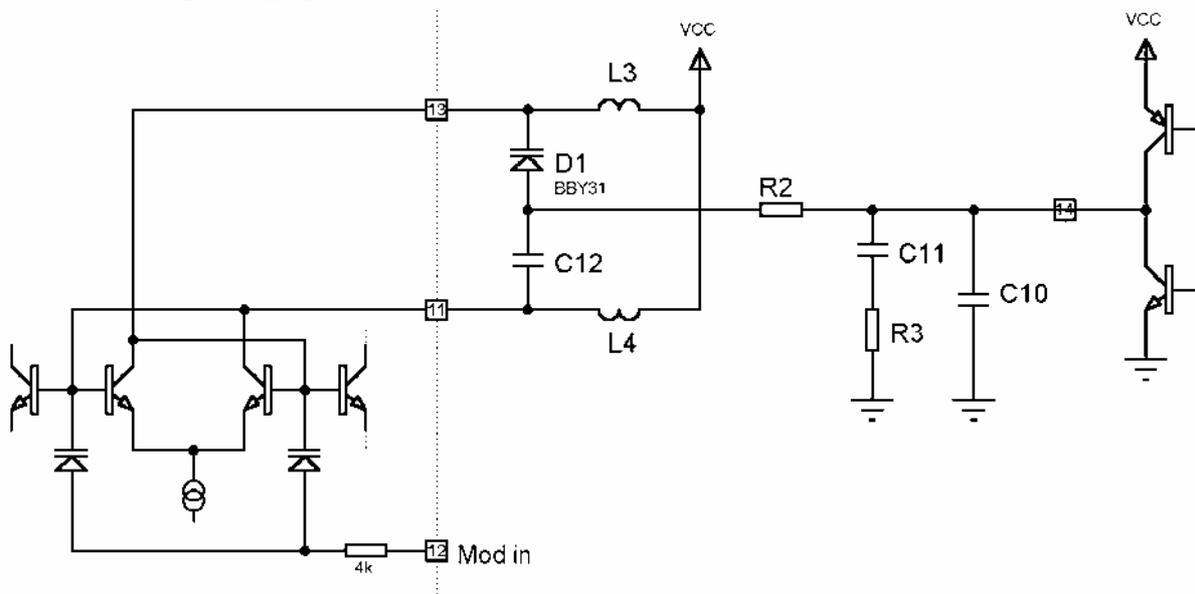


Figure 61 : Schéma du VCO avec le circuit simplifié interne du RF2510.

La fréquence de résonance du VCO est donnée par:  $L_{eq} \cdot C_{eq} (2\pi \cdot f_{Moy})^2 = 1$ , où  $L_{eq}$  et  $C_{eq}$  sont définies par :

$$\begin{cases} L_{eq} = L_3 + L_4 + L_{pistes} = 2L_3 + L_{pistes} \\ \frac{1}{C_{eq}} = \frac{1}{C_{D1}} + \frac{1}{C_{12}} \end{cases}$$

$L_{pistes}$  est l'inductance des pistes de liaison entre les inductances  $L_3$ ,  $L_4$  et le circuit intégré. Sachant que la longueur d'une seule liaison est de 3,5mm, on en déduit :  $L_{pistes} = 2 \times 3,5 \text{mm} \times 1 \text{nH/mm} = 7 \text{nH}$ .  $C_{D1}$  est la capacité de la diode Varicap BBY31. Suivant les données fabricant, cette capacité varie entre 9pF pour  $V_D = 3,6\text{V}$  et 20pF

pour  $V_D = 3V$ , ce qui permet de définir la plage de variation du VCO. Les fréquences extrêmes qui pourront être obtenues sont définies par :

$$\begin{cases} f_{\min} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{C_{D1\text{Max}}} + \frac{1}{C_{12}}} \\ f_{\text{Max}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{C_{D1\text{min}}} + \frac{1}{C_{12}}} \end{cases}$$

Pour une inductance donnée, la capacité nécessaire est calculée par :

$$C_{12} = \frac{1}{(2\pi f_{\text{Moy}})^2 L_{\text{eq}} - \frac{1}{C_{D1\text{Moy}}}}$$

Avec  $f_{\text{Moy}} = 433,92$  MHz.

Le Tableau 7 résume les valeurs des couples  $L_3$   $C_{12}$  possibles et les plages de fonctionnement du VCO qui peuvent être obtenues.

Tableau 7 : Plage de variation du VCO en fonction des couples LC.

$L_3$ (nH)	8,2	10	<b>12</b>	15	18
$L_{\text{eq}}$ (nH)		27	<b>31</b>	37	43
$C_{12}$ (pF)	10	8,2	<b>6,8</b>	4,7	3,9
$f_{\min}$ (MHz)	402,96	401,64	<b>401,27</b>	424,14	424,85
$f_{\text{Max}}$ (MHz)	478,04	467,6	<b>459,3</b>	470,88	465,29
$f_{\text{Moy}}$ (MHz)	440,5	434,62	<b>430,28</b>	447,51	445,07
$\Delta f$ (MHz)	75,09	65,96	<b>58,03</b>	46,74	40,51

Le couple  $L_3 = 12\text{nH}$  et  $C_{12} = 6,8\text{pF}$  donne la fréquence centrale la plus proche de la valeur moyenne désirée, et le VCO décrit ainsi la plage de fréquence nécessaire.

Il est maintenant possible de déterminer le filtre de boucle nécessaire. Le schéma équivalent de la PLL intégrée est présenté Figure 62.

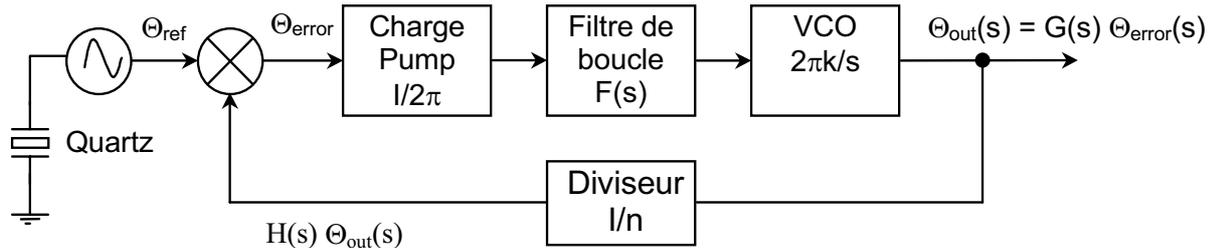


Figure 62 : Schéma bloc de la PLL intégrée du RF2510.

où  $F(s)$  est la fonction de transfert du filtre d'ordre 2, donnée par :

$$F(s) = \frac{1 + sR_3C_{11}}{s(1 + sR_3C_{10}C_{11} + C_{10} + C_{11})}$$

L'équation de la boucle ouverte est :

$$A_{OL} = G(s)H(s) = \frac{I.F(s)k}{n.s} = \frac{I.k(1 + sR_3C_{11})}{n.s^2(1 + sR_3C_{10}C_{11} + C_{10} + C_{11})}$$

avec

$$\begin{cases} K_{VCO} : \text{Sensibilité du VCO (Hz/V)} \\ I : \text{Courant de charge de la PLL } I = 40\mu\text{A} \\ n : \text{Diviseur de fréquence } n = 68 \end{cases}$$

La constante de sensibilité théorique du VCO est :

$$K_{VCO} = \frac{\Delta f}{\Delta V} = \frac{f_{Max} - f_{min}}{V_{Max} - V_{min}} = \frac{459,3 - 401,27}{3,6 - 0} \quad K_{VCO} = 16,12\text{MHz/V}$$

Après vérification expérimentale, la constante du VCO pour notre circuit s'est avérée plus élevée,  $K_{VCO} = 20,07\text{MHz/V}$ . A partir de cette valeur, il est possible de calculer la valeur des composants du filtre de boucle nécessaire.

La fréquence la plus basse du signal est due au Start Bit et correspond aux 30 au niveau haut :

$$\theta = \frac{1}{32} \text{ ms} \Rightarrow f_{30} = \frac{32}{3 * 2} \text{ kHz} \Rightarrow f_{30} = 5,33\text{kHz}$$

Pour disposer d'une marge de sécurité, nous avons choisi une fréquence de coupure :  $f_c \ll f_{30}$ , soit environ 750Hz, ce qui correspond au filtre suivant : ( $C_{10} = 150\text{nF}$ ;  $C_{11} = 2,2\mu\text{F}$ ;  $R_3 = 330\Omega$ )

#### IV.4.1.2. Le filtre de sortie.

Afin de limiter l'amplitude des harmoniques 2 et 3 pour respecter les normes, il est nécessaire d'insérer un filtre en sortie. Le filtre proposé par RFMD et un filtre LC du 5<sup>ème</sup> ordre comportant une ondulation de 0,1dB, présenté Figure 63. Le calcul des éléments peut être effectué à partir des fonctions normalisées données par [HAYW82].

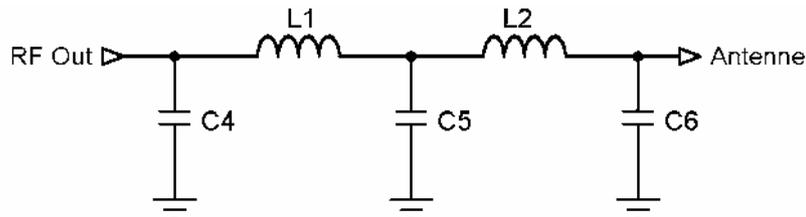


Figure 63 : Filtre LC du 5<sup>ème</sup> ordre.

Pour des impédances vues de l'entrée et de la sortie de  $50\Omega$ , les éléments C et L sont calculés à partir des deux formules suivantes :

$$C_k = \frac{g_k}{R_0 \omega_c} \quad \text{et} \quad L_k = \frac{g_k R_0}{\omega_c}$$

avec

$$\begin{cases} R_0 = 50\Omega \\ \omega_c = 2\pi f_c \\ f_c = 433,92\text{MHz} \\ C_{11} = C_0 - C_{10} \end{cases}$$

Le Tableau 8 résume les valeurs de coefficients et les valeurs calculées des capacités et inductances.

Tableau 8 : Coefficients et valeurs obtenues pour le filtre de sortie du 5<sup>ème</sup> ordre.

$g_1, g_5$	$g_2, g_4$	$g_3$	$C_4, C_6$	$L_1, L_2$	$C_3$
1,1468	1,3712	1,975	8,2pF	22nF	15pF

Le diviseur potentiométrique R5, R6, R7 constitue un circuit d'adaptation entre la sortie du RF2510 et l'entrée du filtre, de façon à ce que l'impédance vue par le filtre soit égale à 50Ω.

#### IV.4.2. Le récepteur TDA5210 d'Infineon

Comme nous l'avons vu précédemment, le TDA5210 est un récepteur superhétérodyne classique à 1 changement de fréquence. Le schéma bloc est présenté Figure 64.

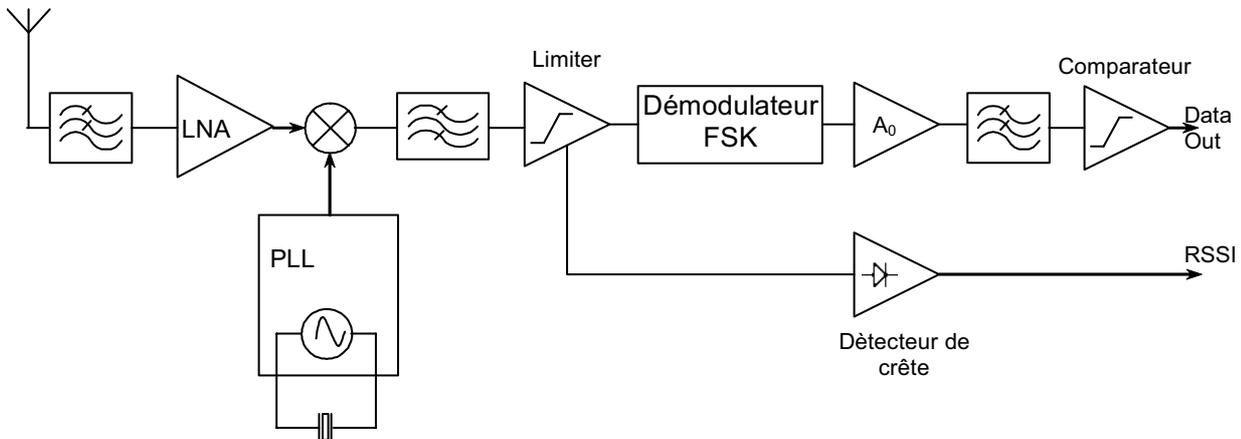


Figure 64 : Schéma bloc du récepteur TDA5210.

Plusieurs éléments sont critiques dans le récepteur, et en premier lieu l'amplificateur faible bruit (LNA) pour lequel une adaptation en bruit est nécessaire de façon à optimiser ses performances. Le deuxième élément est, comme pour l'émetteur l'oscillateur qui ici aussi est réalisé à partir d'une PLL de façon à obtenir une fréquence précise et stable. Enfin, des performances du bloc de démodulation dépendent directement les performances du système. Mais, dans un premier temps, il est tout d'abord nécessaire de déterminer la fréquence de l'oscillateur du récepteur et donc de choisir une fréquence intermédiaire à laquelle le signal pourra être démodulé.

Le schéma complet du récepteur TDA5210 est présenté Figure 65.

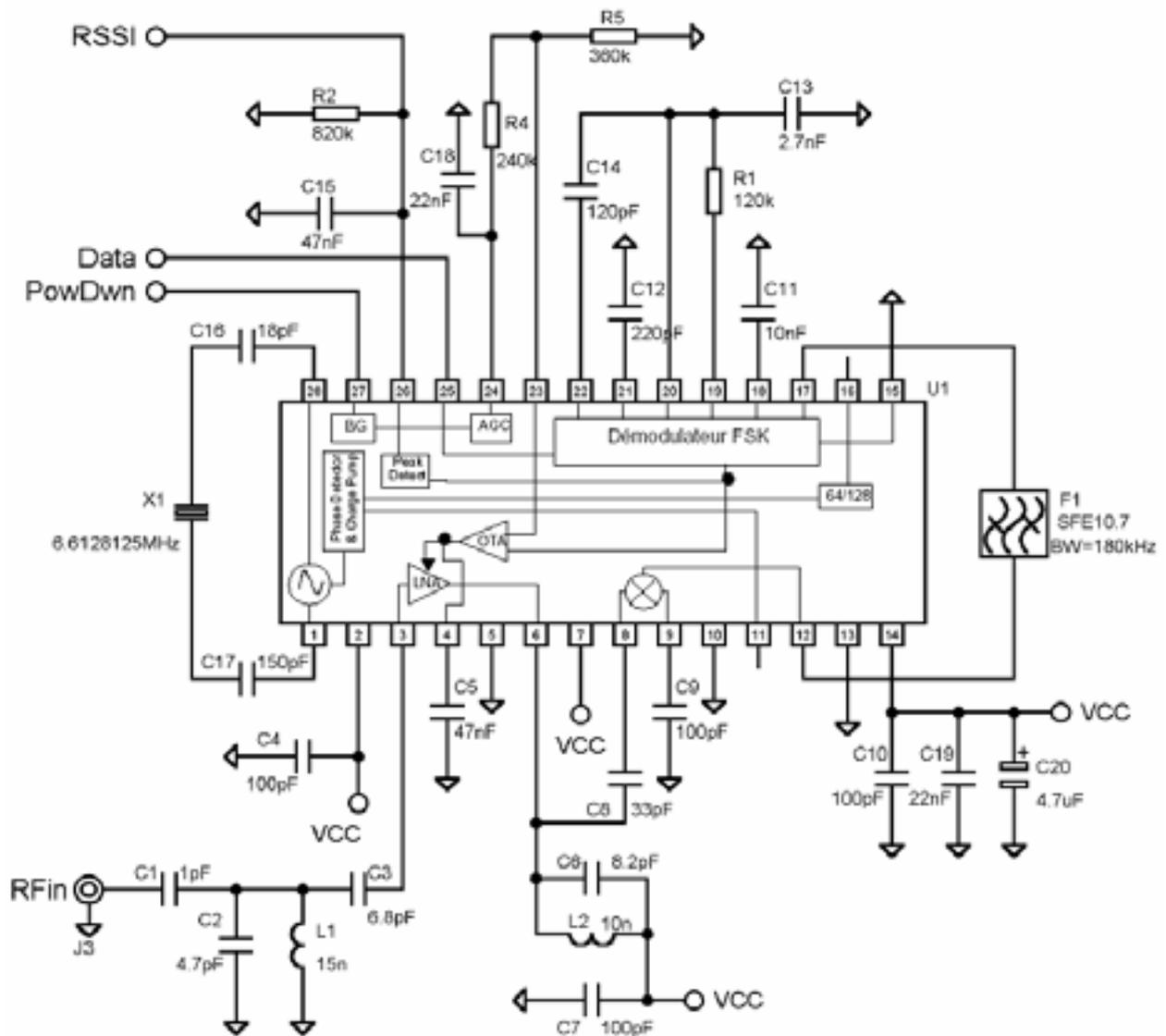


Figure 65 : schéma complet du récepteur TDA5210.

#### IV.4.2.1. Choix de la fréquence intermédiaire (IF)

Le choix d'une fréquence intermédiaire résulte d'un compromis entre les facteurs suivants :

- La fréquence porteuse choisie.
- La réjection de la fréquence image.
- La vitesse de transmission (largeur de la bande de fréquences à recevoir).
- Le coût et la disponibilité des filtres IF.
- L'encombrement et la consommation des filtres IF.

Dans le cas particulier de notre application, nous avons vu au paragraphe IV.2.2 que 2 paramètres étaient déjà déterminés :

- Une fréquence porteuse à 433.92 MHz.
- Une bande de fréquences à recevoir  $\geq 2 * 80\text{kHz} = 160\text{kHz}$ .

Sachant d'une part qu'une bande passante supérieure à 160kHz est difficilement réalisable avec un filtre à quartz, et que d'autre part les contraintes d'encombrement, de consommation, de coût et de disponibilité sont prépondérantes dans notre application.

Nous avons finalement choisi une FI de 10,7MHz, principalement pour des raisons de disponibilité de filtres piézo électriques en céramique de bande passante supérieure à 160 KHz. Ces filtres céramiques étant destinés au très vaste marché des récepteurs pour radiodiffusion FM, ils ont un coût très faible. De plus les entrées / sorties de connexion du filtre IF sur le TDA5210 ont été conçues de façon à ce que les filtres 10,7MHz puissent être utilisés sans nécessiter de circuit d'adaptation.

Nous avons 2 possibilités de choix pour la fréquence de l'oscillateur local :  
 $(f_0 + FI)$  ou  $(f_0 - FI)$ .

Pour déterminer la meilleure solution, il faut rechercher la fréquence d'oscillateur local qui donne le plus grand rapport entre la fréquence à recevoir et la fréquence image. En effet, plus le rapport entre fréquence image et fréquence d'émission est grand et plus le filtrage sera facile.

Si l'on choisit l'oscillateur local  $f_1 = f_0 + FI = 444,62\text{MHz}$ , le rapport de la fréquence image sur la fréquence d'émission est donné par :

$$\frac{\text{fréquence image}}{f_0} = \frac{f_0 + 2.FI}{f_0} = \frac{455,32\text{MHz}}{433,92\text{MHz}} = 1,049$$

Si l'on choisit l'oscillateur local  $f_2 = f_0 - FI = 423,22\text{MHz}$ , le rapport de la fréquence image sur la fréquence d'émission est donné par :

$$\frac{\text{fréquence image}}{f_0} = \frac{f_0 - 2.FI}{f_0} = \frac{412,52\text{MHz}}{433,92\text{MHz}} = 0,951 = \frac{1}{1,052}$$

Dans notre cas, les deux rapports sont très proches. N'ayant pas d'autres contraintes à satisfaire, le choix de l'oscillateur  $f_2 = f_0 - FI = 423,22\text{MHz}$  donnant une marge très légèrement supérieure sera préféré.

#### IV.4.2.2. L'amplificateur faible bruit.

L'amplificateur faible bruit du TDA5210 est constitué de plusieurs étages cascades totalement intégrés présentant un gain total d'environ 21dB. Une entrée de sélection permet de réduire ce gain à environ 1dB. Le récepteur comporte aussi un contrôle automatique de gain (AGC) qui peut réaliser en interne cette commutation en fonction de la puissance reçue en entrée. Pour cela un diviseur de tension externe ( $R_4$  et  $R_5$ , broches 23 et 24) peut être connecté à une référence interne de précision et fixer ainsi le seuil de déclenchement. La capacité  $C_5$  permet de fixer une constante de temps de réaction du circuit, sa valeur en modulation de fréquence n'est pas critique puisque la démodulation est indépendante de l'amplitude du signal. Afin de ne pas dégrader les performances du circuit, il est nécessaire de réaliser des adaptations d'impédance entre l'entrée du LNA et l'antenne et la sortie du LNA et l'entrée du mélangeur. Infineon propose l'utilisation de réseaux LC présentant un faible coefficient de qualité de façon à supprimer tout réglage. Néanmoins afin de permettre à l'utilisateur de concevoir son propre circuit d'adaptation, Infineon donne un tableau récapitulatif des paramètres-S du LNA et du mélangeur. Ces paramètres ont été reproduits dans le Tableau 9. Ainsi les impédances d'entrée et de sortie du LNA et l'impédance d'entrée du mélangeur sont :

$$\begin{cases} Z_{in\_LNA} = 36 - j25 \Omega \\ Z_{out\_LNA} = 43 - j10 \Omega \\ Z_{in\_Mix} = 46 - j12 \Omega \end{cases}$$

Tableau 9 : Paramètres-S du LNA et du Mélangeur.

S11 LNA	0,873	-35°
S21 LNA	1,509	+138°
S12 LNA	0,003	+128°
S22 LNA	0,886	-13°
S11 Mélangeur	0,942	-14°

Le schéma du circuit d'adaptation de l'entrée du LNA est présenté Figure 66.  $R_G$  représente l'impédance de l'antenne, adaptée à  $50\Omega$ .

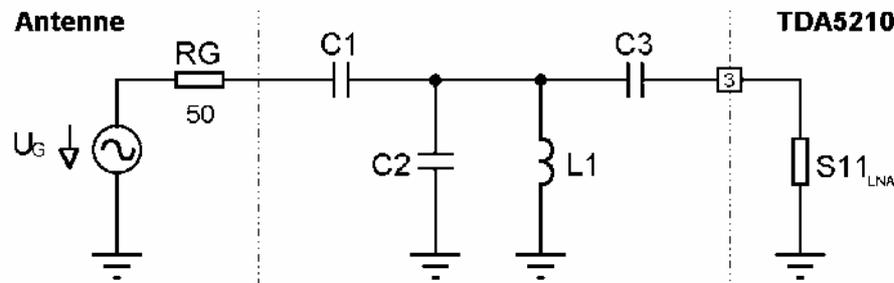


Figure 66 : Réseau d'adaptation d'entrée du LNA.

Le schéma équivalent parallèle du circuit est présenté Figure 67, où  $R_{P1}$  est l'impédance équivalente du générateur après adaptation,  $R_{P2}$  représente les pertes dues aux composants constitutifs du filtre,  $R_{P3}$  est l'impédance équivalente de l'entrée du LNA après adaptation et  $C_1'$  et  $C_3'$  sont les capacités de  $C_1$  et  $C_3$  après conversion série - parallèle.

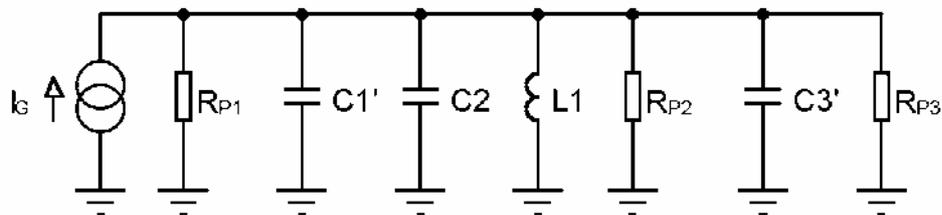


Figure 67 : Schéma équivalent parallèle du circuit d'adaptation du LNA.

Afin d'obtenir une meilleure sélectivité tout en limitant les pertes, les impédances équivalentes d'entrée et de sortie après adaptation doivent être égales, soit  $R_{P1} = R_{P3}$ .

Le coefficient de qualité du circuit non chargé  $Q_U$  est donné par : 
$$Q_U = \frac{R_{P2}}{X_0}$$

avec  $X_0$ , réactance à la résonance de l'un des 2 éléments du circuit LC parallèle.

Elle est donnée par 
$$X_0 = \omega_0 \cdot L_1 = \frac{1}{\omega_0 \cdot C_{tot}}$$

où  $C_{tot}$  représente la capacité totale et est donné par  $C_{tot} = C_1' + C_2 + C_3'$  et  $\omega_0 = 2\pi f_0$  est la pulsation de résonance du circuit LC.

Le coefficient de qualité en charge du circuit complet  $Q_L$  est donné par :

$$Q_L = \frac{R_{p1} // R_{p2} // R_{p3}}{Z} = \frac{f_0}{BP}$$

où BP représente la bande passante à  $-3dB$  du circuit LC.

Afin de ne pas avoir besoin de réglage, il faut s'assurer que le coefficient de qualité n'est pas trop élevé et que la bande passante est suffisante pour prendre en compte la tolérance sur les composants. Pour ne pas être obligé de trop réduire le coefficient de qualité, il est nécessaire de sélectionner une gamme de composants, inductance et capacités, suffisamment précises. Ainsi en s'assurant d'une tolérance maximale de 2% sur L et C, et en prenant en compte les variations dues au circuit imprimé et au positionnement des composants, Infineon propose de considérer la variation relative de la fréquence de résonance ( $\Delta f / f_0$ ) de l'ordre de  $\pm 6\%$ . Dans ces conditions, le coefficient de qualité en charge ne doit pas dépasser :

$$Q_L \leq \frac{f_0}{2 \Delta f} = \frac{1}{2 * 0,06} \Rightarrow Q_L \leq 8,3$$

En utilisant des capacités céramique montage en surface en boîtier 0805, un coefficient de qualité  $Q_U$  de l'ordre de 30 peut être obtenu à 433MHz.

Le choix du couple  $C_1$  et  $C_3$  qui permet de ramener en parallèle deux partie réelles identiques nécessite plusieurs itérations et des mesures. Les valeurs proposées par Infineon sont  $C_1 = 1pF$  et  $C_3 = 6,8pF$ , et correspondent à une impédance ramenée de  $R_{p1} = R_{p2} = 1250\Omega$ .

En combinant les équations précédentes, on obtient :

$$\frac{Q_U}{Q_L} = \frac{30}{8,3} = 3,615 = \frac{R_{p2}}{R_{p1} // R_{p2} // R_{p3}}$$

On en déduit :

$$R_{p2} = \left( \frac{Q_U}{Q_L} - 1 \right) \frac{R_{p1} \cdot R_{p3}}{R_{p1} + R_{p3}} \Rightarrow R_{p2} = 1636\Omega$$

$$Z \geq \omega_0 \cdot L_1 = \frac{R_{p2}}{Q_U} \Rightarrow L_1 = 15nH$$

La valeur de la capacité  $C_2$  doit être choisie de façon à ce que le circuit résonne à la fréquence de réception, soit 423,22MHz. La valeur de  $C_2$  obtenue est environ 4,7pF. Une capacité variable peut être ajoutée en parallèle sur  $C_2$  de façon à améliorer la sélectivité du filtre d'entrée.

Une adaptation similaire est utilisée entre la sortie du LNA et l'entrée du mélangeur.

#### IV.4.2.3. Le synthétiseur de fréquence à boucle à verrouillage de phase.

Contrairement à l'émetteur RF2510, la PLL du TDA5210 est totalement intégrée à l'exception d'une partie de l'oscillateur local. Le schéma bloc est identique à celui du

RF2510. Un diviseur par 32, 64 ou 128 peut être sélectionné, mais la plage de fonctionnement de l'oscillateur étant limité entre 6 et 14MHz, seuls les diviseurs par 32 ou 64 peuvent être utilisés. Comme dans le cas de l'émetteur, le diviseur par 64 a été choisi. Le quartz sera donc spécifié à

$$f_0 = (433,92\text{MHz} - 10,7\text{MHz}) / 64 = 6,6128125\text{MHz}.$$

L'oscillateur à quartz est de type Butler. Le schéma de principe d'un tel oscillateur est présenté Figure 68.

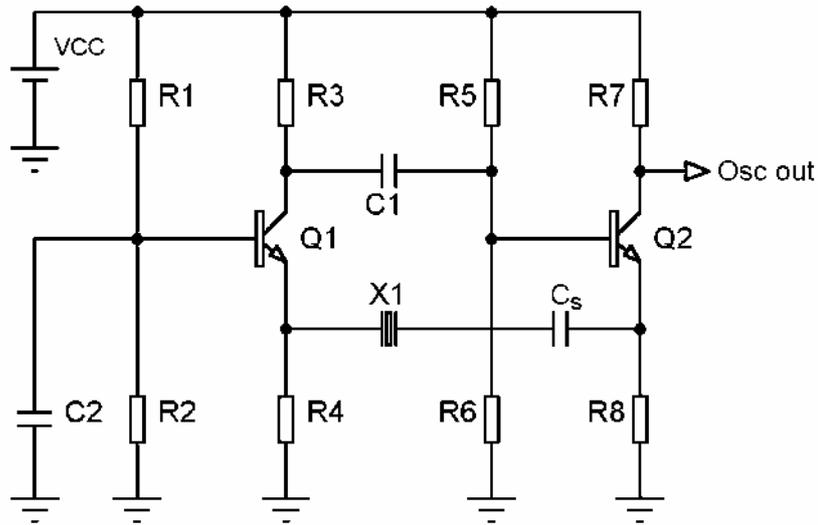


Figure 68 : Schéma de principe de l'oscillateur Butler.

La capacité série  $C_s$  à ajouter au quartz pour obtenir la fréquence de résonance souhaitée est fonction de l'impédance vue par le quartz entre les deux émetteurs et de la spécification du quartz. Cette capacité  $C_s$  est donnée par :

$$C_s = \frac{1}{\frac{1}{C_L} + 2\pi f_0 X_L}$$

où  $C_L$  est la capacité de charge spécifiée par le fabricant (ou au fabricant) et  $X_L$  est la réactance de l'impédance du circuit. Pour une fréquence de l'ordre de 6MHz, Infineon spécifie une impédance  $Z_{Osc} = -825 + j695$ . Les quartzs dont nous disposons avaient été spécifiés, lors de la commande, pour une capacité de charge de 30pF, on obtient alors pour  $C_s$  :

$$C_s = \frac{1}{\frac{1}{30 \cdot 10^{-12}} + 2\pi \cdot 6,6128125 \cdot 10^6 \cdot 695} \Rightarrow C_s = 16,08\text{pF}$$

Afin de s'approcher au maximum de cette valeur, deux capacités peuvent être mises en série, on obtient donc pour  $C_s$  :  $C_s = \frac{C_{16} C_{17}}{C_{16} + C_{17}}$  :

$$C_{16} = 18\text{pF} \quad \text{et} \quad C_{17} = 150\text{pF}$$

IV.4.2.4. Démodulation et mise en forme du signal.

Après amplification par le LNA, le signal est translaté dans la bande intermédiaire grâce à un mélangeur. Le signal à la fréquence intermédiaire de 10,7MHz est alors filtré une première fois en interne par un filtre passe bas de fréquence de coupure 20MHz, puis en externe par un filtre céramique passe-bande. Nous avons choisi un filtre de bande passante 180kHz.

Le signal est alors amplifié au niveau du Limiteur qui génère aussi un signal proportionnel à la puissance reçue (RSSI) utilisé comme nous l'avons vu précédemment pour asservir automatiquement le gain du LNA. L'enveloppe de ce signal est aussi disponible en sortie PDO (Pin 26) pour permettre l'implémentation d'un détecteur extérieur de signal.

La chaîne de démodulation FSK est présentée Figure 69.

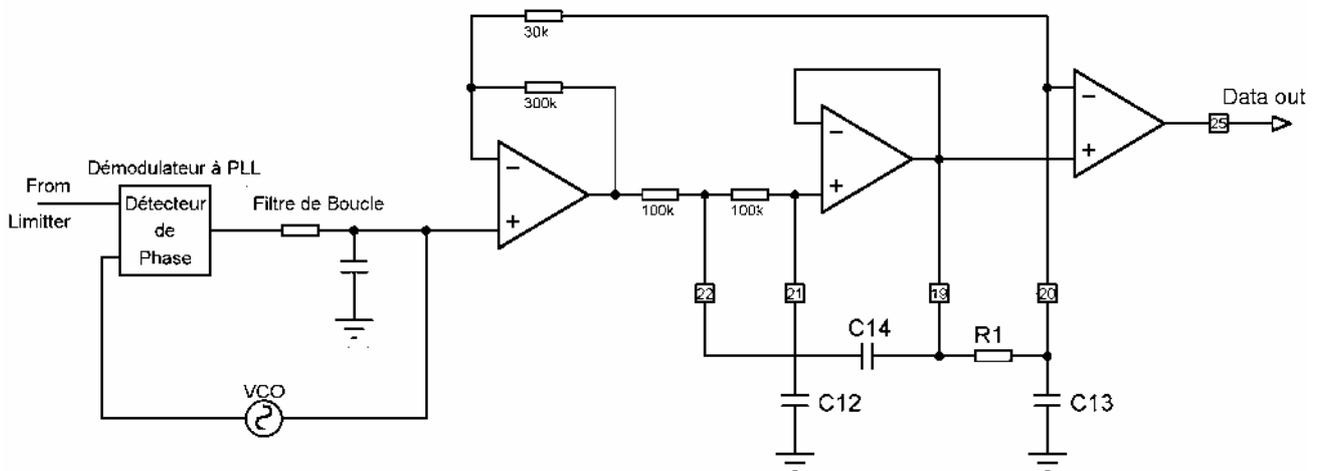


Figure 69 : Schéma de la chaîne de démodulation et de mise en forme du TDA5210.

Le premier élément de la chaîne est le démodulateur proprement dit. Il s'agit d'un démodulateur à PLL. La phase du signal issu du limiteur est comparée à celle du VCO dont la fréquence centrale est 10,7MHz. Le signal de sortie est filtré. Ainsi une fréquence élevée sera considérée comme un niveau logique "1" alors qu'une fréquence basse sera reconnue comme un "0" logique. Ce signal est alors amplifié et filtré à travers un filtre passe bas du 2<sup>ème</sup> ordre réalisé à partir de 2 résistances intégrées et de 2 capacités externes. Les paramètres de ce filtre sont calculés grâce aux formules suivantes :

$$\begin{cases} C14 = \frac{2.Q.\sqrt{b}}{R_1.2\pi.f_{3dB}} \\ C12 = \frac{\sqrt{b}}{4.Q.R_1\pi.f_{3dB}} \end{cases}$$

avec  $Q = \frac{\sqrt{b}}{a}$  et  $\begin{cases} a = 1,414 \\ b = 1 \end{cases}$  dans le cas d'un filtre de Butterworth.

$f_{3dB}$  correspond à la fréquence maximale des données transmises.

Ainsi pour  $f_{3dB} = 16kHz$ , et  $R_1 = 120k\Omega$ , on obtient :

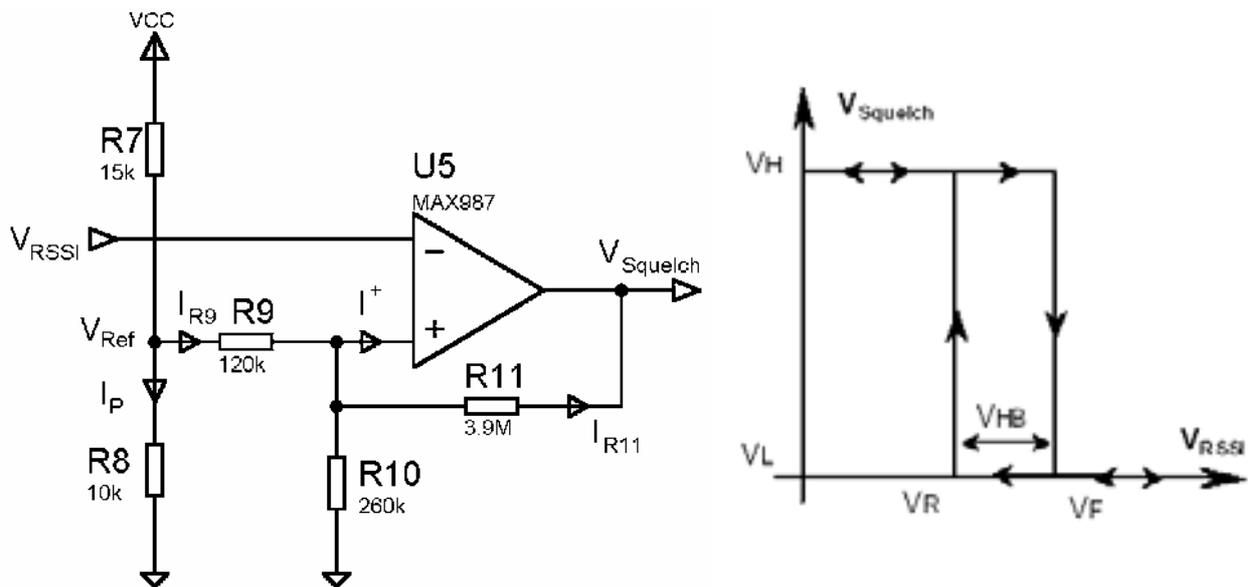
$$Q = 0,71 \quad C_{14} = 120\text{pF} \quad C_{12} = 56\text{pF}.$$

Le dernier élément est le ‘‘Data Slicer’’ qui réalise la mise en forme des données. Il s’agit d’un convertisseur analogique numérique 1 bit. Différentes configurations peuvent être mises en œuvre à partir du circuit intégré. Le signal en bande de base étant codé en Manchester, sa valeur moyenne est nulle. La structure à référence adaptative a donc été retenue. Il s’agit d’une comparaison du signal issu du filtre passe bas à la valeur moyenne du signal. La constante de temps du filtre passe bas  $T_A$  qui réalise la référence de comparaison doit être choisie 3 fois plus grande que la plus longue durée  $T_L$  pendant laquelle le signal ne change pas. Dans notre cas,  $T_L = 3\theta = 93,75\mu\text{s}$ , on choisira donc :

$$T_A = R_1.C_{13} > 3.T_L = 281,25\mu\text{s}$$

Pour  $R_1 = 120\text{k}\Omega$ , on obtient  $C_{13} = 2,7\text{nF}$ .

Afin de limiter les déclenchements dus au bruit, la sortie PDO qui présente une tension proportionnelle au niveau du signal reçu a été connectée après filtrage à un comparateur à hystérésis dont le schéma est présenté Figure 70. La constante de temps  $\tau_{\text{RSSI}} = R_2.C_{15}$  (Voir Figure 65) doit être suffisante pour supprimer les variations très rapides due au bruit de la sortie, mais elle ne doit pas être trop grande, pour être en mesure de suivre les variations les plus rapides du champ reçu.



Avec  $V_{\text{in}} = V_{\text{RSSI}} \in [0.8\text{ V} ; 2.8\text{ V}]$   $V_H = 4.85\text{ V}$   $V_R = 1.35\text{ V}$   $V_{HB} = 100\text{ mV}$   
 $V_L = 0.15\text{ V}$   $V_F = 1.45\text{ V}$

Figure 70 : Schéma du comparateur à hystérésis

Le circuit peut être mis en équation, on obtient alors :

$$\frac{V_{\text{Squelch}}}{R_{11}} = V_{\text{RSSI}} \left( \frac{1}{R_9} + \frac{1}{R_{10}} + \frac{1}{R_{11}} \right) - \frac{V_{\text{Ref}}}{R_9}$$

L'application de l'équation précédente sur les seuils de commutation du comparateur conduit au système :

$$\begin{cases} \frac{V_L}{R_{11}} = V_R \left( \frac{1}{R_9} + \frac{1}{R_{10}} + \frac{1}{R_{11}} \right) - \frac{V_{Ref}}{R_9} \\ \frac{V_H}{R_{11}} = V_F \left( \frac{1}{R_9} + \frac{1}{R_{10}} + \frac{1}{R_{11}} \right) - \frac{V_{Ref}}{R_9} \end{cases}$$

Soit encore

$$\frac{V_H - V_L}{R_{11}} = V_{HB} \left( \frac{1}{R_9} + \frac{1}{R_{10}} + \frac{1}{R_{11}} \right)$$

Afin de pouvoir négliger le courant d'entrée  $I_{max}^+ = 10 \text{ nA}$  devant  $I_{R_{11}}$ , on choisit  $I_{R_{11}} = 30 \cdot I_{max}^+ = 300 \text{ nA}$ . Dans ces conditions, on peut écrire

$$I_{R_{11}} = \frac{V_{Squelch} - V_{RSSI}}{R_{11}} \quad \Rightarrow \quad \boxed{R_{11} = \frac{V_{Squelch} - V_{RSSI}}{I_{R_{11}}}}$$

$$\begin{cases} \text{Pour } V_{Squelch} = V_H & \Rightarrow & R_{11} = \frac{4,85 - 1,45}{300 \cdot 10^{-9}} = 11,3 \text{ M}\Omega \\ \text{Pour } V_{Squelch} = V_L & \Rightarrow & R_{11} = \frac{1,35 - 0,15}{300 \cdot 10^{-9}} = 4 \text{ M}\Omega \end{cases}$$

Pour prendre en compte le pire cas, on choisit donc  $R_{11} = 3,9 \text{ M}\Omega$

$$\frac{V_L}{R_{11}} + \frac{V_{ref}}{R_9} = V_R \left( \frac{1}{R_9} + \frac{1}{R_{10}} + \frac{1}{R_{11}} \right) \quad \Rightarrow \quad \frac{1}{R_9} + \frac{1}{R_{10}} + \frac{1}{R_{11}} = \frac{1}{V_R} \left( \frac{V_L}{R_{11}} + \frac{V_{ref}}{R_9} \right)$$

$$\frac{V_H - V_L}{R_{11}} = V_{HB} \left( \frac{1}{R_9} + \frac{1}{R_{10}} + \frac{1}{R_{11}} \right) = \frac{V_{HB}}{V_R} \left( \frac{V_L}{R_{11}} + \frac{V_{ref}}{R_9} \right)$$

$$\frac{1}{R_{11}} \left( \frac{V_R}{V_{HB}} (V_H - V_L) - V_L \right) = \frac{V_{ref}}{R_9}$$

d'où

$$\boxed{R_9 = \frac{V_{ref}}{\frac{V_R}{V_{HB}} (V_H - V_L) - V_L} R_{11}}$$

si  $V_{ref} = 2\text{V}$ ,  $R_9 = 123,2 \text{ k}\Omega$

$R_9 = 120 \text{ k}\Omega$

$$\frac{1}{R_9} + \frac{1}{R_{10}} + \frac{1}{R_{11}} = \frac{1}{V_R} \left( \frac{V_L}{R_{11}} + \frac{V_{ref}}{R_9} \right) \quad \Rightarrow \quad \frac{1}{R_{10}} = \frac{1}{V_R} \left( \frac{V_L - V_R}{R_{11}} + \frac{V_{ref} - V_R}{R_9} \right)$$

$$\boxed{R_{10} = \frac{V_R}{\frac{V_L - V_R}{R_{11}} + \frac{V_{ref} - V_R}{R_9}}}$$

$$\text{d'où } R_{10} = 264,2\text{k}\Omega \quad \Rightarrow \quad R_{10} = \frac{220\text{k}\Omega + 50\text{k}\Omega}{\cancel{\quad}}$$

Pour pouvoir négliger  $I_{R_9}$  devant le courant de pont  $I_p = I_{R_7/R_8}$ , il faut  $I_p \approx 20 I_{R_9}$

$$I_{R_9} = \frac{V_{\text{ref}} - V_{\text{RSSI}}}{R_9}$$

Le pire cas correspond à  $V_{\text{RSSI}} = 0,8 \text{ V}$  d'où

$$I_{R_9} = \frac{2 - 0,8}{120 \cdot 10^3} = 10\mu\text{A} \quad \Rightarrow \quad I_p = 200\mu\text{A}$$

$$R_7 = \frac{V_{\text{CC}} - V_{\text{ref}}}{I_p}$$

$$R_7 = \frac{5 - 2}{200 \cdot 10^{-6}} \quad \Rightarrow \quad R_7 = 15\text{k}\Omega$$

$$V_{\text{ref}} = V_{\text{CC}} \frac{R_8}{R_7 + R_8} \quad \Rightarrow \quad R_8 = \frac{V_{\text{ref}}}{V_{\text{CC}} - V_{\text{ref}}} R_7$$

$$R_8 = \frac{2}{5 - 2} 15 \cdot 10^3 = 10\text{k}\Omega \quad \Rightarrow \quad R_8 = \frac{9,1\text{k}\Omega + 2,2\text{k}\Omega}{\cancel{\quad}}$$

Les schémas complets de l'émetteur et du récepteur sont présentés en Annexe 4. L'un des prototypes des modules portés avec liaison radiofréquences est présenté en Annexe 5.

#### IV.5. Bilan de liaison.

Le schéma synoptique général de la liaison radioélectrique est présenté Figure 71.

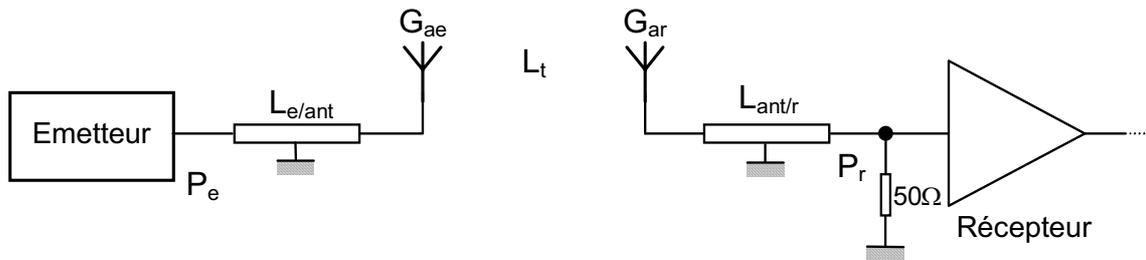


Figure 71 : Schéma synoptique d'une liaison radioélectrique.

Le bilan de la liaison s'écrit :

$$P_r \text{ (dBm)} = P_e \text{ (dBm)} - L_{e/\text{ant}} + G_{ae} - L_t + G_{ar} - L_{\text{ant}/r} \quad (1)$$

où-  $P_e$  = Puissance électrique appliquée à l'antenne.

-  $L_{e/\text{ant}}$  = Pertes de liaison et de désadaptation entre émetteur et antenne d'émission.

-  $G_{ae}$  = Gain de l'antenne d'émission.

-  $L_t$  = Pertes de transmission RF entre les deux antennes.

-  $G_{ar}$  = Gain de l'antenne de réception.

-  $L_{\text{ant}/e}$  = Pertes de liaison et de désadaptation entre antenne de réception et récepteur.

-  $P_r$  = Puissance reçue sur l'entrée du récepteur.

IV.5.1. Les antennes.

Deux types d'antennes ont été utilisés. Pour le poste central, une antenne  $\frac{1}{4}$  d'onde du commerce peut être fixée au boîtier sans que cela ne gêne l'utilisateur en raison de la petite taille de celle-ci. En effet, à la fréquence de travail, la longueur d'onde est :

$$\lambda = \frac{C}{f} = \frac{300.10^6}{433,92.10^6} \Rightarrow \lambda = 69,14\text{cm},$$

ce qui correspond à une antenne de longueur :  $\lambda/4 = 17,28\text{cm}$

Par contre, une telle antenne est trop encombrante pour les modules portés. Pour les modules de stimulation et de recueil, une simple boucle d'environ 3cm de diamètre a été dessinée sur le circuit imprimé. Le dessin de l'antenne et de son adaptation et son schéma électrique équivalent sont présentés Figure 72.

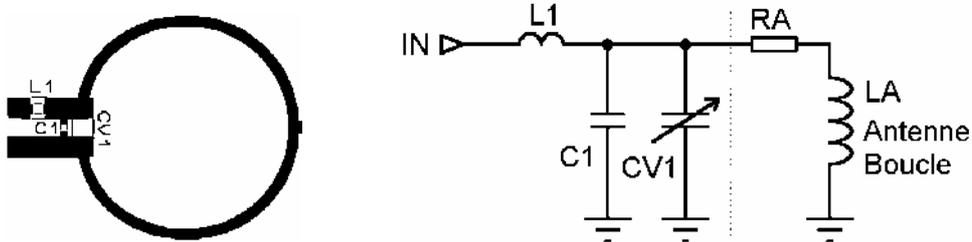


Figure 72 : Dessin de l'antenne et de son adaptation et schéma électrique équivalent.

L'antenne boucle seule est une inductance dont la valeur est  $L_A \approx 69\text{nH}$ . Afin de minimiser les pertes, il est nécessaire de réaliser une adaptation à  $50\Omega$  de l'antenne. La première étape est la compensation de la partie imaginaire. Pour cela, une capacité est connectée en parallèle avec l'antenne :

$$L_A \cdot CV_1 \omega_0^2 = 1 \Rightarrow CV_1 = \frac{1}{L_A \omega_0^2} \Rightarrow CV_1 = 1,4 \text{ à } 3\text{pF}$$

Le résultat est présenté sur le graphe (a) de la Figure 74, obtenue par mesure à l'Analyseur de Réseau Agilent 8753D. Il est alors nécessaire de convertir l'impédance résultante  $R_A' = 2,99\text{k}\Omega$  en une impédance de  $50\Omega$ . Pour cela différentes solutions sont envisageables. Dans notre cas, l'utilisation d'un réseau en L de type filtre passe-bas va réaliser une atténuation supplémentaire des harmoniques de la porteuse pour l'émission et contribuer à atténuer la fréquence image en réception. La Figure 73 présente le schéma équivalent du circuit d'adaptation entre l'antenne ( $R_A'$ ) et la sortie de l'émetteur (représentée par son impédance de sortie  $R_{in}$  vue de l'antenne). Les valeurs des composants du réseau d'adaptation sont données par les relations suivantes :

$$\begin{cases} L_1 = \frac{R_{in}}{\omega_0} \sqrt{\frac{R_A'}{R_{in}} - 1} \\ C_1 = \frac{1}{R_A' \omega_0} \sqrt{\frac{R_A'}{R_{in}} - 1} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} L_1 = 140\text{nH} \\ C_1 = 1\text{pF} \end{cases}$$

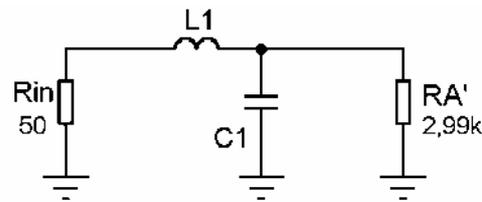


Figure 73 : Filtre en L pour l'adaptation de l'antenne boucle.

Le résultat de l'adaptation est présenté Figure 74 (b).

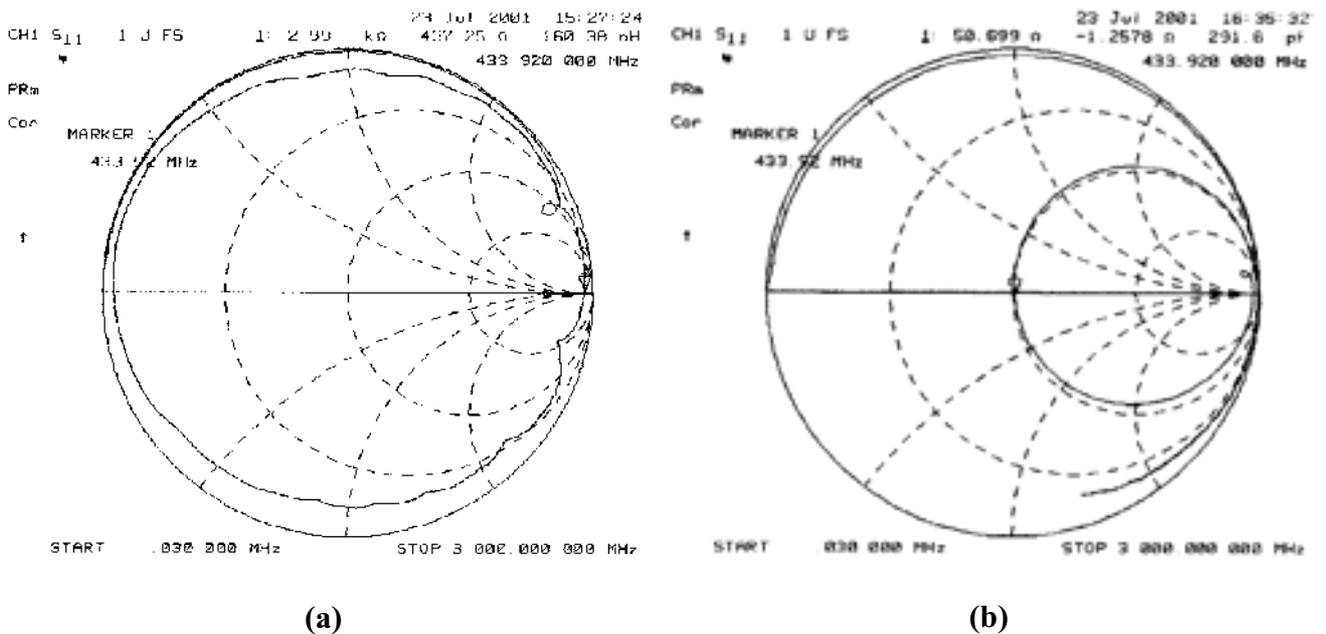


Figure 74 : Représentation sur l'Abaque de Smith du coefficient  $S_{11}$  de l'antenne boucle, (a) après compensation de la partie imaginaire, (b) après adaptation à  $50\Omega$ .

Le problème d'une telle adaptation est que la compensation de la partie imaginaire de la boucle est très difficile à obtenir en raison de son fort coefficient de qualité. Il suffit en effet de bouger ou de déplacer l'antenne pour observer une désadaptation. La solution consiste à réduire le coefficient de qualité en insérant une résistance en parallèle avec la capacité variable. Ainsi non seulement l'adaptation est plus stable, mais la capacité variable peut être remplacée par une capacité fixe.

Les Modules de Détection et le Poste Central nécessitent tous deux un émetteur et un récepteur qui doivent se partager une antenne commune. Afin d'éviter toute détérioration des circuits, ou pertes de puissance, l'émetteur et le récepteur sont connectés à l'antenne via un duplexeur (commutateur HF à 2 positions). Ce duplexeur est le HMC195 de chez Hittite, il a été retenu à la fois pour ses performances électriques, pour sa petite géométrie (il est présenté dans un boîtier SOT26) et pour son faible prix.

#### IV.5.2. Bilan de transmission.

##### IV.5.2.1. Caractérisation des antennes boucle.

La caractérisation des circuits radiofréquences est normalisée. La distance entre antenne émettrice et antenne réceptrice est fixée à 3m. Le schéma de test est présenté Figure 75. Les mesures ont été réalisées en chambre anéchoïde à l'ENSEIRB.

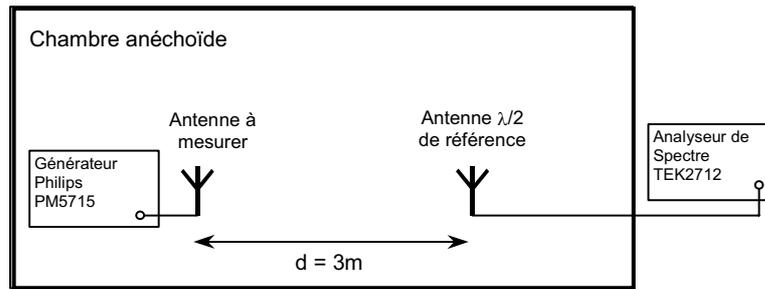


Figure 75 : Schéma de test de l'antenne boucle.

L'antenne de réception est une antenne  $\lambda/2$  dont le gain est  $G_{a\lambda/2} = 2,15\text{dBm}$ .

L'antenne de référence est une antenne quart d'onde, le bilan de liaison est :

$$Pr_{\lambda/4} = Pe_{\lambda/4} - L_{e/ant} + Gae_{\lambda/4} - L_t + Ga_{\lambda/2} - L_{ant/r} \quad (2)$$

Pour l'antenne boucle, le bilan de liaison est donné par :

$$Pr_{Loop} = Pe_{Loop} - L_{e/ant} + Gae_{Loop} - L_t + Ga_{\lambda/4} - L_{ant/r} \quad (3)$$

Pour déterminer le gain de l'antenne boucle, on procède par la méthode de substitution. Pour cela, on règle le générateur de façon à obtenir  $Pe_{Loop} = Pe_{\lambda/4} = +10\text{dBm}$ . En identifiant les équations 2 et 3, on peut écrire :

$$Gae_{Loop} = Ga_{\lambda/2} - Pr_{\lambda/4} + Pr_{Loop} \quad (4)$$

Le Tableau 10 récapitule les résultats des mesures réalisées.

Tableau 10 : Tableau récapitulatif des puissances reçues sur les antennes quart d'onde et boucle et Gain de l'antenne boucle.

Type d'antenne	Polarisation	
	Verticale	Horizontale
$\lambda/4$	-19,5dBm	-34,9dBm
Boucle	-34,4dBm	-31,2dBm
Gain	-12,75dBm $5,31.10^{-2}$	+5,85dBm 3,85

#### IV.5.2.2. Puissance Apparente Rayonnée.

Par définition la Puissance Apparente Rayonnée (PAR) d'une antenne est la puissance qu'il faudrait fournir à une antenne demi-onde pour obtenir le même champ dans la même direction.

#### IV.5.2.3. Sensibilité en réception.

Le schéma de test de la sensibilité du récepteur est présenté Figure 76.

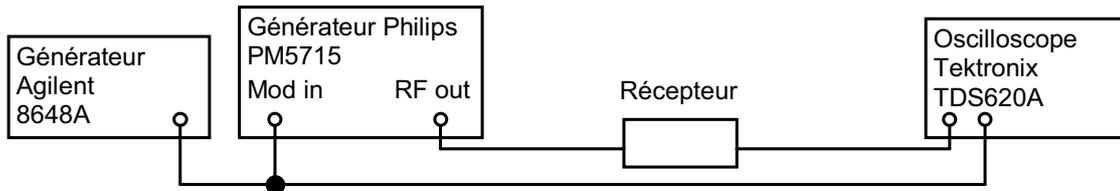


Figure 76 : Schéma de test de la sensibilité du récepteur.

La porteuse générée par le générateur HF est modulée par le générateur basse fréquence. Le signal RF est transmis au récepteur par un câble coaxial équipé de connecteurs SMA. La sortie démodulée est visualisée et comparée au signal basse fréquence sur un oscilloscope. La sensibilité maximale est obtenue à la limite de dégradation du signal démodulé. Le Tableau 11 récapitule les résultats obtenus pour des signaux d'horloge à différentes fréquences et une trame caractéristique des signaux de synchronisation utilisés. Le dernier test permet de vérifier la capacité d'adaptation du récepteur pour démoduler le Start Bit suivi d'un message codé en Manchester.

Tableau 11 : Récapitulatif des mesures de sensibilité effectuées sur le TDA5210.

Signal	Sensibilité (dBm)	Sensibilité ( $\mu\text{V}$ )
Horloge $f = 5\text{kHz}$	-99	2,5
Horloge $f = 16\text{kHz}$	-96,2	3,46
Horloge $f = 32\text{kHz}$	-93,5	4,73

Avec  $V(\mu\text{V}) = 10^{\frac{V(\text{dB}\mu\text{V})}{20}}$  et  $V(\text{dB}\mu\text{V}) = P(\text{dBm}) - 10 \cdot \text{Log}\left(\frac{10^{-9}}{50}\right)$

#### IV.5.2.4. Portée Théorique / Portée pratique.

En espace libre, la puissance reçue  $P_r$  par une antenne isotrope placée à une distance  $d$  d'une autre antenne isotrope rayonnant une puissance  $P_e$  est donnée par :

$$P_r = P_e \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad \text{avec } \lambda \text{ la longueur d'onde.}$$

Dans le cas général, la puissance reçue par une antenne de gain  $G_r$  d'une antenne d'émission de gain  $G_e$  est donnée par :

$$P_r = P_e \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 G_e G_r$$

L'impédance d'entrée du récepteur étant  $R_L = 50\Omega$ , la tension de sortie du récepteur est donnée par :

$$V_r = \sqrt{P_r \cdot R_L} \quad \Rightarrow \quad V_r = \frac{\lambda}{4\pi d} \sqrt{P_e \cdot G_e \cdot G_r \cdot R_L}$$

On en déduit la portée maximale de l'antenne :

$$d_{\max} = \frac{\lambda}{4\pi V_{r_{\min}}} \sqrt{P_e \cdot G_e \cdot G_r \cdot R_L}$$

Pour  $f = 433,92\text{MHz}$ , la puissance maximale émise est  $P_e = 10\text{mW}$ . Le récepteur ayant une sensibilité maximale de  $4\mu\text{V}$ , la portée maximale est, dans le cas de deux antenne boucles :

Polarisation horizontale :

$$d_{\max} = \frac{3 \cdot 10^8}{4 \cdot \pi \cdot 4 \cdot 10^{-6} \cdot 433,92 \cdot 10^6} \sqrt{10 \cdot 10^{-3} \cdot 3,85 \cdot 3,85 \cdot 50}$$

soit  $d_{\max\text{Horizontale}} = 37,4\text{km}$

Polarisation verticale :

$$d_{\max\text{Verticale}} = 2,24\text{km}$$

Pour prendre en compte les pertes de transmission,  $L_t$ , il existe une méthode graphique. La Figure 77 présente le graphe de l'atténuation en fonction de la distance et de l'altitude de l'émetteur.

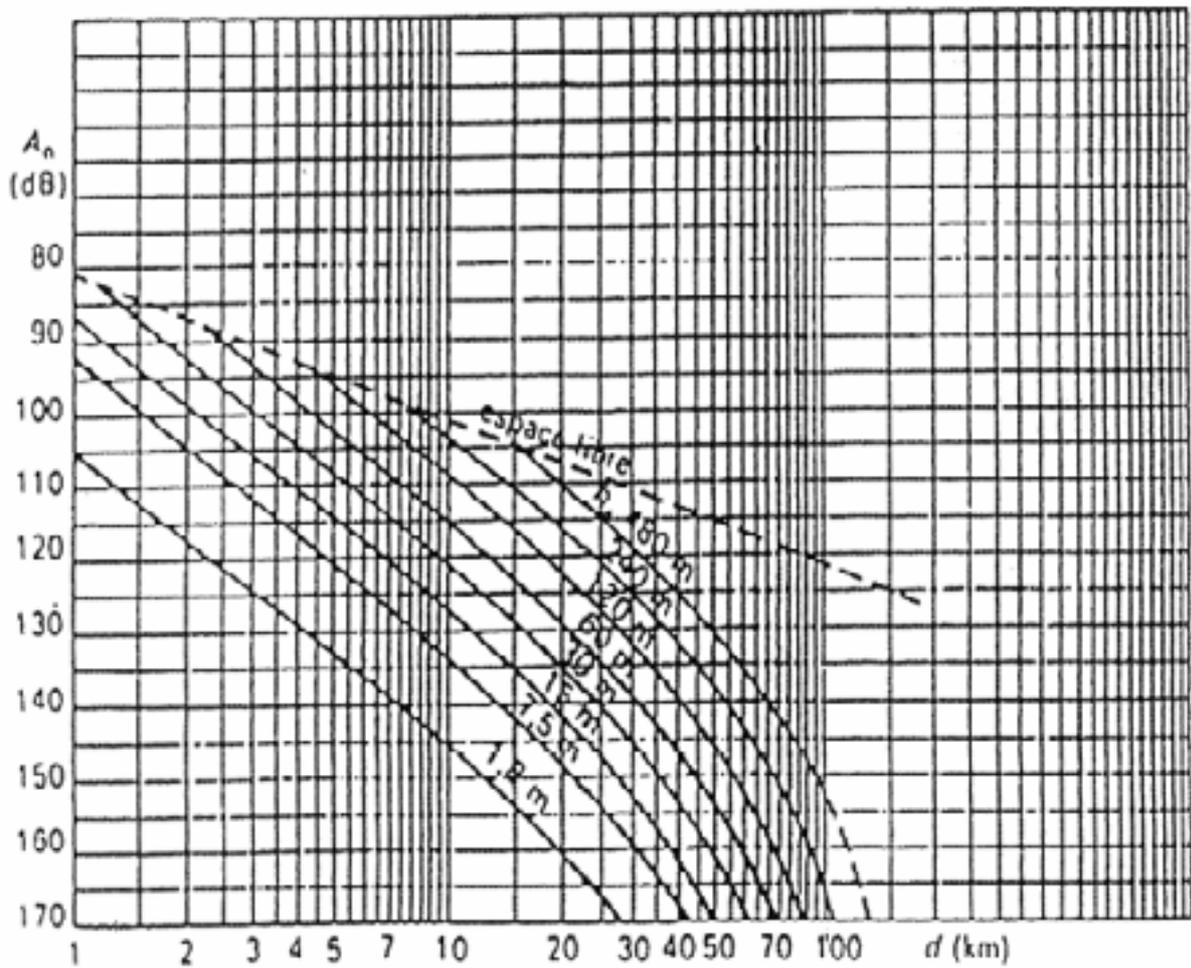


Figure 77 : Graphe de l'atténuation en fonction de la distance et de l'altitude de l'émetteur, le récepteur étant placé à 1,8m du sol, pour une fréquence de 406MHz.

En négligeant les pertes de liaison et de désaccord entre émetteur et antenne et antenne et récepteur, l'équation 1 devient :

$$P_r \text{ (dBm)} = P_e \text{ (dBm)} + G_{ae} - L_t + G_{ar}$$

Soit encore,  $L_t = P_e \text{ (dBm)} - P_r \text{ (dBm)} + G_{ae} + G_{ar}$

Pour une sensibilité de  $4\mu\text{V}$  (-94dBm), en considérant les antennes boucles, on obtient :

$$L_{t_{\max}} = 10 + 94 + 3,85 + 3,85$$

$$L_{t_{\max}} = 111,7\text{dB}$$

Si on reporte cette valeur sur le graphe de la Figure 77, on obtient :

$$d_{\max\text{Horizontale}} = 1,4\text{km.}$$

Dans la pratique les tests en intérieur ont montré qu'une portée de 150m était réalisable dans un environnement perturbé.

#### IV.5.2.5. Etude expérimentale : Vérification de la conformité aux Normes.

Les oscillateurs ne sont pas parfaits, aussi en plus de la fréquence désirée, ils génèrent des harmoniques de cette fréquence. Pour ne pas perturber les émetteurs travaillant dans les bandes concernées, il faut s'assurer que la puissance de ces émissions non essentielles soit inférieure au seuil de bruit admissible. L'utilisation de réseaux d'adaptation de type passe bas entre l'amplificateur de puissance de l'émetteur et l'antenne permet d'atténuer ces signaux. Le spectre d'émission du RF2510 avant filtrage est présenté Figure 78. Le Tableau 12 reprend les valeurs théoriques et mesurées des puissances des harmoniques 3 et 5.

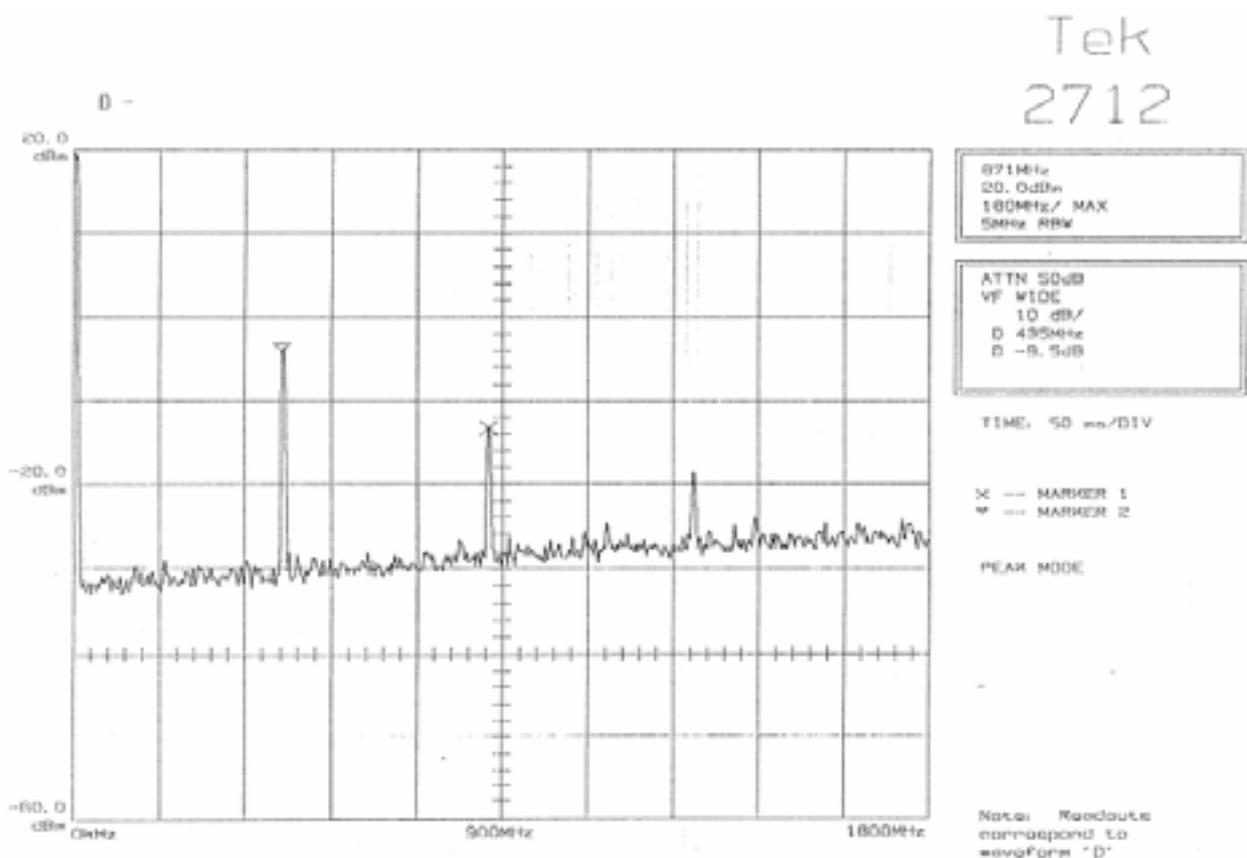


Figure 78 : Spectre d'émission de l'émetteur RF2510 avant filtrage.

Tableau 12 : Puissance maximale admissible et puissance mesurée des harmoniques 3 et 5 pour l'émetteur RF2510 et le récepteur TDA5210.

		Harmonique 3 (f = 867,84MHz)		Harmonique 5 (f = 1301,76MHz)	
RF2510	Puissance maximale	250nW	-36dBm	1µW	-30dBm
TDA5210	Puissance maximale	2nW	-57dBm	20nW	-47dBm

#### IV.6. Conclusion.

Nous avons décidé d'utiliser des circuits du commerce pour la conception de la télémétrie. Au cours de cette étude, nous avons constaté que la durée de vie de certains de ces circuits pouvait être très courte : en effet, un grand nombre de ces circuits apparus sur le marché au cours de l'étude, ne sont plus commercialisés aujourd'hui. Par ailleurs la mise en œuvre de certains s'est avérée trop délicate pour une application commerciale, d'autres au contraire ont montré une grande facilité d'assemblage, mais nous ont déçu par leur niveau moyen de performances. De façon générale et conformément à ce que des ingénieurs de Motorola nous avaient confié, nous avons pu observer que globalement les circuits intégrés émetteur-récepteur présentent des performances inférieures à des systèmes séparés, en raison des difficultés d'isolation de circuits coexistants sur une même puce. Nous avons donc finalement opté pour un émetteur de RFMD et un récepteur d'Infineon. Tous deux présentent de bonnes performances électriques et ont prouvé une grande résistance à l'assemblage.

Une modulation de fréquence numérique (FSK) a été choisie pour ses meilleures performances en milieux perturbés. Les performances de la transmission sont tout à fait conformes au cahier des charges que nous nous sommes fixé. Les tests réalisés en laboratoire ont montré que la portée du système satisfaisait tout à fait aux contraintes des salles d'opération ou de réveil quant aux surfaces à couvrir.

D'après les tests effectués en laboratoire, le StartBit choisi est suffisant pour permettre la détection des ordres et la transmission des messages.

## Chapitre V. LE POSTE CENTRAL.

V.1. LE MATERIEL.....	106
<i>V.1.1. Le choix d'un système : l'ordinateur de bureau.</i> .....	106
<i>V.1.2. Les contraintes du temps réel sous un environnement multitâche (Microsoft NT).</i> .....	106
<i>V.1.3. La carte d'interface.</i> .....	108
V.2. LES CIRCUITS LOGIQUES D'INTERFACE, DE TRAITEMENT ET DE COMMANDE.....	108
<i>V.2.1. Justification de la méthode de conception.</i> .....	108
<i>V.2.2. Description du système.</i> .....	108
V.3. LE LOGICIEL DE COMMUNICATION.....	113
<i>V.3.1. Le choix d'un logiciel de programmation.</i> .....	113
<i>V.3.2. Le Programme.</i> .....	113
V.4. RESULTAT DES TESTS – PERFORMANCES. ....	115

Le Poste Central constitue le centre de commande du système. Il doit permettre de :

- gérer les informations concernant les patients.
- modifier les paramètres de stimulation (nombre d'acquisitions, répétition).
- visualiser et sauvegarder les potentiels évoqués.
- détecter automatiquement toute dégradation du signal (augmentation des latences et diminution de l'amplitude).
- déclencher une alarme en cas de problème.

L'interface doit aussi être compatible avec le réseau informatique existant dans les hôpitaux, et pour de futurs développements, ce module doit pouvoir être mobile.

Dans ce chapitre nous allons discuter nos choix pour le matériel et les logiciels de développement puis l'interface sera décrite avant de présenter les résultats complets des tests.

## V.1. Le matériel.

### V.1.1. Le choix d'un système : l'ordinateur de bureau.

Deux grandes options sont envisageables, l'implémentation du système sur un ordinateur de bureau (PC) ou sur une station de travail, les deux environnements coexistant souvent dans les hôpitaux. Pour les équipements médicaux actuellement présents sur le marché, la tendance est l'utilisation de PC, à l'exception de certains équipements complexes. L'avantage principal de l'ordinateur personnel est son faible coût comparé aux stations de travail, par ailleurs il est aujourd'hui présent dans la vie de chacun et son utilisation ne nécessite plus un apprentissage particulier, contrairement aux stations. Un autre intérêt est la compatibilité entre les différents logiciels (traitement de texte, bases de données, logiciels spécifiques...) qui permet l'échange de fichiers et la gestion de rapports. Aussi, notre choix s'est porté sur un PC.

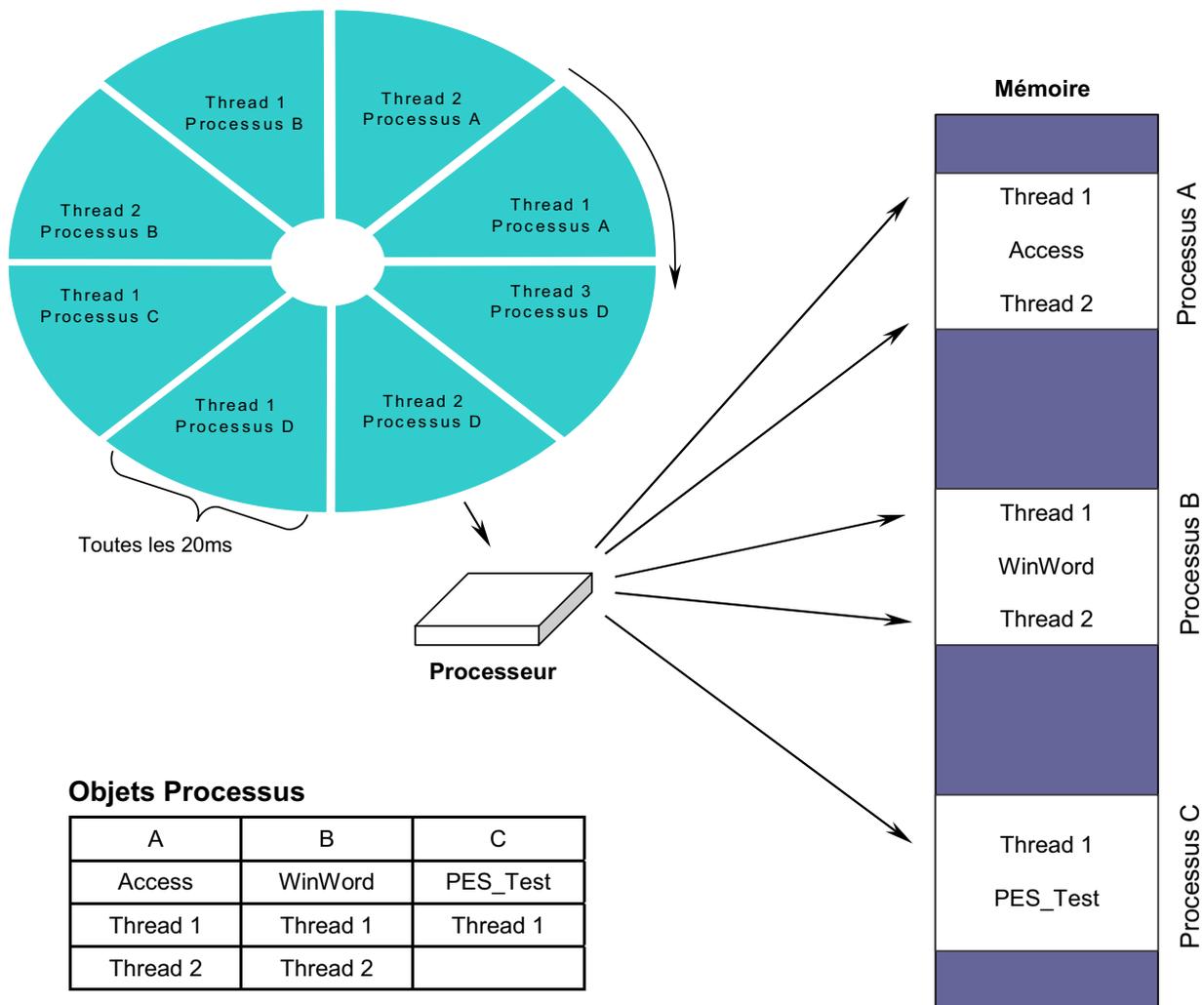
A nouveau deux possibilités étaient à considérer, la conception d'un système propre, à partir de cartes du commerce ou l'achat d'un ordinateur tout assemblé. Jusqu'à ces dernières années, les nouveaux équipements médicaux qui nécessitaient un ordinateur étaient souvent vendus avec un système conçu par l'entreprise et qui répondait spécifiquement au besoin du système. Il s'avère que ce choix est aujourd'hui peu envisageable, d'une part en raison du coût de conception d'un nouveau système mais surtout du fait que les PC d'entrée de gamme répondent largement aux exigences des applications en terme de capacité pour un coût très faible. Par ailleurs l'utilisation d'un ordinateur du commerce laisse une plus grande place à l'évolutivité et la possibilité à l'utilisateur de travailler sur son propre équipement de bureau de façon à gérer plus efficacement ses mesures.

### V.1.2. Les contraintes du temps réel sous un environnement multitâche (Microsoft NT).

Le Poste central doit pouvoir commander à des instants précis l'envoi des ordres de synchronisation et traiter ou tout du moins recevoir les données provenant du Module de Recueil en temps réel. Dans le but de maintenir le système aussi simple que possible, la première idée a été de réduire ce module à un émetteur-récepteur et un circuit d'interface, et d'utiliser le processeur, à travers le programme d'interface utilisateur pour la commande. Ce qui était possible avec les versions précédentes de Windows s'avère aujourd'hui impossible. Windows NT est un système "multitâche préemptif", ce qui signifie que le processeur

partage son temps entre différentes tâches, suivant un ordre de priorités établi par le système d'exploitation, comme le montre la Figure 79. Les applications (Processus) qui sont actuellement utilisées comportent au moins 1 tâche (Thread). Si un processus prioritaire doit exécuter une tâche, alors le système d'exploitation peut interrompre la tâche actuelle pour permettre l'exécution de celle qui est prioritaire. De même si la tâche exécutée à un instant nécessite des ressources non disponibles, elle est interrompue et une autre est lancée. Cela implique qu'il est impossible de prédire avec précision l'instant où un processus est exécuté. Cela est d'autant plus vrai que certains périphériques comme le clavier, la souris ou la carte Ethernet qui fonctionnent par interruptions sont prioritaires, de plus de nombreux programmes travaillent en tâche de fond, comme les logiciels anti-virus, les utilitaires disque ou les écrans de veille.

**Partage du temps processeur**



**Objets Processus**

A	B	C
Access	WinWord	PES_Test
Thread 1	Thread 1	Thread 1
Thread 2	Thread 2	

Figure 79 : Partage du temps processeur sous Windows NT et supérieurs.

Le problème est donc l'impossibilité de réaliser un système en temps réel basé sur Windows. Il est donc nécessaire de prévoir un système de commande externe qui puisse gérer en temps réel la stimulation et recevoir les données.

### V.1.3. La carte d'interface.

La carte d'interface a donc été conçue pour répondre au problème du travail en temps réel sous Windows.

La communication entre le PC et le circuit est réalisée via l'interface RS232, qui permet de concevoir un système simple et peu coûteux, au dépend de la vitesse de transmission. Le taux maximal de transfert de données qui est de 115200bits/s a été choisi afin de réduire le temps de transfert des données, tout en sachant que ce temps est largement dépendant de la capacité du programme à accéder au port, lequel dépend de Windows.

Comme présenté sur le schéma synoptique Figure 80, dans sa première version, la carte d'interface comporte un circuit d'interface pour la mise en forme des signaux de la liaison RS232, un circuit logique de commande et des circuits d'émission et de réception radiofréquences.

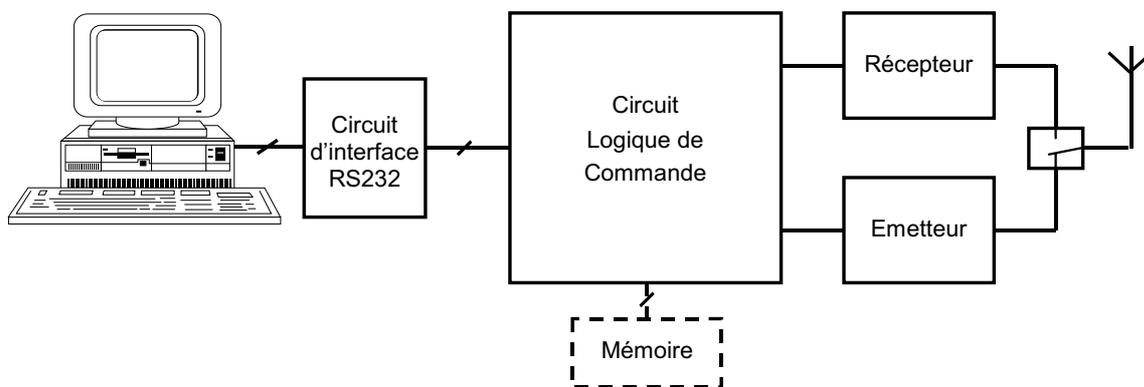


Figure 80 : Schéma synoptique du Poste central.

Pour les tests en laboratoire la mémoire externe n'a pas été utilisée, mais pour une version plus élaborée, une mémoire sera nécessaire pour assurer la sauvegarde de toutes les données provenant du module de recueil avant leur transfert et leur prise en compte par le PC. En effet le buffer présent en entrée du port n'est pas suffisant pour mémoriser l'ensemble des signaux d'EEG résultant d'une mesure.

## V.2. Les circuits logiques d'interface, de traitement et de commande.

### V.2.1. Justification de la méthode de conception.

La première idée était d'utiliser la puissance du processeur présent dans le PC pour gérer le système, mais comme nous l'avons vu précédemment, la gestion en temps réel n'est pas possible sous Windows. Les deux options possibles sont celles présentées pour les modules portés, soit l'utilisation d'un circuit logique programmable, soit l'implémentation d'un microcontrôleur. Dans le cas du Poste Central, il n'y a ni contrainte de consommation, (le module est alimenté sur la secteur), ni une nécessité de miniaturisation. Pour une question de compatibilité, et en considérant qu'une partie des fonctions avaient déjà été développée pour les modules précédents (détection du StartBit, codage et décodage Manchester...), le choix s'est naturellement porté vers un circuit logique programmable de chez Xilinx. Comme pour les deux autres modules, la logique est conçue en schématique.

### V.2.2. Description du système.

Le chronogramme général du système est présenté Figure 81.

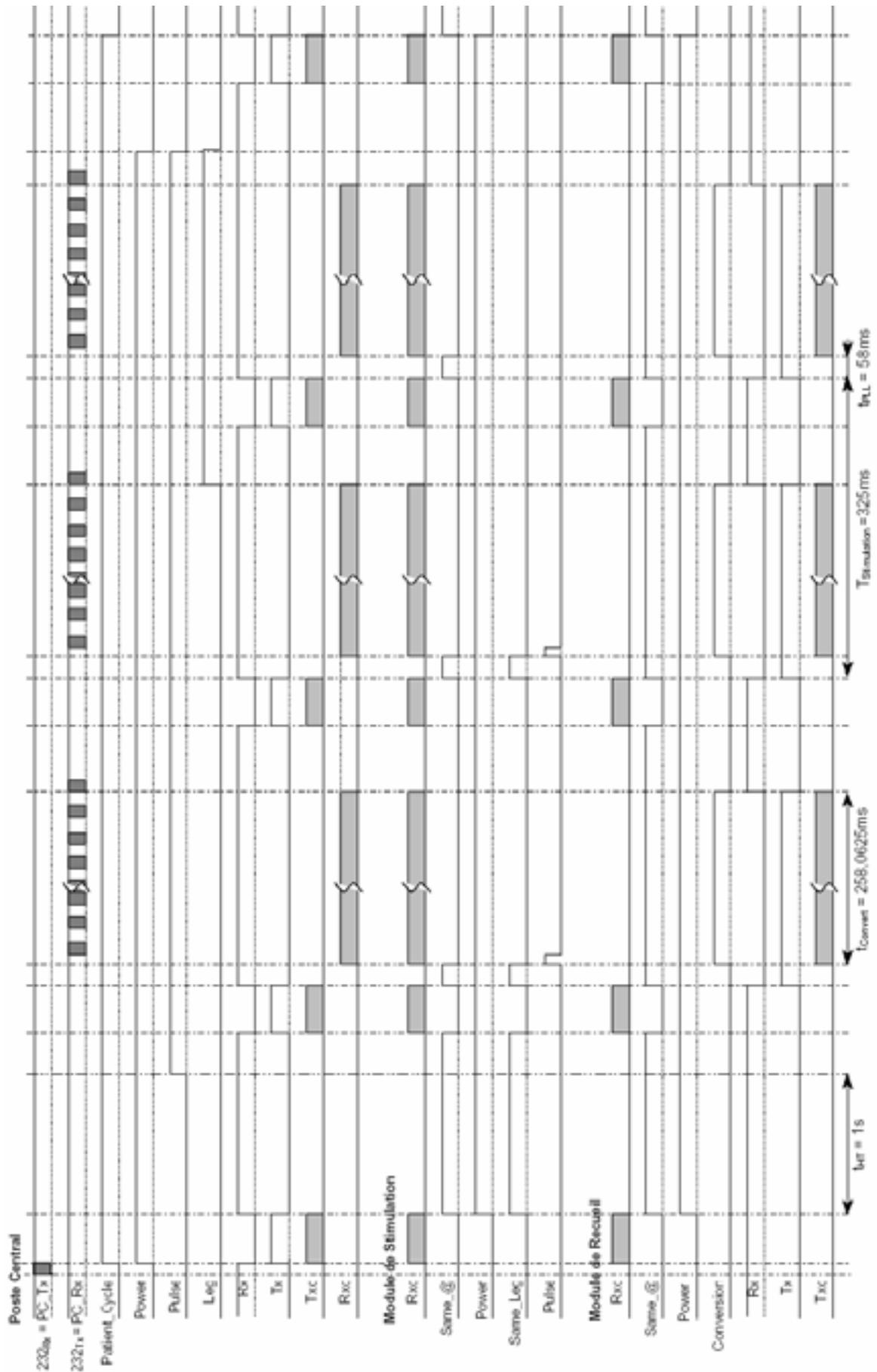


Figure 81 : Chronogramme général du système de détection des PES.

Comme nous l’avons vu au paragraphe V.1.2, le PC transmet l’ordre de lancement d’un cycle de mesure, mais ce sont en fait les circuits logiques qui gèrent en temps réel la synchronisation des modules et le déclenchement des acquisitions.

Les signaux transmis entre les modules et entre le PC et le module de commande du Poste Central sont décrits sur les Figure 82 à Figure 84.

Le signal en sortie du PC sur l’interface RS232 est normalement à l’état logique 1. Un exemple de code est présenté Figure 82.

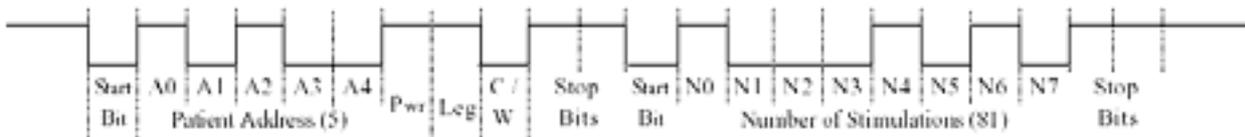


Figure 82 : Signaux transmis entre le Poste central et le circuit logique de Commande (Via l’interface RS232)

Le StartBit est une transition “1”vers “0”. La transmission se faisant sur des octets, deux octets sont nécessaires pour transmettre les informations. Le premier octet est composé de :

- 5 bits d’adresse du patient (bits A0 à A4)
- 1bit codant la mise sous tension (bit Pwr à “1”) ou l’arrêt de l’acquisition (bit Pwr à “0”)
- 1 bit codant le choix au niveau de la stimulation : 1 seule jambe stimulée (bit Leg à “0”) ou les 2 jambes stimulées alternativement (bit Leg à “1”)
- 1 bit codant le début d’un cycle (bit C/W à “0”) ou l’autorisation de la transmission d’un mot stocké en mémoire (bit C/W à “1”) (Cette fonction n’est pas implémentée sur cette version)

Le deuxième octet code uniquement sur 8 bits le nombre de stimulations qui devront être réalisées. Le StopBit est composé de deux états hauts successifs. Les caractéristiques de la liaison RS232 ont été programmées de façon non modifiable par l’utilisateur.

La Figure 83 présente le signal d’EEG numérisé, transmis du circuit logique vers le PC. Les 12 bits du convertisseur ont été séparés en 2 blocs. Le deuxième octet comporte aussi l’information de la qualité du message reçu en RF. Lorsque “DataValid est à “0”, le décodage du Manchester s’est avéré erroné. Le message est transmis de façon à ne pas mélanger les données, mais le mot ne sera pas à prendre en compte dans le moyennage.

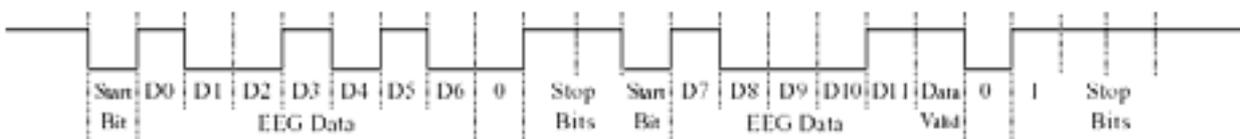


Figure 83 : Signal EEG numérisé transmis entre le circuit logique de Commande et le Poste central (Via l’interface RS232)

La Figure 83 et la Figure 84 présentent les chronogrammes des signaux transmis par onde radio. Dans les deux cas, le message proprement dit est précédé par une salve de signaux d’horloge de durée supérieure au temps d’établissement de la PLL.

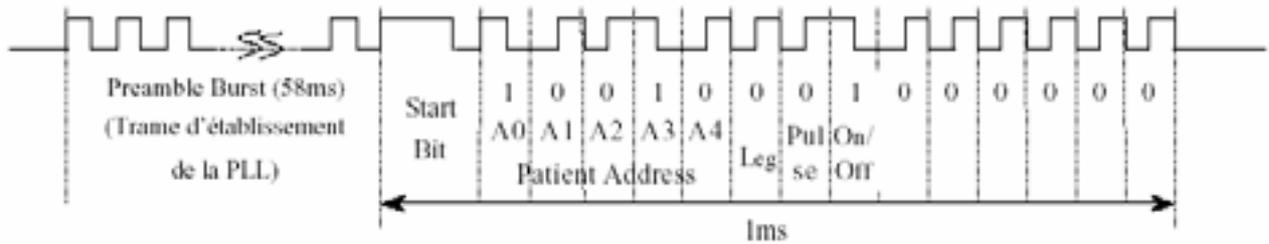


Figure 84 : Signaux de commande transmis par ondes Radiofréquences depuis le circuit logique du Poste Central vers les circuits logiques de Recueil et de Stimulation

Le message se compose de 16 bits, StartBit inclus. Les deux premiers bits sont utilisés pour le StartBit décrit au paragraphe IV.2.1. Les 6 bits suivants codent l'adresse du patient (5bits) et l'information sur la jambe à stimuler. Ne disposant que d'un bit pour coder 3 états, lorsqu'une jambe seulement doit être stimulée (Leg = "0"), le module jambe droite doit être utilisé. Le bit Pulse à "1" code l'ordre de stimulation, le bit On/Off code la mise sous tension ou hors tension des modules portés. Les 6 autres bits ne sont pas utilisés et sont fixés à l'état logique "0".

Le chronogramme présenté Figure 85 représente le signal EEG numérisé transmis vers le PC. Comme tous les signaux que nous utilisons pour les transmissions, il est codé sur 16 bits. Le premier bit est un niveau logique "1", suivi des 12 bits de conversion. Les 2 bits restant ne sont pas utilisés et sont fixés à l'état logique "1". Le choix de cette structure est directement lié à la trame de sortie du convertisseur analogique-numérique qui se compose au minimum de 16 bits. Nous avons donc gardé cette structure afin de limiter le nombre et la taille des registres à décalage qui auraient été nécessaires pour modifier le rythme de sortie.

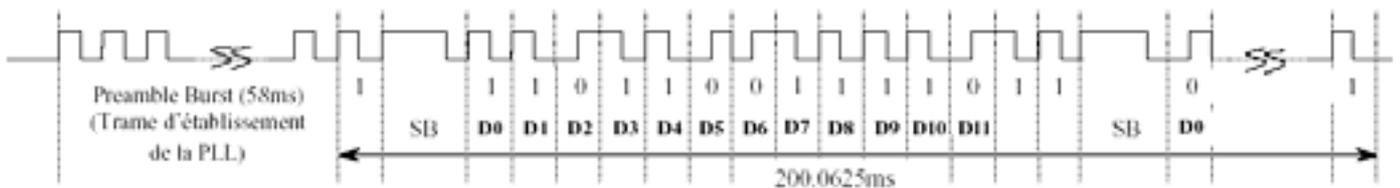


Figure 85 : Chronogramme de transmission du signal EEG par ondes Radiofréquences depuis le circuit logique du Module de Recueil vers le circuit logique du Poste Central

Les diagrammes d'états simplifiés du Poste Central sont présentés Figure 86 pour le module principal de commande et Figure 87 pour le module de réception et transfert vers le PC de l'EEG numérisé. Les schémas des circuits logiques sont présentés en Annexe 3

Le module logique du Poste Central se compose de 6 blocs. Les sous modules "rs232\_in" et "rs232\_out" réalisent l'interface (respectivement décodage et codage) avec le PC.

Les sous-modules "rf\_in" et "rf\_out" sont identiques à ceux du Module de Recueil. Ils réalisent l'interface avec les émetteurs récepteurs.

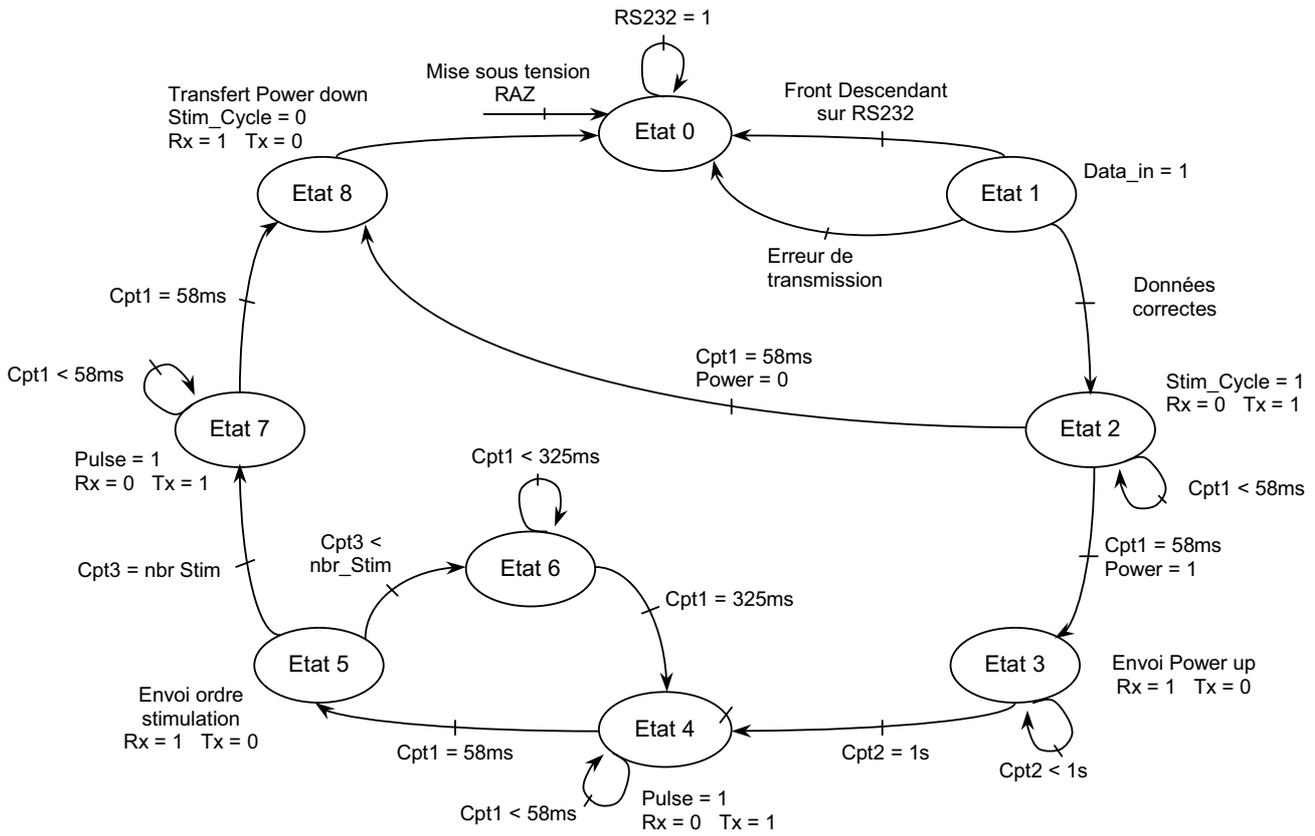


Figure 86 : Diagramme d'état simplifié du module logique de commande du Poste Central.

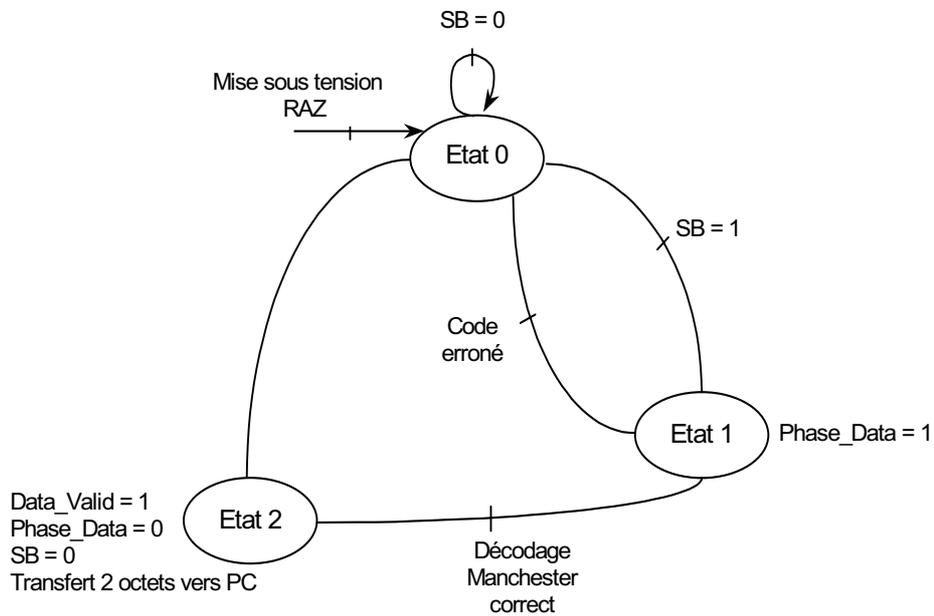


Figure 87 : Diagramme d'état simplifié du module logique de réception de l'EEG numérisé et de son transfert vers le Poste Central.

### V.3. Le logiciel de communication.

#### V.3.1. Le choix d'un logiciel de programmation.

L'interface doit permettre à l'utilisateur de programmer simplement les paramètres de l'acquisition et lui retourner les graphes du PES résultant de la stimulation. Parmi les logiciels qui proposent actuellement des solutions qui simplifient la conception d'interfaces graphiques sous Windows, 3 solutions ont été testées. Le premier essai a été effectué sous l'environnement de développement Delphi 4 de Borland qui est basé sur un langage Pascal. Le deuxième programme a été réalisé sous Microsoft Visual C++. Enfin LabWindows CVI de National Instruments a permis de réaliser un troisième test à partir d'un langage compatible ANSI C et C++. Ces trois logiciels sont basés sur des langages orientés objet. Ils comportent des bibliothèques de composants qui permettent de concevoir une interface rapidement, le code correspondant étant généré automatiquement par un compilateur.

Il s'est avéré que LabWindows CVI était le mieux adapté pour notre application. Le programme comporte 4 fenêtres principales. Une fenêtre générale pour la gestion du projet, une pour le dessin de l'interface proprement dite qui correspond au fichier graphique (extension .uir), une pour la génération du code qui correspond au programme (extension .c) et une ou sont récapitulées l'ensemble des fonctions utilisées (extension .h). La réalisation de l'interface graphique est particulièrement simple, les bibliothèques comportent un nombre important de boutons, d'indicateurs, et des graphiques prédéfinis et paramétrables par l'utilisateur. Lorsque l'utilisateur place un bouton, par exemple, le code correspondant est généré par le compilateur (CodeBuilder). Il suffit alors de compléter la fonction pour associer au bouton une action. Il peut s'agir d'une ligne de programme pour ouvrir une autre fenêtre ou d'un sous programme plus complexe, écrit en langage ANSI C, pour le traitement et la mise en forme de données. Les bibliothèques comportent en outre les outils nécessaires à la gestion du port série, ce qui sous Windows simplifie fortement la conception.

Un autre avantage de ce type de programme est la possibilité de générer un programme exécutable, qui ne nécessite pas la présence sur la machine de LabWindows CVI, ce qui permet de distribuer facilement le programme conçu sans que l'utilisateur n'ait besoin d'acheter le compilateur.

#### V.3.2. Le Programme.

L'organigramme général du programme est présenté Figure 88.

Le programme comporte une fenêtre principale dans laquelle les principaux paramètres figurent et peuvent être réglés, ainsi que des espaces pour la visualisation des courbes résultant de la stimulation. Deux menus permettent pour l'un de changer le port de communication, et pour l'autre d'entrer les données personnelles concernant le patient ainsi que le numéro du système de stimulation qui sera utilisé. Le listing du programme ainsi que les écrans sont présentés en Annexe V.

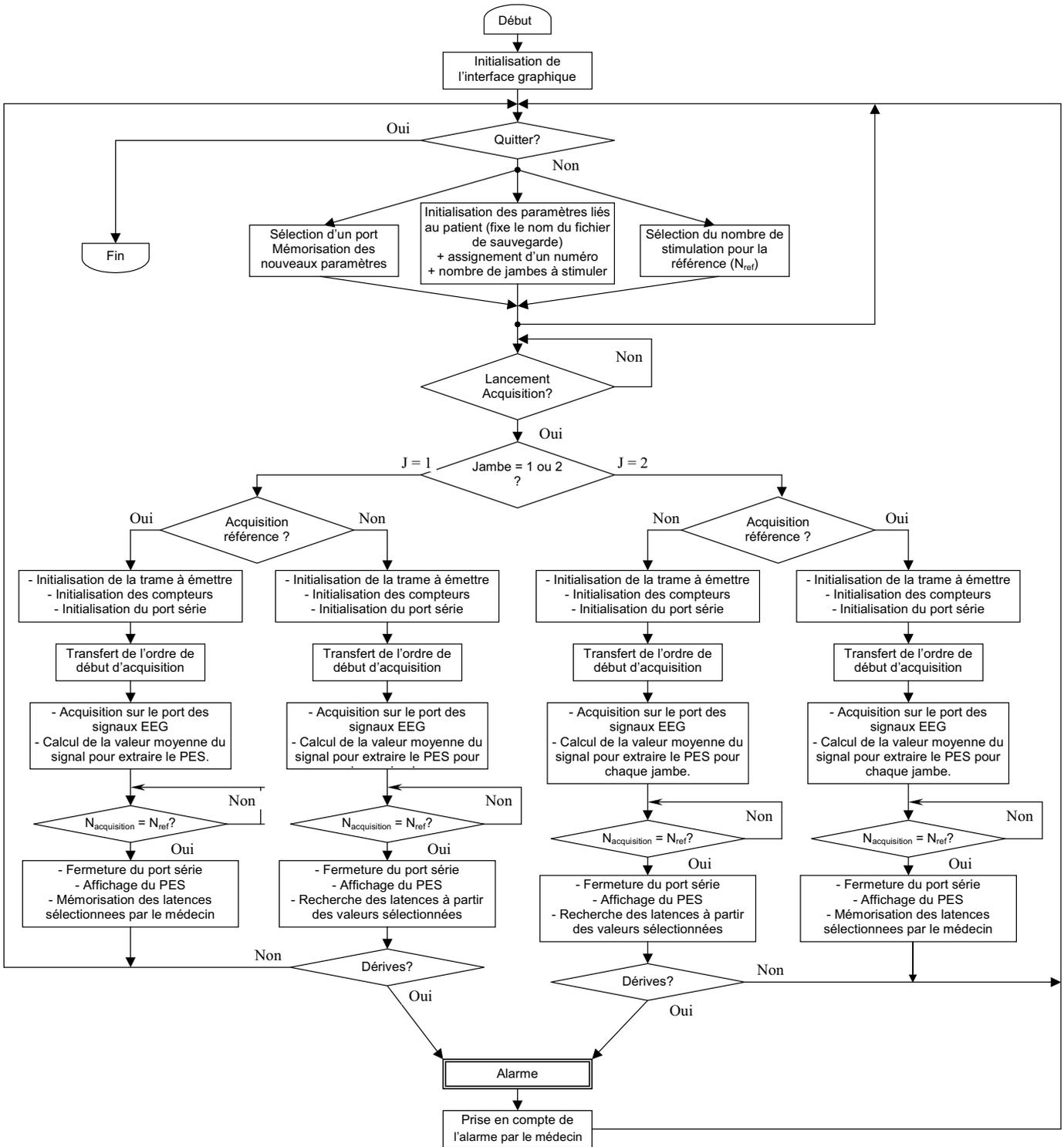


Figure 88 : Organigramme du programme d'interface utilisateur du Poste Central.

**V.4. Résultat des tests – Performances.**

Seule une partie du programme est actuellement opérationnelle, mais elle est suffisante pour réaliser une interface simple entre l'utilisateur et les modules de Stimulation et de recueil. L'utilisation du programme LabWindows CVI a permis, après maints tâtonnements avec différents programmes peu adaptés, d'obtenir une interface utilisateur facilement programmable et modifiable. Les fonctions prédéfinies pour la partie graphique et la génération automatique du code, ainsi que la compatibilité avec le standard ANSI C en font une solution simple pour la programmation d'interfaces sous Windows.

La gestion du temps réel impossible sous Windows en raison de sa conception (partage du temps processeur entre plusieurs programmes pour une optimisation de l'utilisation des ressources) a été réalisée en externe sur une carte d'interface comportant un circuit logique de commande. La solution simple réalisée pour les tests devra être améliorée avec l'utilisation d'une mémoire tampon pour le stockage des signaux transmis par le Module de Recueil, afin d'éliminer tout risque de perte de donnée en cas de blocage momentané de l'accès au port.



## CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

Les travaux de recherche menés dans le cadre de cette thèse constituent une contribution à la conception et à la réalisation d'un système de télésurveillance de pathologies rachidiennes par potentiels évoqués. Ce travail a été réalisé en collaboration avec le Monsieur le Professeur J.M. Vital, Directeur du Service d'Orthopédie du CHU de Bordeaux et le Docteur L.A. Héraud, au sein du Laboratoire IXL.

Le système de télésurveillance se compose de trois sous ensembles :

- Un Module de Stimulation capable de fournir des impulsions de courant réglables en amplitude de 5 à 20mA avec une compliance de 250V, de durée fixée à 0.2ms et par trains, à la fréquence de 3,08Hz. Le module Haute-Tension a été réalisé à partir d'un convertisseur à découpage de type "FlyBack". L'originalité principale de ce module réside dans l'accumulation de l'énergie entre deux stimulations qui a permis un gain important en encombrement et en poids pour le transformateur.

- Un Module de Recueil : le capteur est constitué d'électrodes aiguille en acier inoxydable. La difficulté principale réside dans la très faible amplitude du potentiel évoqué, de l'ordre du micro Volt, soit environ 100 fois inférieure à celle de l'EEG. Un autre problème important est lié à la polarisation des électrodes au contact de la peau qui risque de saturer l'amplificateur. Pour cela une chaîne d'acquisition comportant un amplificateur d'électroencéphalogramme (EEG) très faible bruit de gain 87dB et présentant des courants de fuite sur les entrées de l'ordre de 0,4pA a été réalisé. Le signal ainsi amplifié est filtré (3,6Hz – 90Hz) de façon à supprimer le plus possible les signaux biologiques parasites. Le dernier élément de la chaîne est un convertisseur Analogique - Numérique 12bits.

- Un Poste Central de synchronisation, de stockage et d'alarme. A partir d'une interface graphique, le médecin déclenche une acquisition. Le signal de commande est transmis aux deux autres modules qui sont mis sous tension. Sur ordre, les stimulations sont déclenchées et le signal d'EEG est recueilli et transmis du module de recueil vers le poste central où le PE est extrait par moyennage. Pour répondre à la contrainte de temps réel à laquelle doit satisfaire le système, et compte tenu de l'impossibilité de contrôle sous Windows – Windows est un système multitâche préemptif, ce qui signifie qu'il partage le temps processeur entre différents programmes et suivant un ordre de priorités qu'il définit - la commande et la synchronisation des modules sont réalisées dans un circuit logique indépendant.

Afin d'éviter tout risque de fibrillation, les deux modules portés par le patient sont complètement isolés du secteur grâce à une communication sans fil par ondes radiofréquences et

une alimentation par batteries indépendante. En conséquence, un effort poussé au niveau de la conception a porté sur la minimisation de la consommation énergétique et la taille du circuit. Le poste central n'est pas en contact avec le corps, aussi il est alimenté sur le secteur.

L'une des originalités de ce système est la communication sans fil entre les modules. Elle a été réalisée en utilisant une porteuse dans la bande ISM (Industrielle Scientifique et Médicale) 433.92MHz et une modulation angulaire numérique de type FSK. Deux circuits intégrés du commerce, l'émetteur RF2510 de RFMD et le récepteur TDA5210 d'Infineon ont été mis en œuvre. La puissance d'émission est de +10dBm, et la sensibilité du récepteur de -96,2dBm. Cette configuration permet, avec l'utilisation d'antennes boucle imprimée, de couvrir une zone d'une centaine de mètres en laboratoire.

Les tests en laboratoire ont donné des résultats favorables. L'étape suivante sera l'assemblage de plusieurs prototypes pour le test en milieu hospitalier avec des patients présentant de réelles pathologies de la moelle épinière.

Plusieurs améliorations doivent être envisagées, principalement au niveau du programme d'interface dont seule une version simple pour le test a été réalisée. La première amélioration concerne l'automatisation du système d'une part pour la détection automatique du Potentiel Evoqué à partir des latences enregistrées par le médecin lors des tests préliminaires, et d'autre part pour l'obtention d'un système autonome pour la surveillance de plusieurs patients en salle de réveil par exemple.

Au niveau de la transmission radiofréquences, une gestion de la mise en veille des circuits émetteurs et récepteurs des modules portés permettrait une économie d'énergie supplémentaire et ainsi une autonomie plus importante des modules. Par ailleurs des batteries de plus faible capacité et donc moins chères pourraient être utilisées. (La version actuelle permet une autonomie de plus de 24 heures).

Enfin, parmi les circuits intégrés développés dans les dernières années, les microcontrôleurs PIC proposent des solutions intégrées miniaturisées comportant des convertisseurs analogiques numériques 12 bits tel le PIC16C773 de Microchip. La tendance à une intégration maximale de tous les éléments de la chaîne d'acquisition a ainsi abouti en 2001 à la mise sur le Marché par Microchip de PICs comportant un émetteur radiofréquences pour la bande ISM 433,92MHz en modulation de type ASK ou FSK. De même, en 2002 la société Chipcon a mis sur le marché un circuit intégré rassemblant un microcontrôleur et un émetteur / récepteur radiofréquences. L'avantage évident de telles solutions est la diminution du nombre de circuits, et donc une plus grande fiabilité du système, mais aussi une diminution des coûts.

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [ALAJ58] Alajouanine, T., Potentiels évoqués corticaux chez des sujets atteints de troubles somesthésiques, *Revue Neurologique*, Vol. 98, n°6, pp. 757-761, 1958
- [ALM 89] Alm, A.C., Triolo, R.J., Kobetic, R. et Al., The Design of Output Stage Circuitry for Constant Current Neuromuscular Stimulation, *Proceedings of the Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, Images of the Twenty-First Century*, Vol. 3, pp. 1051-1052, 1989
- [BENB96] M.R.Benbrahim: "Contribution à l'étude et à la réalisation d'une télémessure intracorporelle pour surveillance de fracture osseuse", Th.doct.Electronique Bordeaux I, Juin 1996, n° d'ordre 1516/Bor1/SCI
- [BEN99] M.R. Benbrahim, O. Chevalerias, F. Rodes, "Conception d'un système de stimulation portable pour surveillance médullaire", SEI99 : Première rencontre sur les systèmes électroniques et informatiques, Colloque National SEI, Fès, Maroc, pp. 1-6, octobre 1999
- [BERG88] Berger, N., Ohley, W.J., Lemaire, O., Parziale, J., A Portable Current Controlled Muscle Stimulator, *Proceedings of the 1988 Fourteenth Annual Northeast Bioengineering Conference*, pp. 138-141, 1988
- [BRAZ62] Brazier, M.A.B., The Analysis of Brain Waves, *Scientific American*, Vol. 206, n°6, pp. 142-153, 1962
- [BRES98] Bresadola, M., Medicine and science in the life of Luigi Galvani, *Brain Research Bulletin*, Vol. 46, n°5, pp. 367-380, 1998
- [BUCK85] Buckett, J.R., Braswell, S.D., Peckham, P.H. et Al., A Portable Functional Neuromuscular Stimulation System, *Proceedings of the Seventh Annual Conference of the IEEE/Engineering in Medicine and Biology Society. Frontiers of Engineering and Computing in Health Care*, Vol. 1, pp.314-317, 1985.
- [CHEL00] Cheliout-Hérait, F., *Les Potentiels Evoqués*, Paris : Editions Médicales Nationales, (Explorations fonctionnelles humaines), 2000, 135p.
- [CLAR61] Clark, W.A. and al., The Average Response Computer : a Digital Device for Computing Average and Amplitude and Time Histograms of Electrophysiological Response, *IRE Transaction on Bio-Medical Electronics*, Vol. 8, pp. 46-51, 1961
- [COEN98] Coenen, A. and al., In the footsteps of Beck : the desynchronization of the electroencephalogram, *Electroencephalography and Clinical Neurophysiology*, Vol. 106, n°4, pp. 330-335, 1998
- [DAWS47] Dawson, G.D., Cerebral responses to electrical stimulation of peripheral nerve in man, *Journal of Neurology Neurosurgery and Psychiatry*, Vol. 10, pp. 137-140, 1947.
- [DAWS51] Dawson, G.D., A summation technique for detecting small signals in a large irregular background, *Journal of Physiology*, Vol. 115, pp. 2-, 1951.
- [FARM94] Farmine, Y., Laflaquiere, A., *Monitoring Médullaire*, Rapport de projet Electronique ENSEIRB 2<sup>ème</sup> année. 1993-1994.
- [GLOO71] Gloor, P., The Work of Hans Berger, *Handbook of Electroencephalography and Clinical Neurophysiology*, Vol. 1, pp. 1A11-1A38, 1971.
- [GOLD98] Goldensohn, E.S., Animal electricity from Bologna to Boston, *Electroencephalography and Clinical Neurophysiology*, Vol. 106, n°2, pp. 94-100, 1998
- [GUER98] *Les Potentiels Evoqués*, Paris : Masson, 3<sup>e</sup> édition, 1998, 400p.
- [HAYW82] Hayward, W.H., *Introduction to Radio-Frequency Design*, Prentice-Hall, 1982, 383pp.

- [KAAT01] Robert S.J.P. Kaatee, Peter C.J.M. Nowak, et al., Clinical thermometry, using the 27 MHz multi-electrode current-source interstitial hyperthermia system in brain tumours, *Radiotherapy and Oncology*, Vol. 59, n°2, pp. 227-231, 2001
- [LAPI26] Lapique, L., *L'Excitabilité en Fonction du Temps*, Paris : Les Presses Universitaires de France, 1926, 371p.
- [MAUG97] Mauguière, F., Fischer, C., Potentiels évoqués en neurologie, *Encyclopédie Médicale et Chirurgicale, Neurologie*, Elsevier, Paris, 1997
- [MONN34] Monnier, A.M., *Essai d'interprétation physique de l'excitation électrique des tissus*, Thèse de Doctorat de la Faculté des Sciences de Paris, No. 3221, 1934.
- [MOR E81] Moreno-Aranda, J., Seireg, A., Electrical parameters for over-the-skin muscles stimulation, *Journal of Biomechanics*, Vol. 14, n°9, pp. 579-585, 1981
- [MORU96] Moruzzi, G., The Electrophysiological Work of Carlo Matteucci, *Brain Research Bulletin*, Vol. 40, n°2, pp. 69-91, 1996
- [PICC98] Piccolino, M., Animal electricity and the birth of electrophysiology : The legacy of Luigi Galvani, *Brain Research Bulletin*, Vol. 46, n°5, pp. 381-407, 1998
- [RAGH91] Ragheb, T., Geddes, L.A., The polarization impedance of common electrode metals operated at low current density, *Annals of Biomedical Engineering*, Vol. 19, n°2, pp. 151-163, 1991
- [SCHO74] Schoenberg, B.S., Richard Caton and the Electrical Activity of the Brain, *Mayo Clinic Proceedings*, Vol. 49, n°7, pp. 474-481, 1974
- [SHAW02] Fu-Zen Shaw, Ching J. Lai and Ted H. Chiu, A low-noise flexible integrated system for recording and analysis of multiple electrical signals during sleep-wake states in rats, *Journal of Neuroscience Methods*, Vol. 118, n° 1, pp. 77-87, 2002

# ANNEXES

<b>ANNEXES .....</b>	<b>121</b>
ANNEXE 1. ETUDE COMPARATIVE DU BRUIT DE DEUX STRUCTURES DE PREAMPLIFICATEURS : ETAGE D'ENTREE DE L'AMPLIFICATEUR D'INSTRUMENTATION CLASSIQUE ET PREAMPLIFICATEUR A PAIRE DIFFERENTIELLE JFET.....	123
<b>1. L'amplificateur d'instrumentation classique.</b> .....	123
<b>2. Le préamplificateur a paire différentielle d'entrée JFET.</b> .....	128
<b>3. Résultats comparatifs - Choix d'une structure.</b> .....	134
ANNEXE 2. RESULTATS DES TESTS DES DIFFERENTS STIMULATEURS REALISES ET ETUDE THEORIQUE DE L'ALIMENTATION HAUTE TENSION.....	135
ANNEXE 3. SCHEMAS DE LA LOGIQUE DE COMMANDE DES DIFFERENTS MODULES.....	157
ANNEXE 4. SCHEMAS ELECTRIQUES DES DIFFERENTS MODULES. ....	169
ANNEXE 5. PRESENTATION DES MODULES PORTES.....	177
<b>1. Le module de stimulation.</b> .....	177
<b>2. Le module de Recueil.</b> .....	178
ANNEXE 6. LISTING DU PROGRAMME DE L'INTERFACE UTILISATEUR, ET ECRANS. ....	179
<b>1. Programme principal : SEP_Acquisition.c.</b> .....	179
<b>2. Fichier de ressources : SEP_Acquisition.h.</b> .....	198
<b>3. Interface graphique de communication entre le Poste Central et les modules de     Recueil et de Stimulation.</b> .....	201



## Annexe 1. Etude comparative du bruit de deux structures de préamplificateurs : étage d'entrée de l'Amplificateur d'instrumentation classique et préamplificateur a paire différentielle JFET.

De nombreuses structures d'amplificateurs d'instrumentation pour application médicales et particulièrement pour la détection de l'électroencéphalogramme utilisent un préamplificateur a paire différentielle JFET. Cette étude a pour but de déterminer l'intérêt d'une telle structure en considérant les derniers amplificateurs opérationnels faible bruit et à très faible courant d'entrée du marché.

### 1. L'amplificateur d'instrumentation classique.

La Figure 1 présente le schéma équivalent de l'étage d'entrée de l'IA (Instrumentation Amplifier), avec les générateurs de bruit associés aux différents composants.

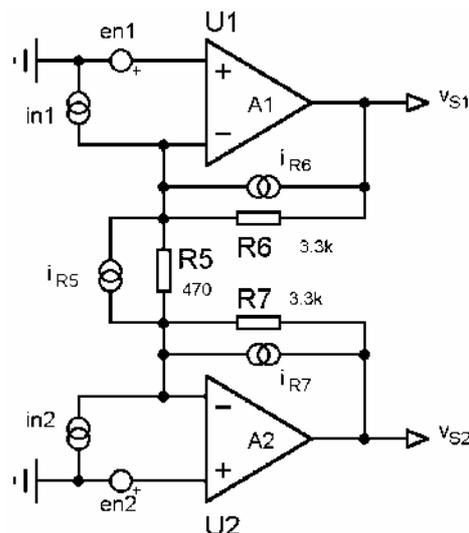


Figure 1: Schéma équivalent de l'étage d'entrée de l'IA.

Le calcul du bruit total ramené à l'entrée est réalisé en appliquant le théorème de superpositions : la contribution de chaque source de bruit est calculée séparément. Elles sont ensuite additionnées puis ramenées en entrée.

Pour l'exemple nous présenterons ici la contribution du générateur de tension de bruit  $e_{n1}$  de l'amplificateur opérationnel U1 et de la résistance  $R_5$ ,  $i_{R5}$ .

#### 1.1. Contribution de $e_{n1}$ :

Le schéma équivalent du circuit est présenté Figure 2. La mise en équation du circuit conduit au système :

$$\begin{cases} v_{S1}(1 + A_1) = A_1 \left( e_{n1} + R_1 \frac{v_{S1} - v_{S2}}{R_5 + R_7 + R_6} \right) \\ v_{S2}(1 + A_2) = -A_2 R_1 \frac{v_{S1} - v_{S2}}{R_5 + R_7 + R_6} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} v_{S1}(1 + A) = A \left( e_{n1} + R_1 \frac{v_{S1} - v_{S2}}{R_5 + 2R_6} \right) \\ v_{S2}(1 + A) = -AR_1 \frac{v_{S1} - v_{S2}}{R_5 + 2R_6} \end{cases}$$

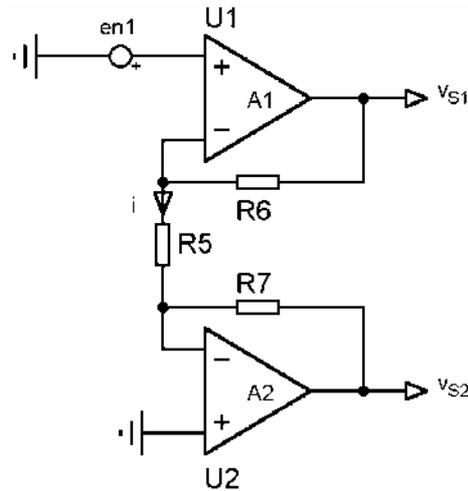


Figure 2 : schéma équivalent de l'étage d'entrée pour le calcul de la contribution de  $e_{n1}$ .

$$v_{S1} - v_{S2} = \frac{A}{1+A} \left( e_{n1} + 2R_1 \frac{v_{S1} - v_{S2}}{R_5 + 2R_6} \right) \quad \text{avec } R_6 = R_7$$

$$e_1(f) = v_s = (v_{S1} - v_{S2}) = \frac{A(R_5 + 2R_6)}{(1+A)(R_5 + 2R_6)} e_{n1}(f)$$

Calcul de  $e_{n1}(f)$  en fonction des spécifications fournies par les constructeurs : "Noise density" et "Noise corner frequency". Un exemple de courbe extrait du catalogue de Linear Technology est présenté Figure 3.

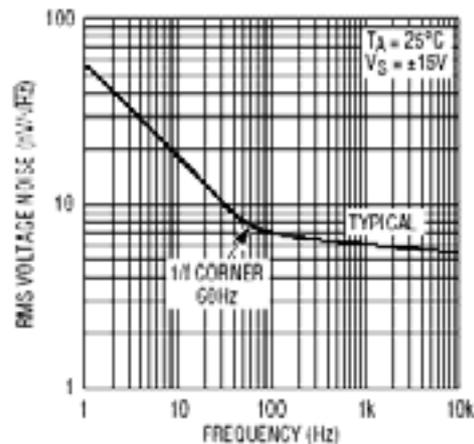


Figure 3 : Courbe théorique typique du bruit en fonction de la fréquence pour le LT1169.

$$E_{n1}^2 = \int_{f_L}^{f_H} e_1^2(f) df$$

$$E_{n1}^2 = \int_{f_L}^{f_H} \left( \frac{A(R_5 + 2R_6)}{(1+A)(R_5 + 2R_6)} e_{n1} \right)^2 df$$

$$E_{n1}^2 = e_{n1}^2 \left( \frac{A(R_5 + 2R_6)}{(1+A)(R_5 + 2R_6)} \right)^2 \Delta f$$

où  $\Delta f$  est la bande équivalente de bruit.

Dans le cas de l'amplificateur opérationnel,  $\Delta f$  est défini comme suit :

$$\Delta f = \int_{f_L}^{\infty} \frac{|A^2(f) e_n^2(f)|}{A_0^2 e_{n_0}^2} df = \int_{f_L}^{\infty} \left(1 + \frac{f_{ce}}{f}\right) \frac{1}{1 + \frac{f}{f_H}} df$$

où

$$\left\{ \begin{array}{l} f_L = \frac{1}{t_{\text{observation}}} \\ f_H = \frac{(f_T)_{AOP}}{A_D} \text{ et} \\ f_{ce} \text{ est la "noise corner frequency" de l'amplificateur opérationnel.} \end{array} \right.$$

$$\Delta f = f_{ce} \ln \frac{f_H}{f_L} + \frac{\pi}{2} f_H - f_L$$

soit

$$E_{n1}^2 = e_{n_{w1}}^2 \left( \frac{A(R_5 + 2R_6)}{(1+A)R_5 + 2R_6} \right)^2 \left[ f_{ce} \ln \frac{f_H}{f_L} + \frac{\pi}{2} f_H - f_L \right]$$

## 1.2. Contribution de $i_{R5}$ :

Le schéma équivalent du circuit est présenté Figure 4.

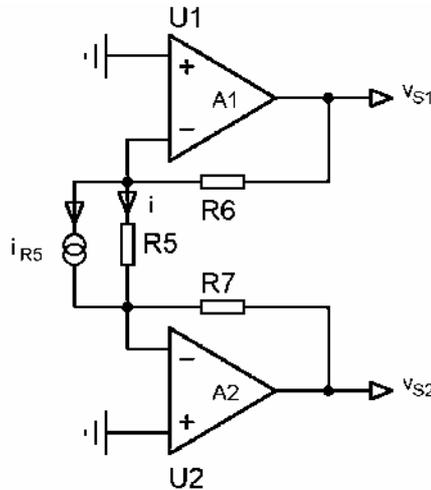


Figure 4 : schéma équivalent de l'étage d'entrée pour le calcul de la contribution de  $i_{R5}$ .

La mise en équation du circuit conduit au système :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{S1} = A_1(v_1^+ - v_1^-) \\ v_1^+ = 0 \\ v_1^- = v_{S1} - R_6(i + i_{R5}) \end{array} \right. \quad \text{où} \quad i = \frac{v_1^- - v_2^-}{R_5} \quad \text{et } R_6 = R_7$$

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{S2} = A_2(v_2^+ - v_2^-) \\ v_2^+ = 0 \\ v_2^- = v_{S2} + R_7(i + i_{R5}) \end{array} \right.$$

$$i = \frac{1}{R_5} (v_{S1} - v_{S2} - 2R_6 (i + i_{R5}))$$

$$i = \frac{1}{R_G + 2R_6} (v_{S1} - v_{S2} - 2R_6 i_{R5})$$

$$v_{S1} - v_{S2} = A [v_{S1} - v_{S2} + 2R_6 (i + i_{R5})]$$

$$v_{S1} - v_{S2} = A \left[ v_{S1} - v_{S2} + 2R_6 \frac{v_{S1} - v_{S2}}{R_5 + 2R_6} - 4R_6^2 \frac{i_{R5}}{R_5 + 2R_6} + 2R_6 i_{R5} \right]$$

$$e_7(f) = v_S = v_{S1} - v_{S2} = \frac{2AR_6R_5}{(1+A)R_5 + 2R_6} i_{R5}$$

$$E_{n_7}^2 = \int_{f_L}^{f_H} e_7^2(f) df$$

$$\frac{1}{i_{R5}^2} = \frac{4kT \Delta f}{R_5} \quad \text{et} \quad \Delta f = \left( \frac{\pi}{2} f_H - f_L \right)$$

avec : k, constante de Boltzmann; T, Température en Kelvin;  $\Delta f$ , Bande passante en Bruit.

Soit

$$E_{n_7}^2 = \frac{4KT}{R_5} \left( \frac{2AR_6R_5}{(1+A)R_5 + 2R_6} \right)^2 \left[ \frac{\pi}{2} f_H - f_L \right]$$

Le Tableau 1 présente un récapitulatif des Sources de bruit et de l'expression de la densité spectrale de bruit générée en sortie par chaque source.

Tableau 1 : Contribution de chaque source de bruit dans le cas de l'amplificateur d'instrumentation classique.

Source du bruit	Expression de la densité spectrale de bruit correspondante
$e_{n_{1,2}}$	$E_{n_{1,2}}^2 = e_{n_{w1}}^2 \left( \frac{A(R_5 + 2R_6)}{(1+A)R_5 + 2R_6} \right)^2 \left[ f_{ce} \ln \frac{f_H}{f_L} + \frac{\pi}{2} f_H - f_L \right]$
$i_{n_{1,2}}$	$E_{n_{3,4}}^2 = i_{n_{w1}}^2 \left( \frac{AR_6R_5}{(1+A)R_5 + 2R_6} \right)^2 \left[ f_{ce} \ln \frac{f_H}{f_L} + \frac{\pi}{2} f_H - f_L \right]$
$i_{R_1}, i_{R_2}$	$E_{n_{5,6}}^2 = \frac{4KT}{R_{1,2}} \left( \frac{2AR_6R_5}{(1+A)R_5 + 2R_6} \right)^2 \left[ \frac{\pi}{2} f_H - f_L \right]$
$i_{R_5}$	$E_{n_7}^2 = \frac{4KT}{R_5} \left( \frac{2AR_6R_5}{(1+A)R_5 + 2R_6} \right)^2 \left[ \frac{\pi}{2} f_H - f_L \right]$

La densité spectrale de bruit en sortie est la somme des contributions de chaque source :

$$E_O^2 = \sum_i E_i^2$$

La densité spectrale de bruit à l'entrée est alors le rapport de la densité spectrale de bruit en sortie sur le gain de l'étage considéré :

$$E_i = \frac{E_o}{A_d} \quad \text{avec} \quad A_d = \frac{A(2R_6 + R_5)}{2R_6 + (1 + A)R_5}$$

Le Tableau 2 présente les applications numériques obtenues pour les amplificateurs opérationnels faible bruit présentant un courant d'entrée suffisamment faible pour ne pas générer une tension de polarisation des électrodes trop importante.

Tableau 2 : Applications numériques du calcul de bruit dans le cas de l'amplificateur d'instrumentation classique.

Amplificateur Opérationnel	OPA124	LT1169	LT1464	LMC6001
$e_n$ (nV.Hz <sup>-1/2</sup> )	6	5	26	20
$f_{ce}$ (Hz)	100	60	9	100
$I_n$ (fA.Hz <sup>-1/2</sup> )	0.4			
$f_{ci}$ (kHz)	25			
$A_0$	$2.10^5$	$5.10^5$	$1.10^5$	$1.10^5$
$f_t$ (MHz)	1.5	3.3	1	1
$f_H$ (kHz)	99.7	219	66.5	66.5
$f_L$ (Hz)	5	5	5	5
$I_B$ (pA)	1	1.5	0.4	0.01
$I_{CC}$ (μA)	2500	5300	230	450

$E_{n_{1,2}}^2 = 2E_{n_1}^2$	$2,57.10^{-9}$	$3,91.10^{-9}$	$32.10^{-9}$	$19,1.10^{-9}$
$E_{n_{3,4}}^2 = 2E_{n_3}^2$	$14,1.E^{-21}$			
$E_{n_{5,6}}^2 = 2E_{n_5}^2$	$68,5.10^{-12}$	$151.10^{-12}$	$45,6.10^{-12}$	$45,6.10^{-12}$
$E_{n_7}^2$	$240.10^{-12}$	$529.10^{-12}$	$160.10^{-12}$	$160.10^{-12}$
$E_o^2$	$2,88.10^{-9}$	$4,59.10^{-9}$	$32,2.10^{-9}$	$19,9.10^{-9}$
$A_D$	15			
$E_i$ (μV)	3,57	4,5	11,9	9,23

## 2. Le préamplificateur a paire différentielle d'entrée JFET.

La Figure 5 présente le schéma de l'étage d'entrée de l'IA à paire différentielle JFET.

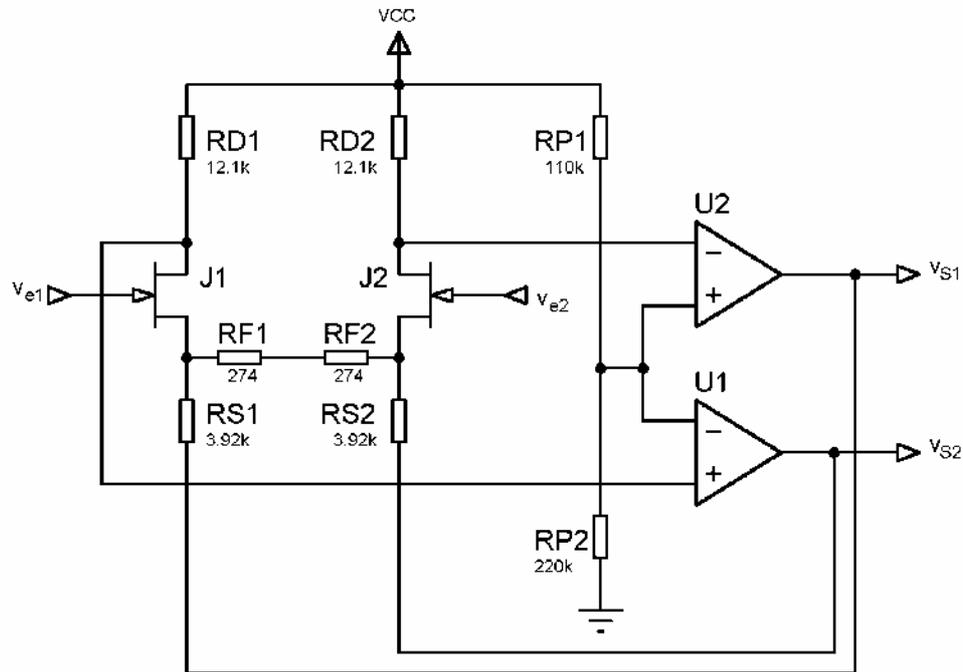


Figure 5 : Schéma du préamplificateur à paire différentielle JFET.

Le schéma équivalent petits signaux avec les générateurs de bruit associés aux différents composants est présenté Figure 6.

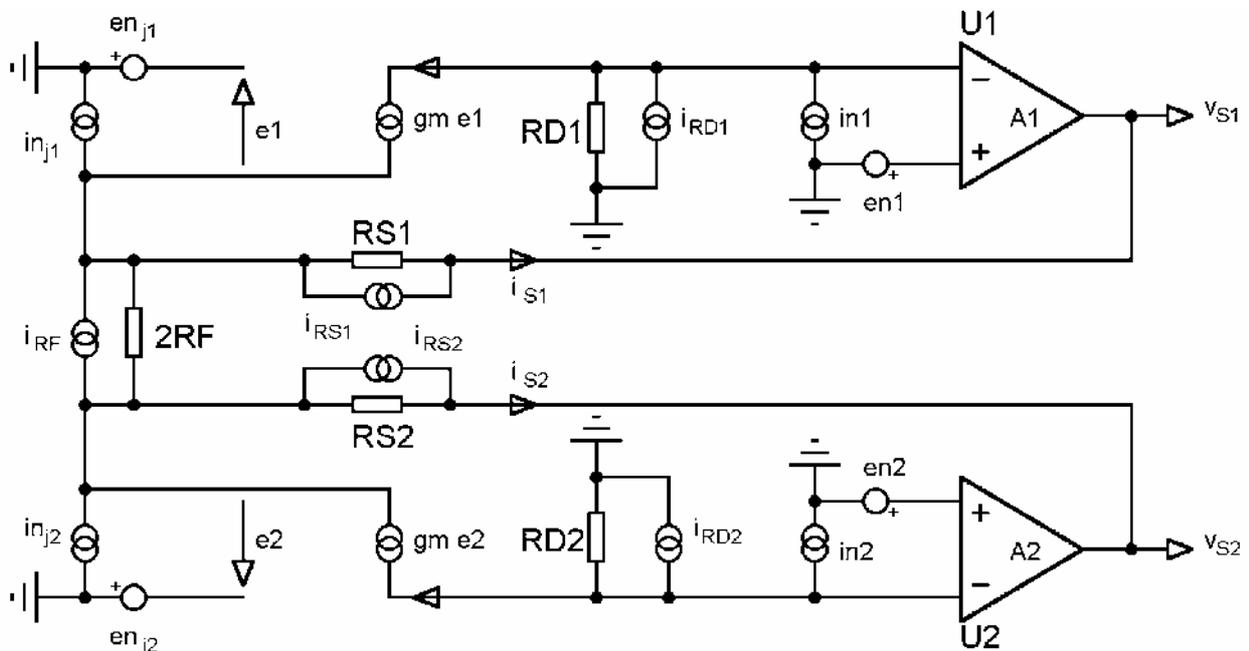


Figure 6: Schéma équivalent petits signaux du préamplificateur à paire différentielle JFET avec les sources de bruit des différents composants.

De la même façon que précédemment, le calcul du bruit total ramené à l'entrée est réalisé en appliquant le théorème de superpositions. Pour l'exemple nous présenterons ici la contribution du générateur de tension de bruit  $e_{nj1}$  et du générateur de courant de bruit  $i_{nj1}$  du JFET J1.

## 2.1. Contribution de $e_{nj1}$ :

Le schéma équivalent du circuit est présenté Figure 7.

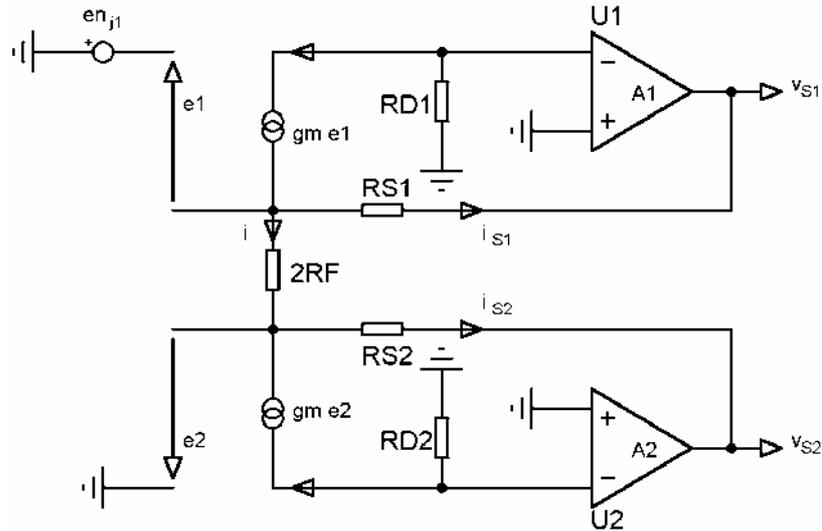


Figure 7 : schéma équivalent de l'étage d'entrée pour le calcul de la contribution de  $e_{nj1}$ .

La mise en équation du circuit conduit au système :

$$\begin{cases} v_{S1} = A_1 (v_1^+ - v_1^-) \\ v_1^+ = 0 \\ v_1^- = -R_{D1} g_{m1} e_1 \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} v_{S2} = A_2 (v_2^+ - v_2^-) \\ v_2^+ = 0 \\ v_2^- = -R_{D2} g_{m2} e_2 \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} R_{D1} = R_{D2} = R_D \\ R_{S1} = R_{S2} = R_S \\ g_{m1} = g_{m2} = g_m \\ A_1 = A_2 = A \end{cases}$$

$$\begin{cases} v_{S1} = A R_D g_{m1} e_1 \\ v_{S2} = A R_D g_{m2} e_2 \end{cases} \Rightarrow v_{S1} - v_{S2} = A R_D g_m (e_1 - e_2) \quad (2)$$

$$e_{nj1} + e_1 + 2R_f i = e_2 \Rightarrow 2i = \frac{1}{R_f} (e_2 - e_1 - e_{nj1}) \quad (3)$$

$$\begin{cases} v_{S1} + R_S i_{S1} = -e_1 - e_{nj1} \\ v_{S2} + R_S i_{S2} = -e_2 \end{cases} \Rightarrow (e_1 - e_2) + (v_{S1} - v_{S2}) + e_{nj1} = -R_S (i_{S1} - i_{S2}) \quad (4)$$

$$\begin{cases} g_{m1} e_1 = i + i_{S1} \\ g_{m2} e_2 = -i + i_{S2} \end{cases} \Rightarrow -2i + g_m (e_1 - e_2) = (i_{S1} - i_{S2}) \quad (5)$$

En combinant les équations 4 et 3, on obtient :

$$(e_1 - e_2) \left(1 + g_m R_S\right) + (v_{S1} - v_{S2}) + e_{nj1} = 2R_S i \quad (6)$$

En combinant les équations 5 et 2, on obtient :

$$(e_1 - e_2) \left(1 + g_m R_S + \frac{R_S}{R_f}\right) + (v_{S1} - v_{S2}) + e_{nj1} \left(1 + \frac{R_S}{R_f}\right) = 0 \quad (7)$$

Finalement en combinant les équations 6 et 1, on obtient :

$$(v_{S1} - v_{S2}) \left[1 + \frac{1}{A R_D g_m} \left(1 + g_m R_S + \frac{R_S}{R_f}\right)\right] = -e_{nj1} \left(1 + \frac{R_S}{R_f}\right)$$

Soit

$$v_S = v_{S1} - v_{S2} = - \frac{A g_m R_D}{1 + g_m R_S + \frac{R_S}{R_f} + A g_m R_D} \left( 1 + \frac{R_S}{R_f} \right) e_{nj1}$$

D'où la densité spectrale de bruit en sortie :

$$E_{n1}^2 = e_{nj1}^2 \left( 1 + \frac{R_S}{R_F} \right)^2 \left( \frac{A \cdot g_m \cdot R_D}{1 + g_m \cdot R_S + \frac{R_S}{R_F} + A \cdot g_m \cdot R_D} \right)^2 \left[ \frac{\pi}{2} f_H - f_L \right]$$

## 2.2. Contribution de $i_{nj1}$ :

Le schéma équivalent du circuit est présenté Figure 8.

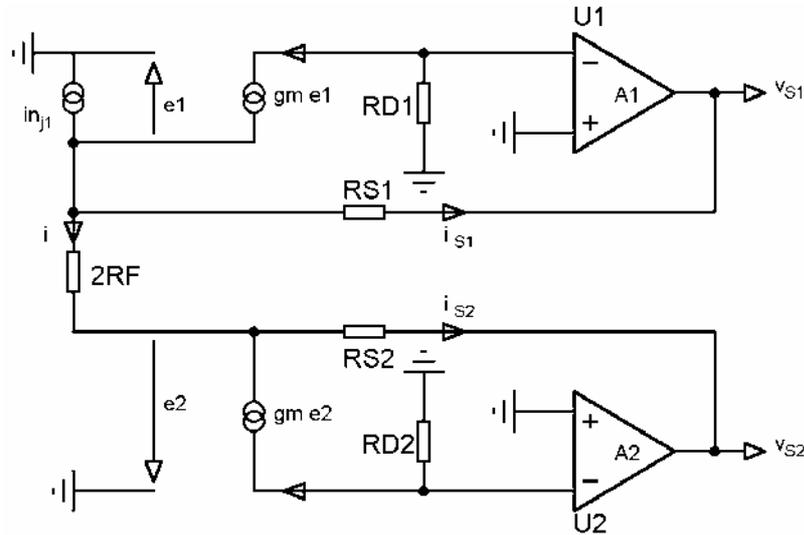


Figure 8 : schéma équivalent de l'étage d'entrée pour le calcul de la contribution de  $i_{nj1}$ .

La mise en équation du circuit conduit au système :

$$\begin{cases} v_{S1} = A_1 (v_1^+ - v_1^-) \\ v_1^+ = 0 \\ v_1^- = -R_D g_{m1} e_1 \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} v_{S2} = A_2 (v_2^+ - v_2^-) \\ v_2^+ = 0 \\ v_2^- = -R_D g_{m2} e_2 \end{cases}$$

$$\begin{cases} v_{S1} = A R_D g_{m1} e_1 \\ v_{S2} = A R_D g_{m2} e_2 \end{cases} \Rightarrow v_{S1} - v_{S2} = A R_D g_m (e_1 - e_2) \quad (8)$$

$$-e_1 + e_2 = 2R_f i \Rightarrow 2i = \frac{1}{R_f} (e_2 - e_1) \quad (9)$$

$$\begin{cases} i_{nj1} + g_{m1} e_1 = i + i_{S1} \\ g_{m2} e_2 + i = i_{S2} \end{cases} \quad \text{et} \quad i_S = \frac{-e - v_S}{R_S}$$

$$\Rightarrow v_{S1} - v_{S2} = -(1 + g_m R_S)(e_1 - e_2) - R_S i_{nj1} + 2R_S i \quad (10)$$

En combinant les équations 8 et 9, on obtient :

$$v_{S1} - v_{S2} = -(1 + g_m R_S)(e_1 - e_2) - R_S i_{nj1} - \frac{R_S}{R_f}(e_1 - e_2)$$

$$v_{S1} - v_{S2} = -\left(1 + g_m R_S + \frac{R_S}{R_f}\right)(e_1 - e_2) - R_S i_{nj1} \quad (11)$$

En combinant les équations 7 et 10, on obtient :

$$v_{S1} - v_{S2} = -\left(1 + g_m R_S + \frac{R_S}{R_f}\right) \frac{1}{A R_D g_m} - R_S i_{nj1}$$

$$(v_{S1} - v_{S2}) \left[1 + \frac{1}{A R_D g_m} \left(1 + g_m R_S + \frac{R_S}{R_f}\right)\right] = -R_S i_{nj1}$$

$$v_S = v_{S1} - v_{S2} = -\frac{A g_m R_S R_D}{1 + g_m R_S + \frac{R_S}{R_f} + A g_m R_D} e_{nj1}$$

D'où la densité spectrale de bruit en sortie :

$$E_{n_2}^2 = i_{nj1}^2 \left( \frac{A \cdot g_m \cdot R_S \cdot R_D}{1 + g_m \cdot R_S + \frac{R_S}{R_F} + A \cdot g_m \cdot R_D} \right)^2 \left[ \frac{\pi}{2} f_H - f_L \right]$$

Afin de déterminer le niveau de bruit en entrée, il est nécessaire de calculer le gain de l'étage préamplificateur à entrées JFETs. Le schéma équivalent aux petites variations est présenté Figure 9.

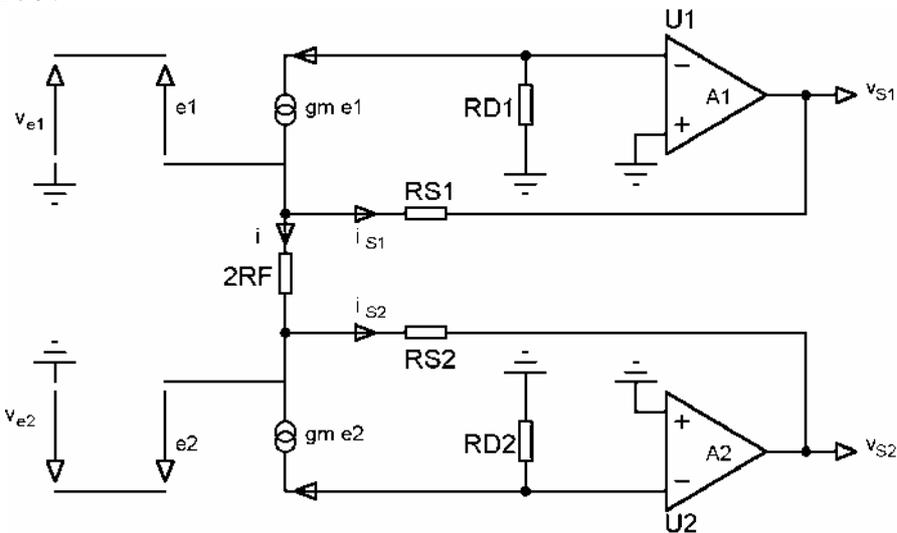


Figure 9 : Schéma équivalent petits signaux du préamplificateur à paire différentielle JFET.

La mise en équation du circuit conduit au système :

$$\begin{cases} v_{S1} = A R_D g_{m1} e_1 \\ v_{S2} = A R_D g_{m2} e_2 \end{cases} \Rightarrow v_{S1} - v_{S2} = A R_D g_m (e_1 - e_2) \quad (12)$$

$$v_{e1} - e_1 + e_2 - v_{e2} = 2R_f i \quad \Rightarrow \quad 2i = \frac{v_{e1} - e_1 + e_2 - v_{e2}}{R_f} \quad (13)$$

$$\begin{cases} \frac{v_{S1} + e_1 - v_{e1}}{R_S} + g_m e_1 = i \\ \frac{v_{S2} + e_2 - v_{e2}}{R_S} + g_m e_2 = -i \end{cases} \Rightarrow v_{S1} - v_{S2} + (1 + g_m R_S)(e_1 - e_2) = 2R_S i + v_{e1} - v_{e2} \quad (14)$$

En combinant les équations 12 et 13, on obtient :

$$v_{S1} - v_{S2} + \left(1 + g_m R_S + \frac{R_S}{R_f}\right)(e_1 - e_2) = \left(1 + \frac{R_S}{R_f}\right)(v_{e1} - v_{e2}) \quad (15)$$

En combinant les équations 11 et 14, on obtient :

$$(v_{S1} - v_{S2}) \left(1 + \frac{1 + g_m R_S + \frac{R_S}{R_f}}{A g_m R_D}\right) = \left(1 + \frac{R_S}{R_f}\right)(v_{e1} - v_{e2})$$

Soit le gain  $A_D$  de l'étage préamplificateur à paire différentielle JFET :

$$A_D = \frac{v_{S1} - v_{S2}}{v_{e1} - v_{e2}} = \left(1 + \frac{R_S}{R_f}\right) \frac{A g_m R_D}{1 + g_m R_S + A g_m R_D + \frac{R_S}{R_f}}$$

Le gain  $A_0$  de l'amplificateur étant très grand, on peut utiliser l'approximation suivante :

$$A_D \approx 1 + \frac{R_S}{R_f}$$

Le Tableau 3 présente un récapitulatif des Source de bruit et de l'expression de la densité spectrale de bruit générée en sortie par chaque source, ainsi que l'application numérique correspondante.

Les composants utilisés ici sont le transistor JFET 2N4117 et l'amplificateur opérationnel LT1464 dont les caractéristiques sont données dans les deux tables suivantes :

2N4117	$I_D$ ( $\mu A$ )	125
	$g_m$ (mS)	4,55
	$e_n$ ( $nV.Hz^{-1/2}$ )	20
	IG (pA)	0.2

$R_D$ ( $\Omega$ )	$1,21.10^4$
$R_S$ ( $\Omega$ )	3920
$R_F$ ( $\Omega$ )	274

LT1464	$e_n$ ( $nV.Hz^{-1/2}$ )	26
	$f_{ce}$ (Hz)	9
	$A_0$	$10^5$
	$f_t$ (MHz)	1
	$f_H$ (kHz)	65.3
	$f_L$ (Hz)	5

Tableau 3 : Contribution de chaque source de bruit dans le cas du préamplificateur à paire différentielle JFET.

Source du bruit	Expression de la densité spectrale de bruit correspondante	A.N.
$e_{n_{j,2}}$	$E_{n_{1,2}}^2 = e_{n_{j,2}}^2 \left(1 + \frac{R_S}{R_F}\right)^2 \left( \frac{A \cdot g_m \cdot R_D}{1 + g_m \cdot R_S + \frac{R_S}{R_F} + A \cdot g_m \cdot R_D} \right)^2 \left[ \frac{\pi}{2} f_H - f_L \right]$	$19,2 \cdot 10^{-9}$
$i_{n_{j,2}}$	$E_{n_{3,4}}^2 = i_{n_{j,2}}^2 \left( \frac{A \cdot g_m \cdot R_S \cdot R_D}{1 + g_m \cdot R_S + \frac{R_S}{R_F} + A \cdot g_m \cdot R_D} \right)^2 \left[ \frac{\pi}{2} f_H - f_L \right]$	
$i_{R_D}, i_{R_D}'$	$E_{n_{5,6}}^2 = A^2 \cdot 4KTR_D \left( \frac{1 + g_m \cdot R_S + \frac{R_S}{R_F}}{1 + g_m \cdot R_S + \frac{R_S}{R_F} + A \cdot g_m \cdot R_D} \right)^2 \left[ \frac{\pi}{2} f_H - f_L \right]$	$14,9 \cdot 10^{-12}$
$i_{R_S}, i_{R_S}'$	$E_{n_{7,8}}^2 = \frac{4KT}{R_S} \left( \frac{A \cdot g_m \cdot R_S \cdot R_D}{1 + g_m \cdot R_S + \frac{R_S}{R_F} + A \cdot g_m \cdot R_D} \right)^2 \left[ \frac{\pi}{2} f_H - f_L \right]$	$13,3 \cdot 10^{-12}$
$i_{R_F}$	$E_{n_9}^2 = \frac{4KT}{2R_F} \left( \frac{2 \cdot A \cdot g_m \cdot R_S \cdot R_D}{1 + g_m \cdot R_S + \frac{R_S}{R_F} + A \cdot g_m \cdot R_D} \right)^2 \left[ \frac{\pi}{2} f_H - f_L \right]$	$190 \cdot 10^{-12}$
$e_{n_{1,2}}$	$E_{n_{10,11}}^2 = e_{n_{w1,2}}^2 \left( \frac{A \left(1 + g_m \cdot R_S + \frac{R_S}{R_F}\right)}{1 + g_m \cdot R_S + \frac{R_S}{R_F} + A \cdot g_m \cdot R_D} \right)^2 \left[ f_{ce} \ln \frac{f_H}{f_L} + \frac{\pi}{2} f_H - f_L \right]$	$76,4 \cdot 10^{-12}$
$i_{n_{1,2}}$	$E_{n_{12,13}}^2 = i_{n_{w1,2}}^2 \left( \frac{A \cdot R_D \left(1 + g_m \cdot R_S + \frac{R_S}{R_F}\right)}{1 + g_m \cdot R_S + \frac{R_S}{R_F} + A \cdot g_m \cdot R_D} \right)^2 \left[ f_{ci} \ln \frac{f_H}{f_L} + \frac{\pi}{2} f_H - f_L \right]$	

Soit une densité spectrale de bruit totale en sortie :

$$E_o^2 = \sum_i E_i^2$$

$$E_o^2 = 19,5.10^{-9}$$

Le gain du préamplificateur à été fixé de façon à pouvoir faire une comparaison dans les mêmes conditions :

$$A_D = 15.3$$

D'où le bruit ramené en entrée :

$$E_i = 9,13 \mu V$$

### 3. Résultats comparatifs - Choix d'une structure.

Le Tableau 4 présente un récapitulatif des résultats obtenus pour les deux structures.

Tableau 4 : Récapitulatif des résultats obtenus avec les deux structures étudiées.

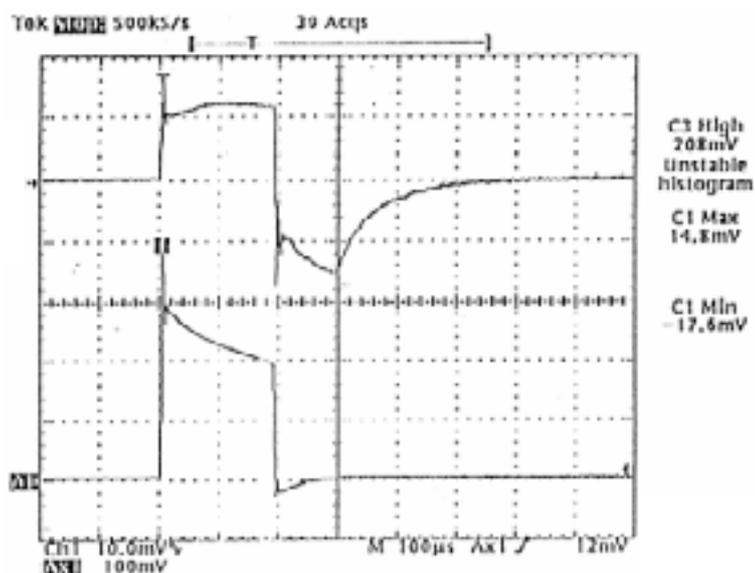
Structure	Amplificateur d'instrumentation classique				Préamplificateur à entrée JFET
	OPA124	LT1169	LT1464	LMC6001	
AOP/ JFET	OPA124	LT1169	LT1464	LMC6001	LT1464/ 2N4117
$I_B / I_G$ (pA)	1	1.5	0.4	0.01	0.2
$I_{CC}$ (μA)	2500	5300	230	450	480
$E_i$ (μV)	3,57	4,5	11,9	9,23	9,13

Ce tableau présente les trois critères essentiels dans le choix d'une structure d'amplificateur d'instrumentation pour la détection de potentiels évoqués. De façon générale, un premier compromis est nécessaire entre le niveau de bruit ramené en entrée et le courant d'entrée de la structure qui produit une polarisation des électrodes. Sachant que le potentiel évoqué est extrait par moyennage du signal recueilli et qu'un niveau élevé de polarisation des électrodes conduit à une saturation de l'amplificateur, il sera préférable de sélectionner l'amplificateur présentant le courant d'entrée le plus faible. Par ailleurs dans le cas d'une application portable, la consommation des composants est à considérer avec attention. Dans ces conditions, les trois dernières structures peuvent être envisagées, avec une préférence pour la structure classique à amplificateurs LMC6001. Mais une quatrième contrainte doit aussi être satisfaite : l'encombrement du module. Alors que le LT1464 est disponible en boîtiers double de type SO8, le LMC6001 n'existe qu'en boîtier simple de type DIL8. Le préamplificateur à entrées JFET nécessite quant à lui beaucoup plus de composants.

Le compromis entre ces diverses contraintes nous a conduit à choisir la structure classique avec les amplificateurs opérationnels LT1464.

## Annexe 2. Résultats des tests des différents stimulateurs réalisés et étude théorique de l'alimentation haute tension.

### 1. Stimulateur à transfert direct d'énergie, à impulsion unique à structure "Forward".

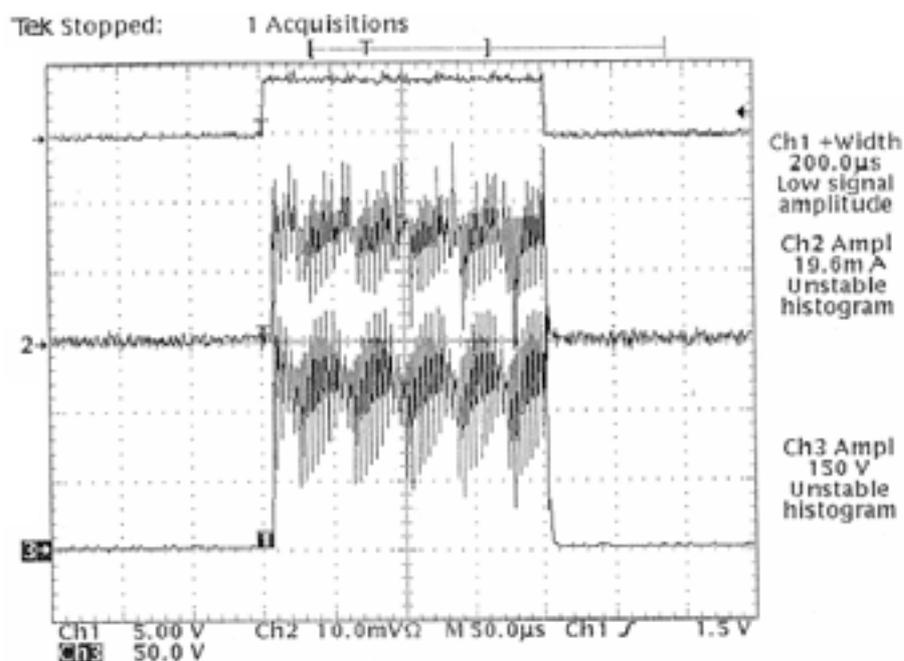


Canal 1 : Courant de stimulation (10mA/Division => 14,8mA)

Canal 2 : Tension aux bornes des électrodes de stimulation. (50V/Division => 150V)

Figure 1 : Chronogrammes caractéristiques du Stimulateur à transfert direct d'énergie, à impulsion unique à structure "Forward".

### 2. Stimulateur à structure "Push-Pull" à transfert direct d'énergie, à impulsion découpée à haute fréquence.



Canal 1 : Signal de commande "pulse" issu du circuit logique.

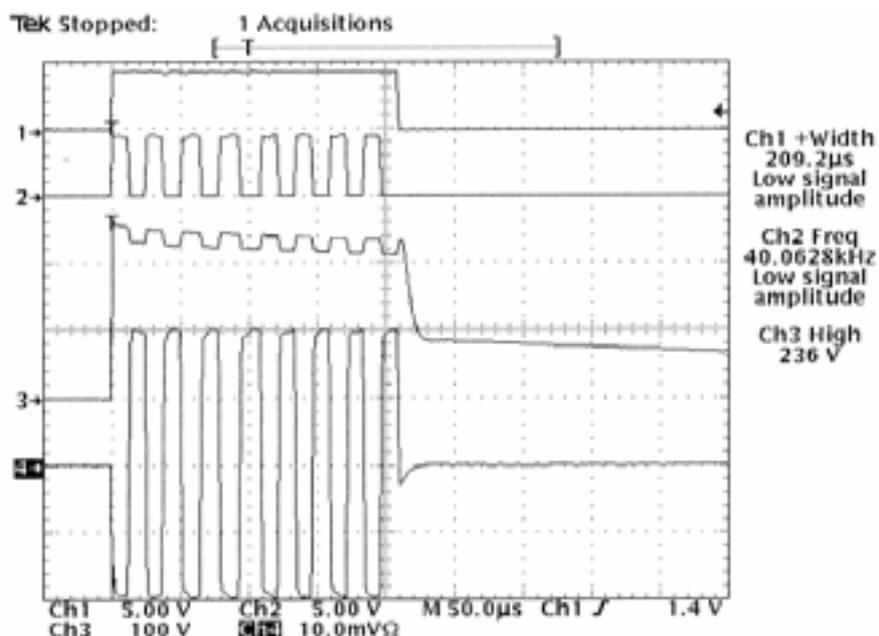
Canal 2 : Courant de stimulation (5mA/Division => 19,68mA)

Canal 3 : Tension aux bornes des électrodes de stimulation. (50V/Division => 150V)

Figure 2 : Chronogrammes caractéristiques du Stimulateur à structure "Push-Pull" à transfert direct d'énergie, à impulsion découpée à haute fréquence.

### 3. Recherche d'une minimisation de la douleur : stimulateur basé sur un convertisseur DC-DC en pont en H fournissant un train d'impulsions.

#### 3.1. Commande du découpage par transformateur.



Canal 1 : Signal de commande "pulse" issu du circuit logique.

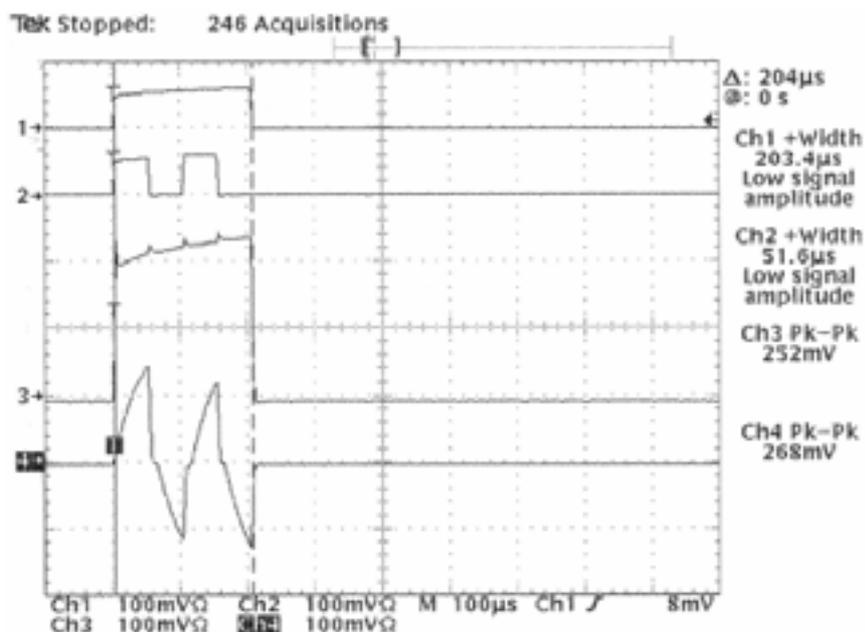
Canal 2 : Signal de commande de la moitié du pont.

Canal 3 : Tension aux bornes des électrodes de stimulation. (100V/Division => 236V).

Canal 4 : Courant de stimulation (10mA/Division => 40mA).

Figure 3 : Chronogrammes caractéristiques de la commande du Pont en H par transformateur.

#### 3.2. Commande du découpage par optocoupleurs.



Canal 1 : Signal de commande "pulse" issu du circuit logique.

Canal 2 : Signal de commande de la moitié du pont.

Canal 3 : Tension aux bornes des électrodes de stimulation. (100V/Division => 252V).

Canal 4 : Courant de stimulation (10mA/Division => 26,8mA).

Figure 4 : Chronogrammes caractéristiques de la commande du Pont en H par optocoupleurs.

#### 4. Etude théorique de l'alimentation haute tension.

Le schéma électrique complet de l'alimentation haute tension à convertisseur Flyback est présenté Figure 1.

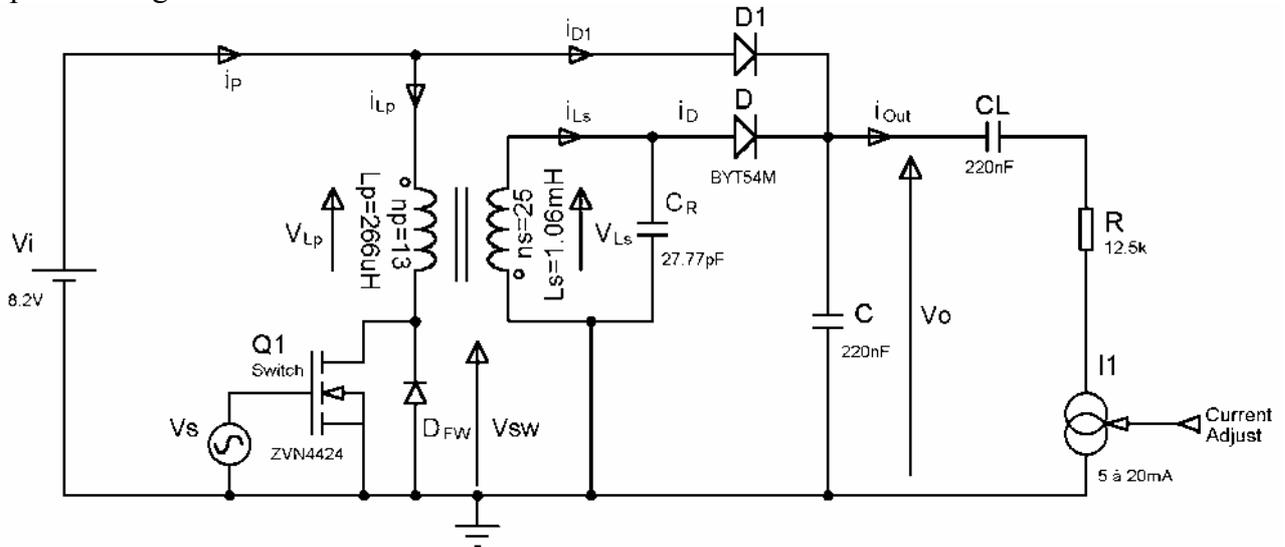


Figure 1: Schéma électrique complet de l'alimentation haute tension.

Comme nous l'avons vu au paragraphe III.3.3, l'originalité de ce stimulateur repose sur la charge de la capacité de sortie  $C$  entre deux instants de stimulation. Pour l'étude théorique de l'alimentation, nous considérerons donc que la charge est déconnectée, donc  $i_{out} = 0$ .

L'étude se divise en trois étapes principales qui correspondent à trois modes de fonctionnement différents du convertisseur Flyback : un mode continu de démarrage du transitoire, un mode discontinu pendant la phase de charge et enfin un mode quasi résonnant en fin de charge et en régime permanent.

##### 4.1. Etude du début du transitoire de la charge de la capacité de sortie.

Pour les deux premières phases, la capacité répartie de l'enroulement secondaire n'intervient pas. Le schéma simplifié de l'alimentation est présenté Figure 2.

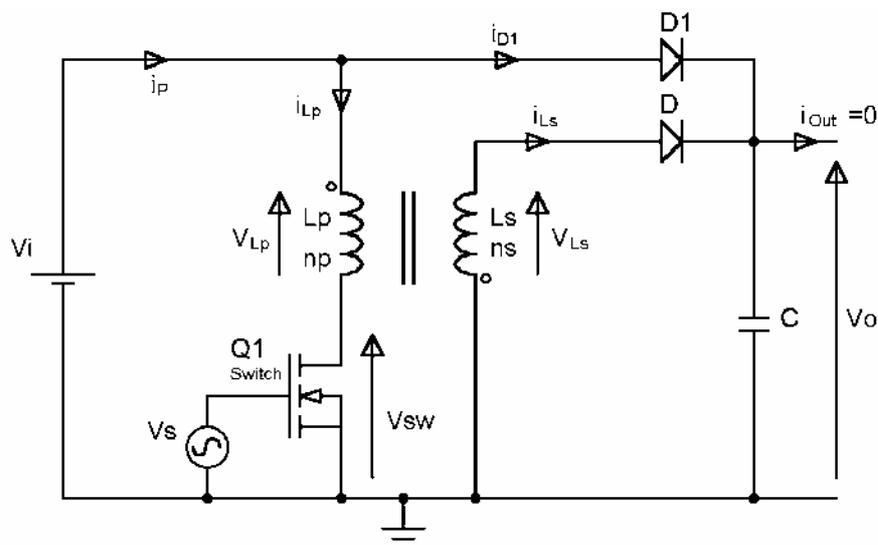


Figure 2 : Schéma simplifié du convertisseur Flyback pendant le transitoire de charge.

A la mise sous tension, la capacité initialement déchargée va se charger sous  $V_o = V_i - V_{D'}$ . Cette tension est très inférieure à la tension  $V_o$  à atteindre. L'asservissement impose le transfert du maximum d'énergie. L'amplificateur d'erreur du circuit de commande UCC3805 est saturé, l'impulsion de commande est maximale,  $t_{on} = t_{on\_Max} = \frac{T}{2}$ , avec  $f = \frac{1}{T}$  la fréquence de commande.

L'interrupteur est initialement ouvert, le schéma équivalent du circuit à  $t = 0$  est présenté Figure 3.

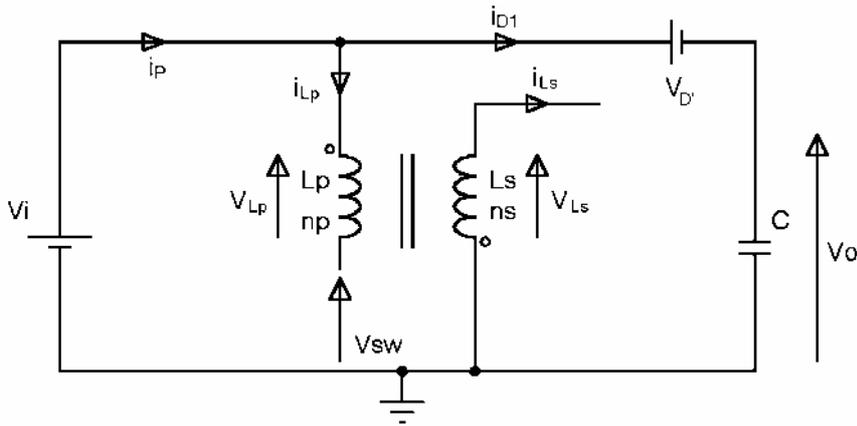


Figure 3 : Schéma équivalent du convertisseur à  $t = 0^-$ .

Dans ces conditions,  $\left\{ \begin{array}{l} V_o = V_i - V_{D'} = V_i - V_D \\ i_{Lp} = 0 \\ i_{D'} = 0 \\ i_D = 0 \end{array} \right\} \Rightarrow i_p = 0$

A  $t = 0$ , l'interrupteur est fermé. Le nouveau schéma équivalent est présenté Figure 4

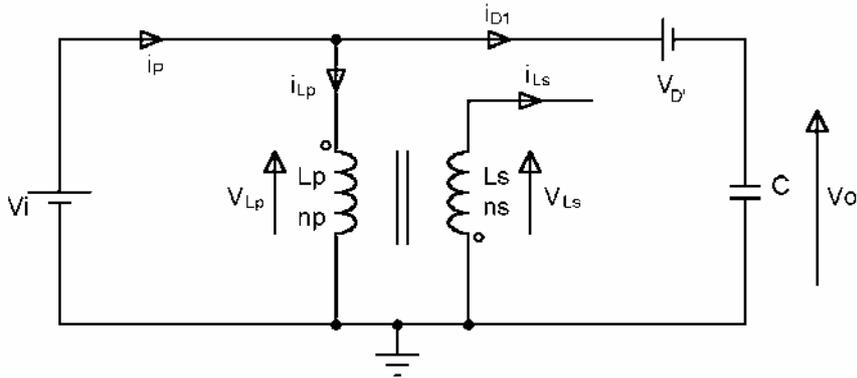


Figure 4 : Schéma équivalent du convertisseur à  $t = 0$ .

Dans ces conditions, les courants et tensions dans le circuit sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{Lp} = V_i \\ v_{Ls} = -\frac{n_s}{n_p} v_{Lp} = -\frac{n_s}{n_p} V_i \\ v_o = V_i - V_D \end{array} \right.$$

Expression du courant primaire :

$$v_{Lp} = \frac{di_{Lp}}{dt} \quad \Rightarrow \quad i_{Lp} = \frac{V_i}{L_p} t + \text{cte}$$

or à  $t = 0$ ,  $i_{Lp}(0) = 0$ , donc en supposant que le matériau magnétique ne sature pas, on peut écrire :

$$i_{Lp} = \frac{V_i}{L_p} t \quad (1)$$

A  $t = t_{on}$ , l'interrupteur s'ouvre. Les courants et tensions à l'instant d'ouverture sont :

$$\begin{cases} v_{Lp} = V_i \\ v_{Ls} = -\frac{n_s}{n_p} V_i \\ v_o = V_i - V_D \\ i_{Lp} = i_{Lp_{Max}} = \frac{V_i}{L_p} t_{on} \end{cases}$$

Le schéma équivalent après commutation est présenté Figure 5.

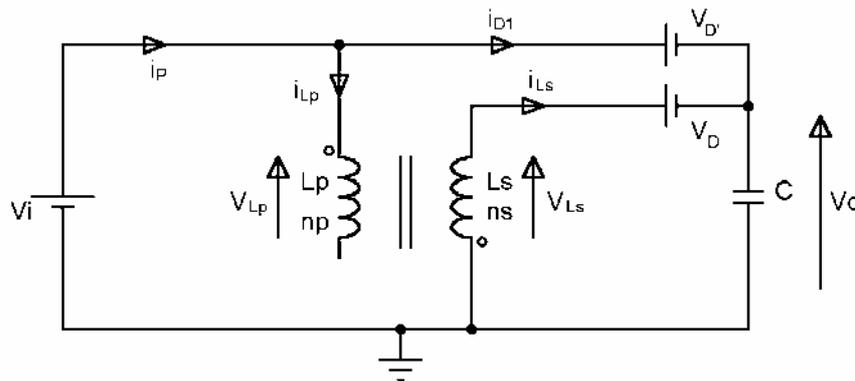


Figure 5 : Schéma équivalent du convertisseur à  $t = t_{on}^+$ .

Comme la tension de sortie  $V_o$  augmente, la diode  $D'$  se bloque très rapidement. Il en résulte un nouveau schéma équivalent présenté Figure 6.

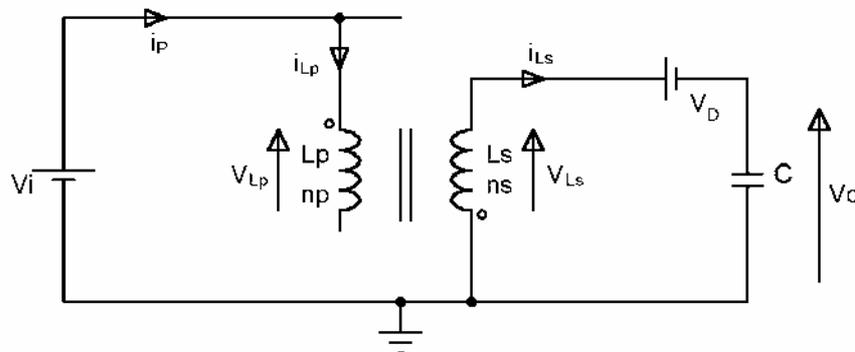


Figure 6 : Schéma équivalent du convertisseur à  $t > t_{on}^+$ .

Le circuit se réduit donc à un circuit résonnant  $L_s, C$ , régit par une équation différentielle du deuxième ordre :

$$\begin{cases} v_{Ls} = v_C + V_D = v_O + V_D \\ v_{Ls} = -Ls \frac{di_{Ls}}{dt} \\ i_{Ls} = i_C = \frac{dv_C}{dt} \end{cases}$$

Soit

$$\begin{cases} v_{Ls} = v_C + V_D = v_O + V_D \\ v_{Ls} = -Ls.C \frac{d^2 v_C}{dt^2} \Rightarrow v_C = -Ls.C \frac{d^2 v_C}{dt^2} - V_D \\ i_{Ls} = i_C = \frac{dv_C}{dt} \end{cases}$$

Il s'agit donc de résoudre l'équation différentielle linéaire du second ordre avec second membre constant suivante :

$$Ls.C \frac{d^2 v_C}{dt^2} + v_C = -V_D \quad (2)$$

L'équation différentielle est de la forme :

$$a \frac{d^2 y}{dx^2} + b \frac{dy}{dx} + cy = d \quad (3)$$

Dont la solution générale est de la forme :

$$y = \frac{d}{c} + e^{\frac{-b}{2a}x} \left( \rho_1 \cos\left(\frac{\sqrt{4ac - b^2}}{2a}x\right) + \rho_2 \sin\left(\frac{\sqrt{4ac - b^2}}{2a}x\right) \right) \quad (4)$$

Par identification des équations 2 et 3,  $a = Ls.C$  ;  $b = 0$  ;  $c = 1$  ;  $d = -V_D$

D'où le système:

$$\begin{cases} v_{Ls} = v_C + V_D = v_O + V_D \\ v_C = -V_D + \rho_1 \cos(\omega_s t) + \rho_2 \sin(\omega_s t) \\ i_{Ls} = i_C = C.\rho_2.\omega_s \cos(\omega_s t) - C.\rho_1.\omega_s \sin(\omega_s t) \end{cases} \quad \text{avec } \omega_s = \frac{1}{\sqrt{Ls.C}}$$

Pour déterminer les constantes  $\rho_1$  et  $\rho_2$ , il faut connaître les conditions initiales sur  $i_{Ls}$  et  $v_C$ . La valeur initiale du courant peut être calculée avec la conservation du flux dans le circuit magnétique :

$$\begin{cases} \Phi = BS = \mu HS \\ H = \frac{n_p i_{Lp}}{lf} \end{cases} \Rightarrow \Phi = \frac{\mu S}{lf} n_p i_{Lp} \quad (5)$$

$$\begin{cases} \Phi = BS = \mu HS \\ H = \frac{n_S i_{L_S}}{lf} \end{cases} \Rightarrow \Phi = \frac{\mu S}{lf} n_S i_{L_S} \quad (6)$$

$$\Phi_{(ton^+)} = \mu n_S \frac{i_{L_S(ton^+)}}{lf} S = \Phi_{(ton^-)} = \frac{\mu S}{lf} n_P i_{L_P(ton^-)} \quad (7)$$

soit

$$i_{L_S(ton^+)} = \frac{n_P}{n_S} i_{L_P(ton^-)} = \frac{n_P}{n_S} i_{L_PMax} = \frac{n_P}{n_S} \frac{Vi}{Lp} ton \quad (8)$$

$$i_{L_S}(0) = i_C(0) = C \rho_2 \cdot \omega_S = i_{L_S(ton^+)}$$

soit

$$\rho_2 = \frac{\sqrt{L_S C}}{C} \frac{n_P}{n_S} \frac{Vi}{Lp} ton = \frac{n_P}{n_S} \sqrt{\frac{L_S}{C}} \frac{Vi}{Lp} ton \quad (9)$$

La condition initiale sur la tension est :

$$v_{C(ton)} = Vi - V_D$$

soit

$$v_C(0) = -V_D + \rho_1 = Vi - V_D$$

$$\rho_1 = Vi \quad (10)$$

d'où les expressions du courant et de la tension :

$$\begin{cases} v_C = -V_D + Vi \cdot \cos(\omega_S t) + \frac{n_P}{n_S} \sqrt{\frac{L_S}{C}} \frac{Vi}{Lp} ton \cdot \sin(\omega_S t) \\ v_{L_S} = v_C + V_D = v_O + V_D \\ i_{L_S} = i_C = \frac{n_P}{n_S} \frac{Vi}{Lp} ton \cos(\omega_S t) - Vi \sqrt{\frac{C}{L_S}} \sin(\omega_S t) \end{cases} \quad (11)$$

Le schéma équivalent de la Figure 6 reste valable tant que la diode est conductrice. La condition sur le blocage de la diode est donnée par  $i_D = 0$  :

$$i_D = 0 = i_{L_S} = i_C = \frac{n_P}{n_S} \frac{Vi}{Lp} ton \cos(\omega_S toff) - Vi \sqrt{\frac{C}{L_S}} \sin(\omega_S toff)$$

$$\tan(\omega_S toff) = \frac{n_P}{n_S} \frac{1}{Lp} \sqrt{\frac{L_S}{C}} ton$$

donc

$$\boxed{toff = \frac{1}{\omega_S} \text{Arc tan} \left( \frac{n_P}{n_S} \frac{1}{Lp} \sqrt{\frac{L_S}{C}} ton \right)} \quad (12)$$

$$\text{avec } \begin{cases} \omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_s.C}} & \text{soit } T_s = 2\pi\sqrt{L_s.C} \\ \text{ton} = \frac{T}{2} \\ L_p = \left(\frac{n_p}{n_s}\right)^2 L_s \end{cases}$$

$$\boxed{\text{toff} = \sqrt{L_s.C} \text{ Arc tan} \left( \frac{T \text{ ns}}{2 n_p} \frac{1}{\sqrt{L_s.C}} \right)} \quad (13)$$

Application numérique :

$$\begin{cases} L_p = 266\mu\text{H} \\ L_s = 1.06\text{mH} \\ n_p = 13 \\ n_s = 25 \\ C = 220\text{nF} \\ f = 40\text{kHz} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \text{ton} = 12,5\mu\text{s} \\ \text{toff} = 15,85\mu\text{s} \end{cases}$$

donc  $\text{toff} > \text{ton} = \frac{T}{2}$ , le convertisseur fonctionne bien en mode continu.

Par conséquent, tant que le convertisseur fonctionne en mode continu, au début de chaque nouveau cycle, à l'instant de remise en conduction de l'interrupteur,  $i_p$  n'est pas nul. Il en résulte une augmentation cycle après cycle du courant maximal au primaire. Une protection en courant devient alors nécessaire pour éviter la destruction des composants. Le circuit UCC3805 qui est utilisé possède une entrée de comparaison pour limiter le courant primaire à la valeur fixée par l'utilisateur.

Les chronogrammes des principaux signaux sont présentés Figure 7.

#### 4.2. Etude de la deuxième phase du transitoire de charge : passage en mode discontinu.

Après quelques cycles, la tension de sortie ayant suffisamment augmenté, le convertisseur passe en mode discontinu. Le passage en mode discontinu est obtenu lorsque  $\text{toff}$  devient inférieur à la demi-période de commande :

$$\text{toff} = \frac{T}{2} \leq \sqrt{L_s.C} \text{ Arc tan} \left( \text{ton}_{\text{Lim}} \frac{\text{ns}}{n_p} \frac{1}{\sqrt{L_s.C}} \right)$$

$$\boxed{\text{ton}_{\text{Lim}} \leq \frac{T \text{ ns}}{2 n_p} \frac{1}{\sqrt{L_s.C}} \tan \left( \frac{T}{2\sqrt{L_s.C}} \right)} \quad (14)$$

$$\text{AN : } \quad \text{ton}_{\text{Lim}} \leq 8,49\mu\text{s}$$

Les chronogrammes des principaux signaux sont présentés Figure 8.

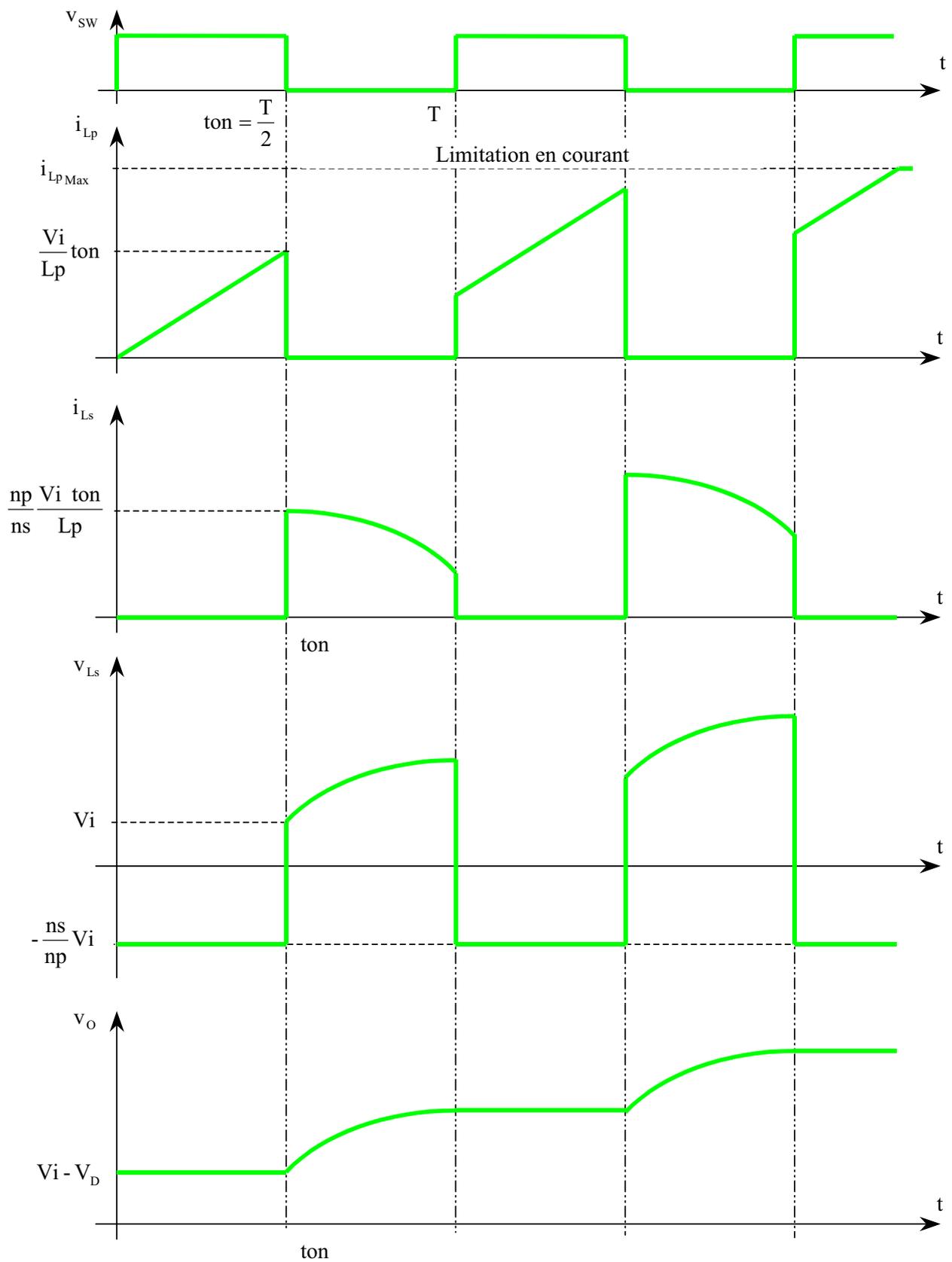


Figure 7 : Chronogramme des principaux signaux du convertisseur Flyback pendant la première phase du transitoire : mode continu.

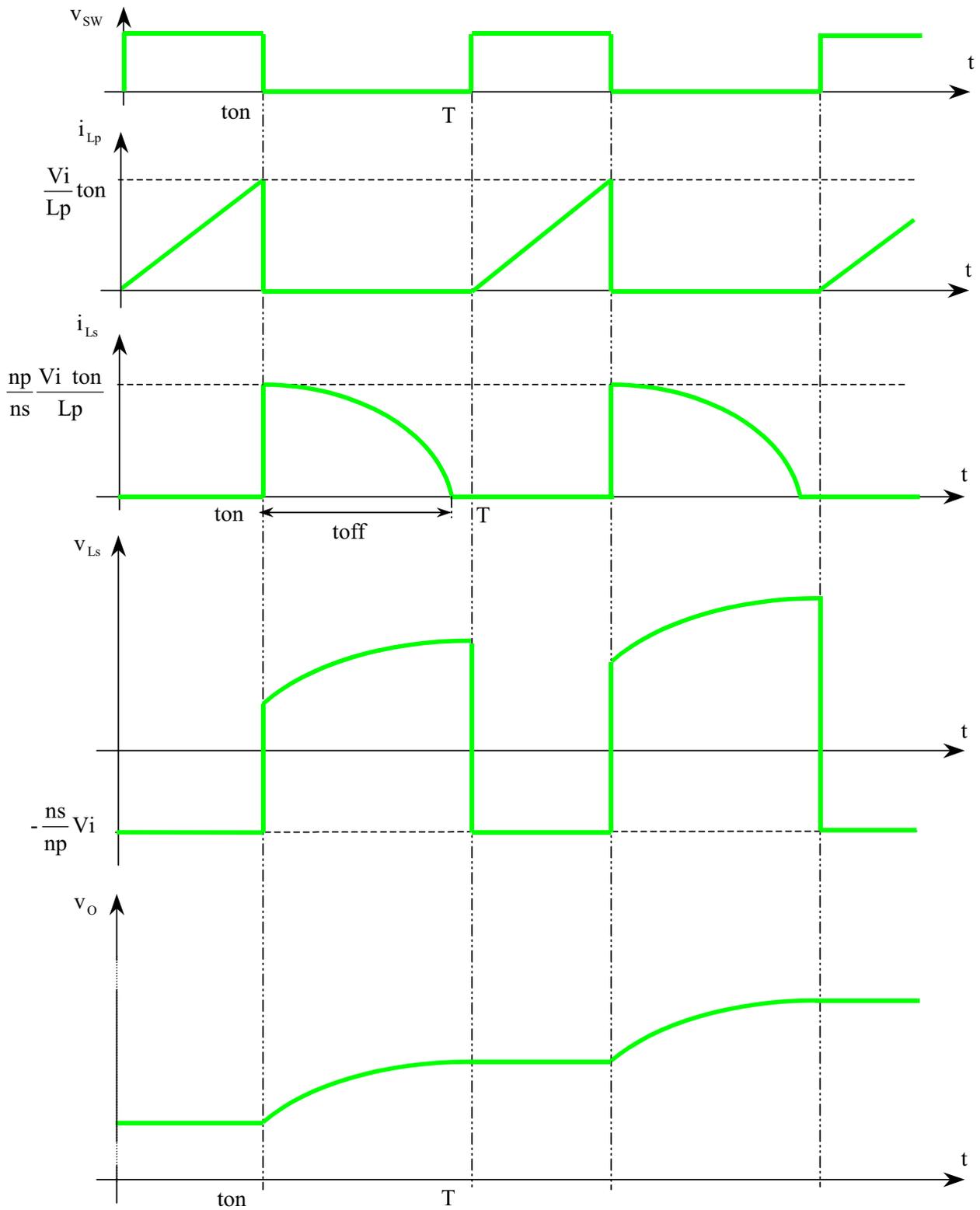


Figure 8 : Chronogramme des principaux signaux du convertisseur Flyback pendant la deuxième phase du transitoire : mode discontinu.

4.3. Etude théorique des évolutions des courants et tensions du convertisseur Flyback en régime discontinu, pendant la phase permanente (tension de sortie établie ( $V_{out} = V_{out_{max}}$ ) et charge déconnectée).

Le schéma équivalent pour cette 3<sup>ème</sup> phase est présenté Figure 9 :

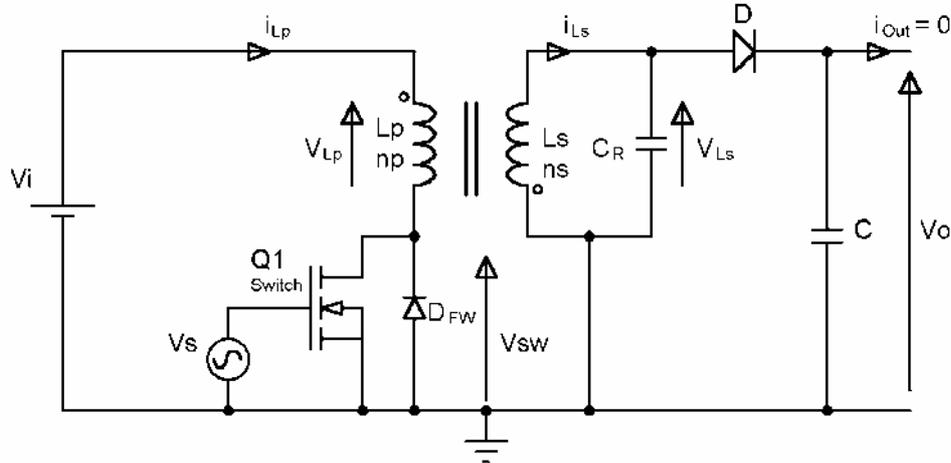


Figure 9 : Schéma équivalent de l'alimentation en régime permanent.

4.3.1. Phase 1 :  $0 < t < t_{on}$

$V_s = 1$ , le transistor est conducteur.

La diode de sortie D est bloquée.

Le schéma électrique général peut être simplifié comme présenté Figure 10.

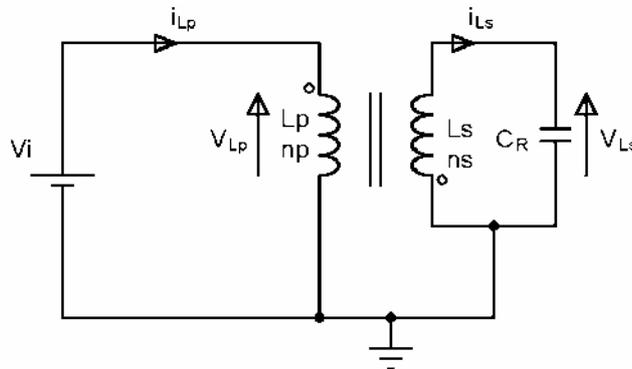


Figure 10 : Schéma équivalent du convertisseur pendant la phase 1.

Si l'on néglige le flux produit par le courant  $i_{Ls}$  circulant dans la capacité répartie  $C_R$  devant le flux produit par le courant primaire  $i_{Lp}$ , on peut écrire :

$$V_{Lp} = L_p \frac{di_{Lp}}{dt} = V_i$$

$$i_{Lp} = \frac{V_i}{L_p} \int dt = \frac{V_i}{L_p} t + cte \quad (15)$$

Le régime de conduction étant discontinu, à  $t = 0$ ,  $i_{Lp} = 0$ . D'où l'expression de  $i_{Lp}$  :

$$i_{Lp} = \frac{V_i}{L_p} t \quad (16)$$

La tension aux bornes de l'inductance primaire est régie par la loi de Lenz :

$$V_{Ls} = -ns \frac{d\Phi}{dt} \quad (17)$$

Le flux primaire produit par  $i_p$  suit la loi :

$$V_{Lp} = np \frac{d\Phi}{dt} = V_i \quad \Rightarrow \quad \frac{d\Phi}{dt} = \frac{V_i}{np}$$

D'où l'expression de la tension secondaire :

$$\boxed{V_{Ls} = -\frac{ns}{np} V_i} \quad (18)$$

Détermination des valeurs des différentes grandeurs à l'instant  $t = t_{on}^-$ , instant précédant la phase de blocage.

- Calcul de  $i_{Lp}(t_{on}^-)$  :

$$i_{Lp}(t_{on}^-) = \frac{V_i}{L_p} t_{on}^- \quad (19)$$

- Calcul de  $\Phi(t_{on}^-)$  :

$$\begin{cases} \Phi = BS = \mu HS \\ H = \frac{n_p i_{Lp}}{lf} \end{cases} \quad \Rightarrow \quad \Phi(t_{on}^-) = \frac{\mu S}{lf} n_p i_{Lp}(t_{on}^-) \quad (20)$$

- Calcul de  $v_{Cr}(t_{on}^-)$  :

$$v_{Cr}(t_{on}^-) = v_{Ls}(t_{on}^-) = -\frac{ns}{np} V_i$$

#### 4.3.2. Phase 2 : $t_{on} < t < t_{DF}$

$V_s = 0$ , le transistor est bloqué.

Les tensions aux bornes des capacités et le flux dans le circuit magnétique ne peuvent varier instantanément. On peut donc écrire :

$$\begin{cases} v_{Cr}(t_{on}^-) = v_{Cr}(t_{on}^+) = -\frac{ns}{np} V_i \\ \Phi(t_{on}^-) = \Phi(t_{on}^+) \end{cases}$$

La continuité du flux ne peut être assurée que par l'enroulement secondaire du transformateur. En effet, sachant que l'interrupteur est ouvert, le courant ne pourrait passer que par la diode, or le passage d'un courant  $i_p$  implique une augmentation de la tension  $V_{sw}$  aux bornes du circuit parallèle interrupteur et diode.  $V_{sw}$  est aussi la tension inverse appliquée sur la diode. Le passage d'un courant impliquerait donc que la tension inverse approche la tension de claquage de la diode ou du transistor. Cela conduirait à 3 problèmes : une limitation de la tension de sortie, un rendement énergétique diminué par une dissipation thermique élevée (courant élevé sous une tension élevée) et un risque de destruction du MOSFET.

Au secondaire, aucune charge n'est connectée, donc  $i_{out} = 0$  et aucun courant ne traverse la diode D. Par contre la capacité répartie inter spires  $C_R$ , qui constitue une caractéristique de toute self inductance, permet le passage d'un courant. La capacité répartie de la self inductance primaire peut être négligée du fait de la faible valeur de  $L_p$  devant  $L_s$ .

On obtient donc le schéma équivalent de la Figure 11.

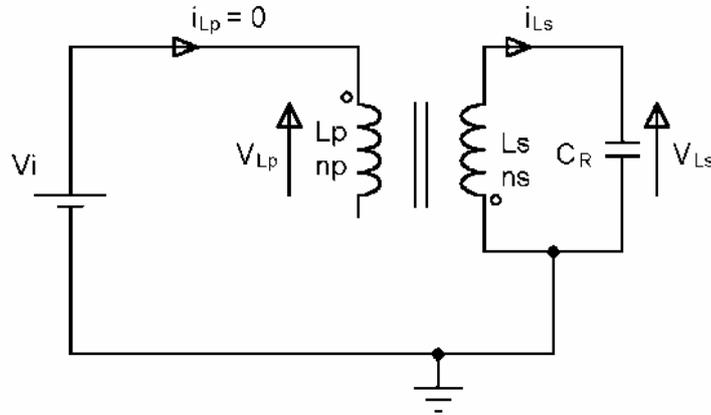


Figure 11 : Schéma équivalent du convertisseur pendant la phase 2.

Détermination du courant  $i_{Ls}(ton^+)$  qui permet le maintien de la continuité du flux dans le circuit magnétique :

$$\Phi_{(ton^+)} = \mu.n.s. \frac{i_{Ls}(ton^+)}{lf} S \quad (21)$$

En identifiant l'expression du flux aux instants  $ton^-$  et  $ton^+$ , on peut écrire :

$$\Phi_{(ton^+)} = \mu.n.s. \frac{i_{Ls}(ton^+)}{lf} S = \Phi_{(ton^-)} = \frac{\mu S}{lf} n_p i_{Lp}(ton^-)$$

soit

$$\boxed{i_{Ls}(ton^+) = \frac{n_p}{ns} i_{Lp}(ton^-)} \quad (22)$$

Le schéma équivalent pour  $t > ton$  est donc un circuit résonant parallèle  $L_s$ ,  $C_R$ . En négligeant les pertes dans  $L_s$  et  $C_R$ , on peut écrire :

$$\begin{cases} v_{Ls} = -L_s \frac{di_{Ls}}{dt} \\ i_{Ls} = C_R \frac{dv_{C_R}}{dt} \end{cases} \quad \text{et} \quad v_{C_R} = v_{Ls}$$

Soit

$$\begin{cases} v_{Ls} = -L_s \frac{di_{Ls}}{dt} \\ L_s.C_R \frac{d^2 i_{Ls}}{dt^2} + i_{Ls} = 0 \end{cases} \quad (23)$$

Le système est donc régi par une équation différentielle du second ordre de la forme :

$$a \frac{d^2 y}{dx^2} + b \frac{dy}{dx} + cy = d \quad (24)$$

Dont la solution générale est de la forme :

$$y = \frac{d}{c} + e^{\frac{-b}{2a}x} \rho \cos\left(\frac{\sqrt{4ac - b^2}}{2a}x - \theta\right) \quad (25)$$

Par identification des équation 22 et 23,

$$a = L_S C_R ; b = 0 ; c = 1 ; d = 0$$

D'où le système:

$$\begin{cases} i_{L_S} = \rho \cos\left(\frac{t}{\sqrt{L_S C_R}} - \theta\right) = \rho \cos(\omega t - \theta) \\ v_{L_S} = -L_S \frac{di_{L_S}}{dt} = L_S \rho \omega \sin(\omega t - \theta) \end{cases}$$

Détermination des constantes  $\rho$  et  $\theta$  à partir des conditions initiales.

L'instant  $t = 0$  de la nouvelle base de temps correspond à l'instant  $t_{on}$  de la phase précédente.

$$\begin{cases} i_{L_S}(0) = \rho \cos(\theta) = i_{L_S}(t_{on}^+) \\ v_{L_S}(0) = L_S \rho \omega \sin(\theta) = v_{L_S}(t_{on}^+) \end{cases}$$

soit

$$\begin{cases} \rho \cos(\theta) = \frac{n_p}{n_s} i_{L_p}(t_{on}^-) \end{cases} \quad (26)$$

$$\begin{cases} L_S \rho \omega \sin(\theta) = -\frac{n_s}{n_p} V_i \end{cases} \quad (27)$$

Ce système va permettre de déterminer les constantes  $\rho$  et  $\theta$ .

$$(26) \quad \rho = \frac{n_p}{n_s} \frac{i_{L_p}(t_{on}^-)}{\cos(\theta)} \quad (28)$$

En faisant le rapport des équations 13 et 14, on peut calculer la tangente de l'angle  $\theta$  :

$$\tan(\theta) = -\frac{\frac{n_s}{n_p} \frac{1}{L_S \rho \omega} V_i}{\frac{n_p}{n_s} \frac{i_{L_p}(t_{on}^-)}{\rho}}$$

$$\tan(\theta) = -\frac{V_i}{L_S \left(\frac{n_p}{n_s}\right)^2 \omega i_{L_p}(t_{on}^-)} \quad (29)$$

$$\text{avec } \begin{cases} i_{L_p(\text{ton}^-)} = \frac{V_i}{L_p} \text{ton}^- \\ \omega = \frac{1}{\sqrt{L_s C_R}} \\ L_s = n s^2 A l \\ L_p = n p^2 A l \end{cases}$$

$$\text{donc } \tan(\theta) = - \frac{V_i}{L_s \left( \frac{\sqrt{L_s}}{\sqrt{L_p}} \right)^2 \frac{1}{\sqrt{L_s C_R}} \frac{V_i}{L_p} \text{ton}}$$

soit

$$\tan(\theta) = - \frac{\sqrt{L_s C_R}}{\text{ton}} \quad (30)$$

où  $T_p = 2\pi\sqrt{L_s C_R}$  est la période propre du circuit.

Or la capacité répartie est très faible, il en résulte une période propre relativement faible devant ton, donc  $\tan(\theta)$  tend vers 0, soit  $\theta \approx 0$ .

L'expression 28 peut être approchée :

$$\rho \approx \frac{n_p}{n_s} i_{L_p(\text{ton}^-)} = \frac{n_p}{n_s} \frac{V_i}{L_p} \text{ton}$$

En reportant ces résultats dans les résultats de l'équation différentielle, on obtient :

$$\begin{cases} i_{L_s} = \rho \cos(\omega t - \theta) \approx \rho \cos(\omega t) \approx \frac{n_p}{n_s} \frac{V_i}{L_p} \text{ton} \cos(\omega t) \\ v_{L_s} = L_s \rho \omega \sin(\omega t - \theta) \approx L_s \frac{n_p}{n_s} \frac{V_i}{L_p} \frac{\text{ton}}{\sqrt{L_s C_R}} \sin(\omega t) \end{cases}$$

$$\boxed{i_{L_s} \approx \frac{n_p}{n_s} \frac{V_i}{L_p} \text{ton} \cos(\omega t)} \quad (31)$$

$$v_{L_s} \approx \frac{n s^2 A l}{n p^2 A l} \frac{n_p}{n_s} V_i \frac{\text{ton}}{\sqrt{L_s C_R}} \sin(\omega t)$$

$$\boxed{v_{L_s} \approx \frac{n s}{n p} V_i \frac{\text{ton}}{\sqrt{L_s C_R}} \sin(\omega t)} \quad (32)$$

Les courbes représentatives des signaux sont présentées Figure 12, en considérant dans un premier temps que le schéma équivalent Figure 11 reste valable pour  $t > \text{ton}$ .

Dans ces conditions, la tension maximale que peut générer le convertisseur Flyback est donnée par :

$$(v_{L_s})_{\text{Max}} \approx \frac{n s}{n p} V_i \frac{\text{ton}}{\sqrt{L_s C_R}} \quad (33)$$

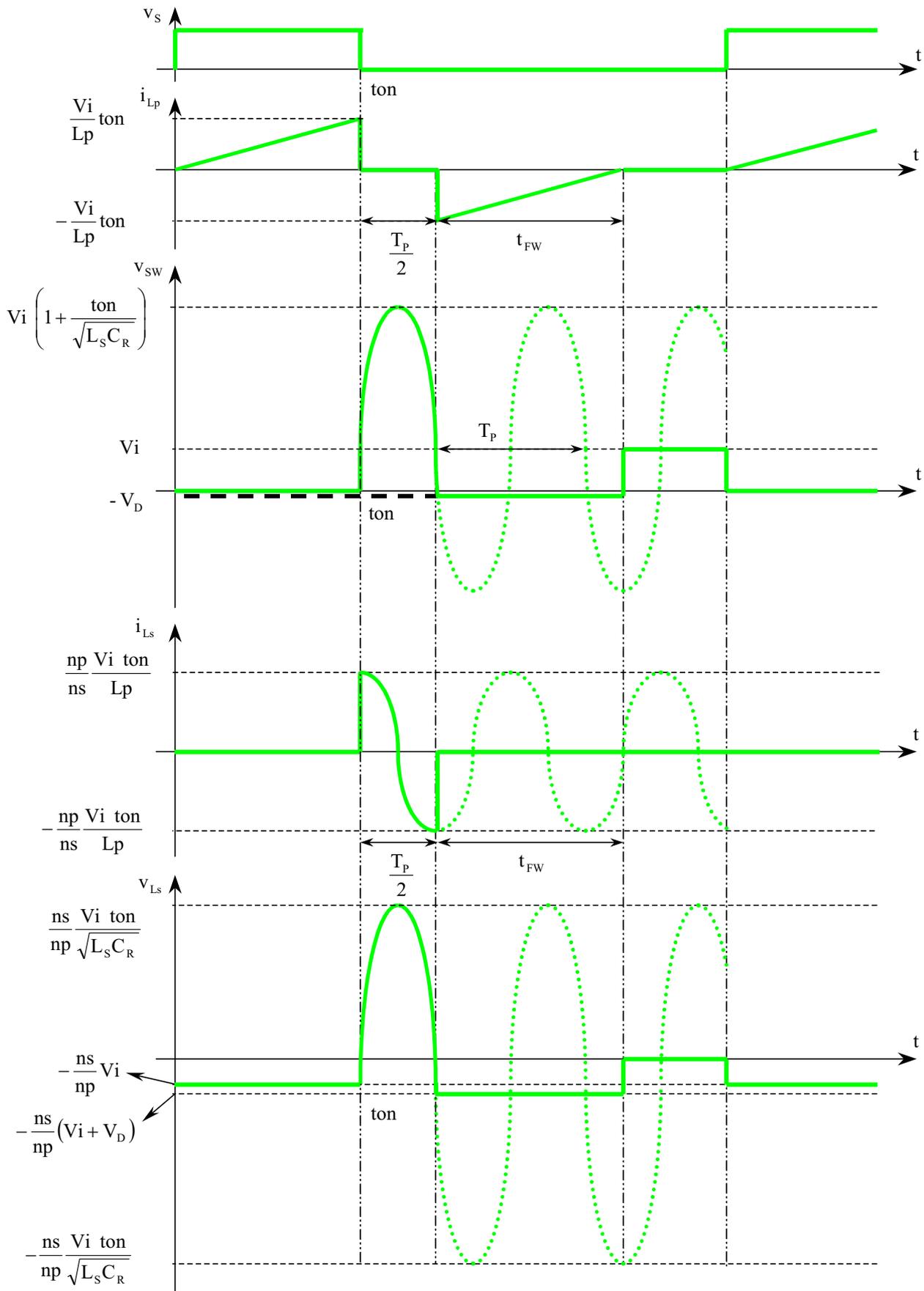


Figure 12 : Chronogrammes des principaux signaux du convertisseur Flyback en mode discontinu en régime établi, phase finale.

Pour maximiser la tension de sortie  $v_{Ls}$ , l'équation 32 montre que l'on peut jouer sur les paramètres suivants : augmenter  $V_i$  ou  $t_{on}$  ou le rapport de transformation ou diminuer  $L_s$ . On souhaite concevoir un circuit présentant une faible consommation, les deux premières solutions ne sont donc pas à retenir dans notre cas. Diminuer  $L_s$  implique une diminution du nombre de spires secondaire qui conduit à une diminution du rapport de transformation ( $n_s/n_p$ ) et donc à une diminution de la tension de sortie ou le choix d'un matériau magnétique présentant une perméabilité relative plus faible. La solution la plus logique est donc d'augmenter le rapport de transformation en diminuant  $n_p$ . En effet si l'on augmente  $n_s$  on augmente corrélativement la capacité répartie  $C_R$  de l'enroulement secondaire, ce qui s'oppose à l'augmentation de  $(v_{Ls})_{Max}$ .

La minimisation du nombre de tours primaire  $n_p$  est donc la solution la plus efficace pour augmenter  $(v_{Ls})_{Max}$ , mais il en résulte aussi une diminution de la self inductance primaire ( $L_p = n_p^2 A l$ ) ce qui conduit à une augmentation du courant primaire  $(i_{Lp})_{Max} = \frac{V_i}{L_p} t_{on}$

Ainsi pour atteindre des valeurs élevées de la tension de sortie, le courant primaire peut atteindre des valeurs incompatibles avec les applications très faible consommation telles celles rencontrées en biotéléométrie. Pour cette raison, à partir d'un certain niveau de tension  $(v_{Ls})_{Max}$  le convertisseur Flyback présenté Figure 1 peut perdre de son intérêt au profit de topologies plus complexes à multiplicateur de tension.

Pour dimensionner l'interrupteur Q1 et la diode de roue libre  $D_{FW}$  en terme de tension, il faut déterminer la tension  $v_{SW}$  aux bornes de l'interrupteur lorsque  $t > t_{on}^+$  :

$$v_{SW} = V_i - v_{Lp} \quad (34)$$

$$v_{Lp} = -\frac{n_p}{n_s} v_{Ls} \quad (35)$$

En reportant l'expression de  $v_{Ls}$  (Equation 32) dans l'équation 34, on obtient

$$v_{Lp} = -V_i \frac{t_{on}}{\sqrt{L_s C_R}} \sin(\omega t) \quad (36)$$

soit en négligeant l'inductance de fuite

$$v_{SW} = V_i + V_i \frac{t_{on}}{\sqrt{L_s C_R}} \sin(\omega t) \quad (37)$$

La valeur maximale de la surtension aux bornes de l'interrupteur est donc

$$(v_{SW})_{Max} = V_i \left( 1 + \frac{t_{on}}{\sqrt{L_s C_R}} \right) \quad (38)$$

Comme nous l'avons vu précédemment,  $\sqrt{L_s C_R} \ll t_{on}$ , il en résulte une surtension très supérieure à la tension d'alimentation  $V_i$ .

Application numérique :

Pour l'application, le transformateur a été réalisé sur noyau RM5 de ferrite 3F3 de chez Philips dont les caractéristiques sont les suivantes :

$$\begin{cases} A_l = 1700\text{nH} \\ \mu_R = 1270 \\ l_e = 23.2\text{mm} \end{cases} \quad \begin{cases} L_p = 266\mu\text{H} \\ L_s = 1.06\text{mH} \end{cases} \quad \begin{cases} n_p = 13 \\ n_s = 25 \end{cases}$$

La valeur de la capacité répartie mesurée au secondaire est  $C_R \approx 28\text{pF}$

Le circuit de commande (UCC3805) travaille à la fréquence de 40kHz avec un rapport cyclique de 25%. Il en résulte une surtension

$$(v_{SW})_{\text{Max}} = 8,2 \left( 1 + \frac{1}{(4 * 40 \cdot 10^3) \sqrt{1,06 \cdot 10^{-3} \cdot 28 \cdot 10^{-12}}} \right)$$

$$(v_{SW})_{\text{Max}} = 305\text{V}$$

Si le schéma équivalent de la Figure 11 restait valable jusqu'à la fermeture de l'interrupteur, le régime oscillant resterait valable, et les caractéristiques seraient celles représentées en pointillés Figure 12.

Comme nous l'avons vu précédemment, nous sommes en régime permanent, la tension de sortie est donc établie et  $i_{Cs} = 0$ ,  $i_{\text{Out}} = 0$ ,  $i_D = 0$ . La diode D reste donc bloquée. Par contre pour  $t \approx t_{\text{on}} + \frac{T_p}{2}$ ,  $|v_{SW}|$  devient supérieure à  $V_{D_{FW}}$ . La diode de roue libre devient donc conductrice et le schéma équivalent précédent n'est plus valable et doit être remplacé par le schéma Figure 13.

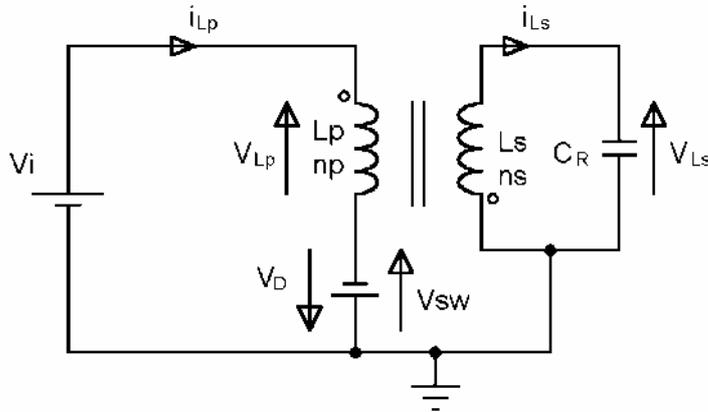


Figure 13 : Schéma équivalent du convertisseur pendant la phase 3 (mise en conduction de la diode de roue libre).

On peut déterminer les conditions initiales sur les tensions et les courants. ( $|v_{SW}| = V_{D_{FW}} \ll (v_{SW})_{\text{Max}}$ , on peut donc assimiler l'instant de conduction à  $t = T_p/2$  pour lequel  $v_{SW} = 0$ ).

A l'instant de conduction, la tension aux bornes de l'enroulement primaire est :

$$v_{Lp} = V_i - v_{SW} = V_i + V_D$$

La tension aux bornes du secondaire est donnée par :

$$(v_{Ls})_{\left(t_{\text{on}} + \frac{T_p}{2}\right)^-} = (v_{Ls})_{\left(t_{\text{on}} + \frac{T_p}{2}\right)^+} = -\frac{n_s}{n_p} (V_i + V_D) \quad (39)$$

En considérant que la résistance de la diode est nulle et que l'impédance de la capacité répartie du secondaire est grande ( $C_R$  est très petite), on peut alors admettre que la continuité du flux dans le circuit magnétique est assurée par le primaire.

$$\Phi_{\left(\text{ton} + \frac{T_p}{2}\right)^-} = \frac{\mu S ns}{lf} i_{Ls}\left(\text{ton} + \frac{T_p}{2}\right)^-$$

La valeur du courant secondaire peut être calculée grâce à l'équation 31 :

$$i_{Ls}\left(\text{ton} + \frac{T_p}{2}\right)^- \approx -\frac{np}{ns} \frac{V_i}{L_p} \text{ton}$$

$$\Phi_{\left(\text{ton} + \frac{T_p}{2}\right)^-} = -\frac{\mu S ns}{lf} \frac{np}{ns} \frac{V_i}{L_p} \text{ton} \quad (40)$$

$$\Phi_{\left(\text{ton} + \frac{T_p}{2}\right)^+} = \frac{\mu S np}{lf} i_{Lp}\left(\text{ton} + \frac{T_p}{2}\right)^+ \quad (41)$$

En identifiant les équations 40 et 41, on peut déterminer la valeur du courant primaire à l'instant de conduction :

$$i_{Lp}\left(\text{ton} + \frac{T_p}{2}\right)^+ \approx -\frac{V_i}{L_p} \text{ton} \quad (42)$$

Détermination de l'expression des courants et tensions pour  $t > \text{ton} + \frac{T_p}{2}$

$$\begin{aligned} V_{Lp} &= V_i + v_{sw} = V_i + V_D \\ i_{Lp} &= \frac{V_i + V_D}{L_p} \int dt = \frac{V_i + V_D}{L_p} t + \text{cte} \end{aligned}$$

Condition initiale : à  $t = 0$ , ( $t = \text{ton} + \frac{T_p}{2}$ ),  $i_{Lp}\left(\text{ton} + \frac{T_p}{2}\right)^+ = -\frac{V_i}{L_p} \text{ton} = \text{cte}$  d'où l'expression complète de  $i_p$

$$\boxed{i_{Lp} = \frac{V_i + V_D}{L_p} t - \frac{V_i}{L_p} \text{ton}} \quad (43)$$

Le courant primaire va donc croître avec une pente sensiblement égale à celle calculée pour la première phase, dans la mesure où  $V_D \ll V_i$ .

$$\begin{aligned} v_{Ls} &= -ns \frac{d\Phi}{dt} \\ v_{Lp} &= np \frac{d\Phi}{dt} = V_i + V_D \end{aligned}$$

d'où

$$\boxed{v_{Ls} = -\frac{ns}{np} V_i + V_D} \quad (44)$$

La phase de roue libre se termine lorsque le courant traversant la diode devient nul, ce qui revient à annuler  $i_{Lp}$  dans l'équation 43 :

$$i_{Lp} = \frac{V_i + V_D}{L_p} t_{FW} - \frac{V_i}{L_p} t_{on} = 0$$

$$t_{FW} = \frac{V_i}{V_i + V_D} t_{on} \quad (45)$$

Si  $V_D \ll V_i$ , alors  $t_{FW} \approx t_{on}$

Lorsque la diode de roue libre se bloque, il ne passe plus de courant au primaire :

$$i_{Lp} \left( t_{on} + \frac{T_p}{2} + t_{FW} \right) = 0$$

Le nouveau schéma équivalent est présenté Figure 14.

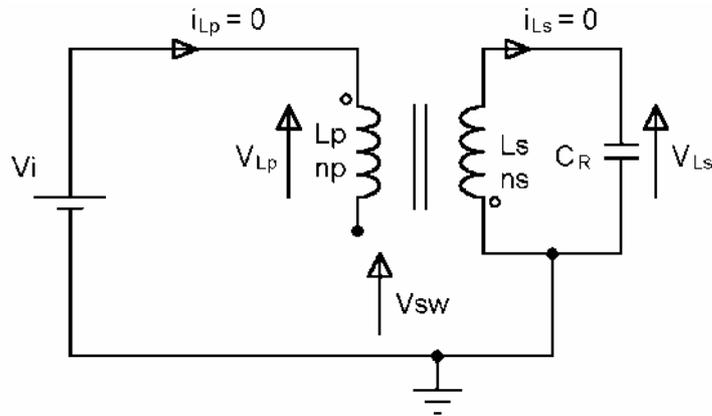


Figure 14 : Schéma équivalent du convertisseur pendant la phase 4 (blocage de la diode de roue libre).

Puisque  $\begin{cases} i_{Lp} = 0 = \text{cte} \\ i_{Ls} = 0 = \text{cte} \end{cases}$ , le transformateur ne subit plus aucune variation de flux, donc

$$\begin{cases} v_{Lp} = np \frac{d\Phi}{dt} = 0 \\ v_{Ls} = ns \frac{d\Phi}{dt} = 0 \end{cases}$$

La tension aux bornes de l'interrupteur devient :

$$v_{SW} = V_i - V_{Lp} = V_i$$

Les chronogrammes complets du convertisseur Flyback pendant la phase permanente sont présentés Figure 15.

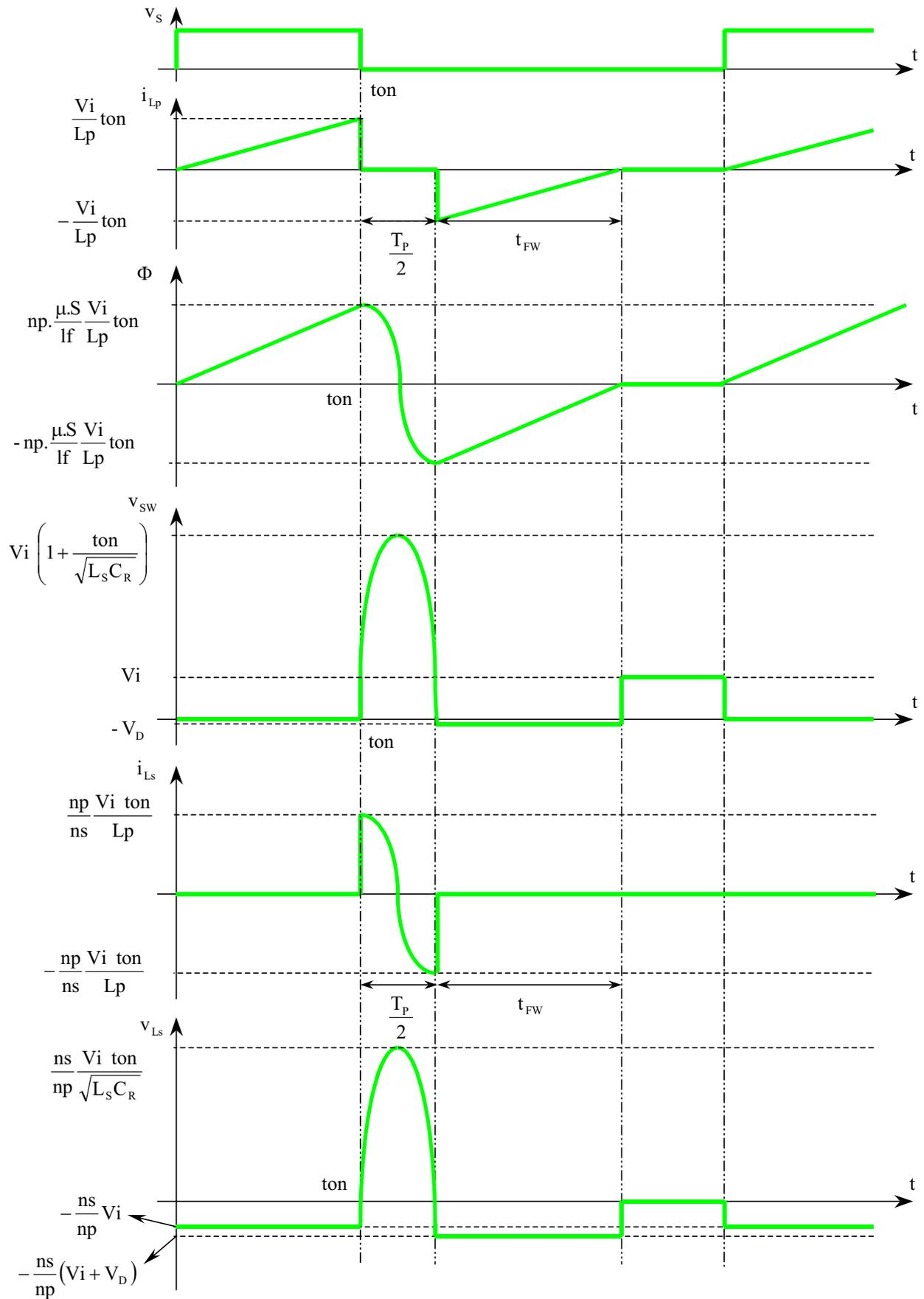


Figure 15 : Chronogrammes de l'alimentation haute tension à convertisseur Flyback pendant la phase permanente.



# Annexe 3. Schémas de la logique de commande des différents modules.

## 1. Logique de commande du Module de Stimulation.

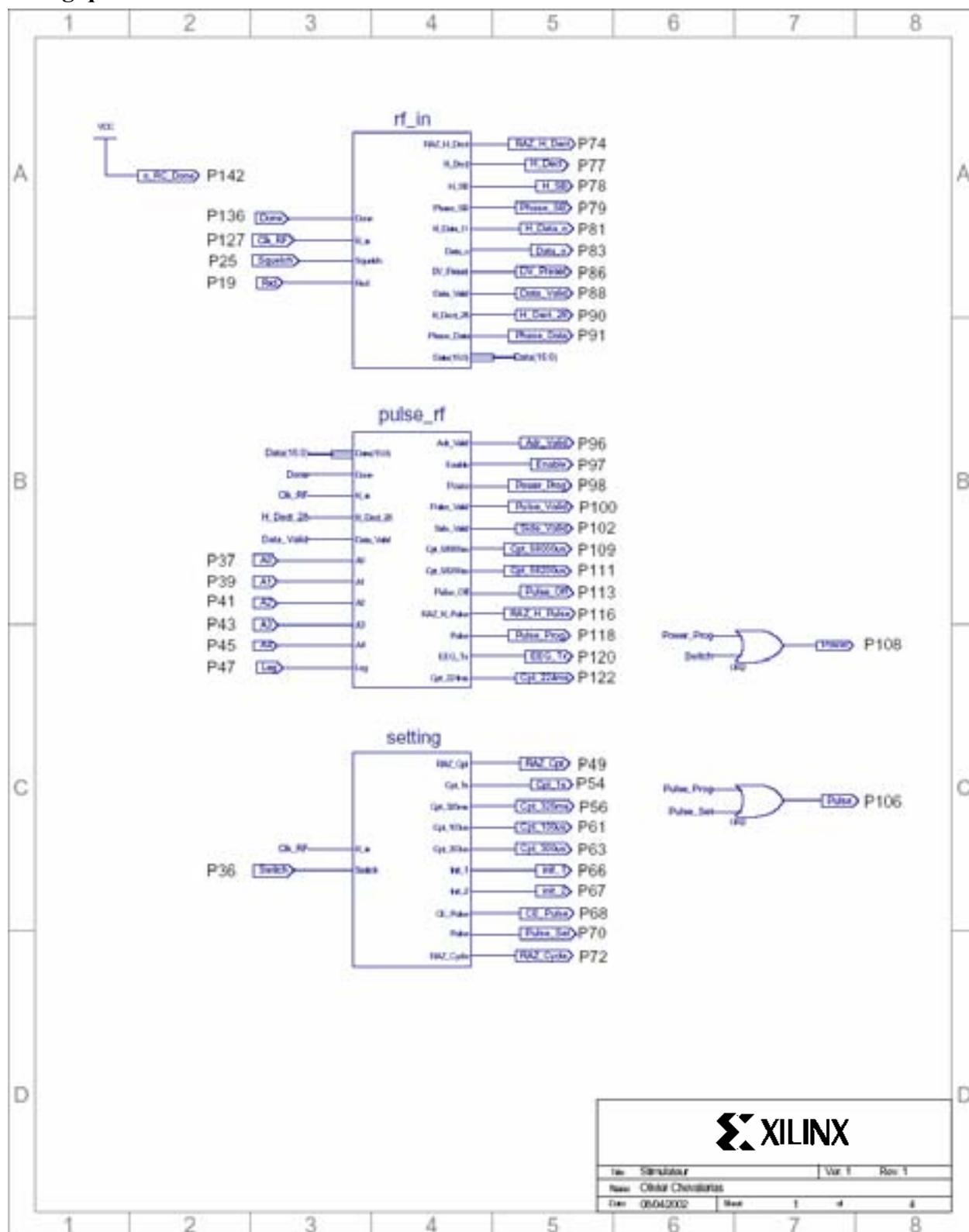


Figure 1 : Circuits logiques de Commande du Module de Stimulation : Feuille principale présentant les entrées/sorties et les 3 macros.

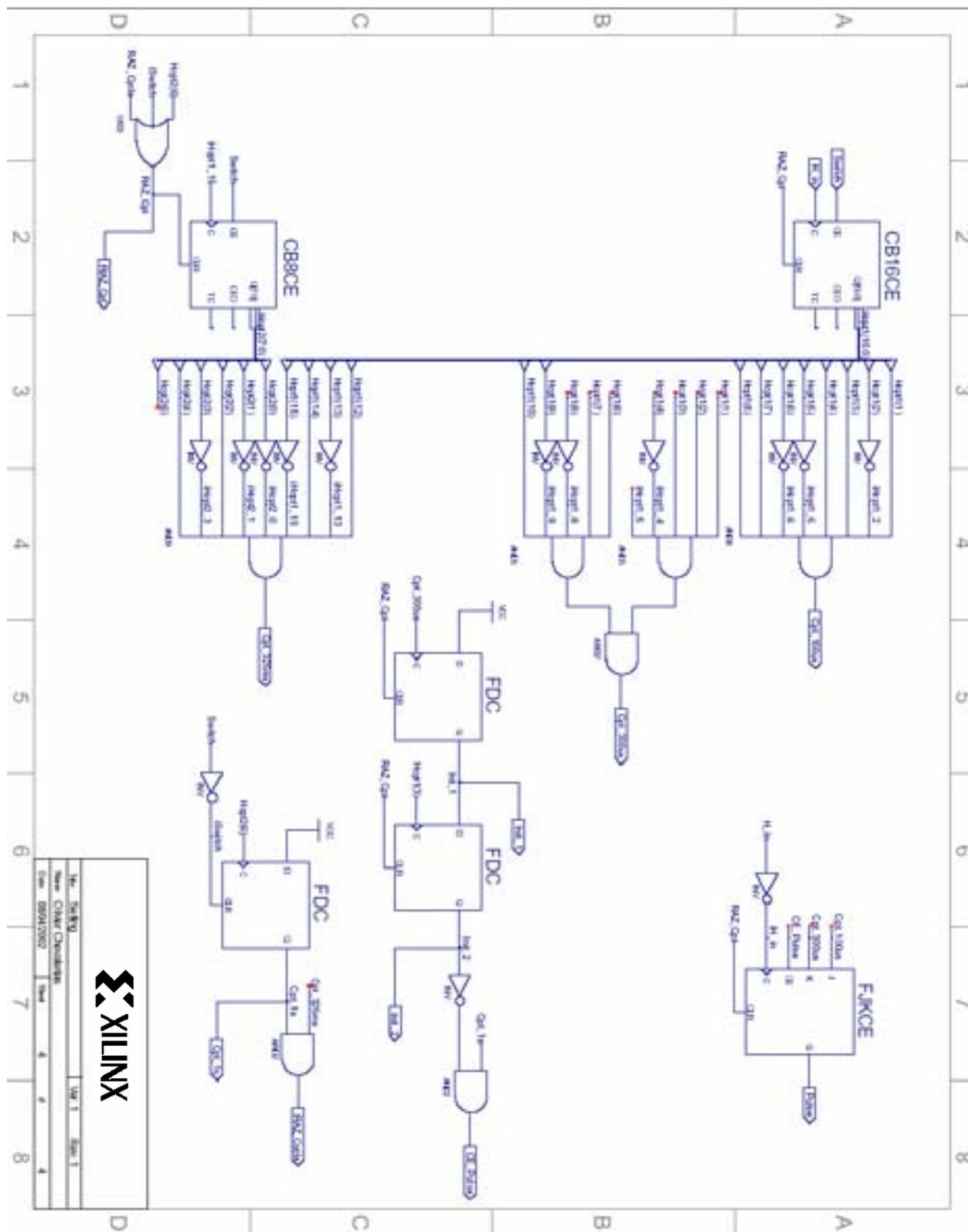


Figure 2 : Circuits logiques de Commande du Module de Stimulation :  
Sous Module “Setting”.

Remarque : Le sous Module “RF\_in”, Figure 3, est identique pour les circuits logiques de commande des trois modules, la macro ne sera donc pas développée pour le Module de Recueil et le Poste Central.



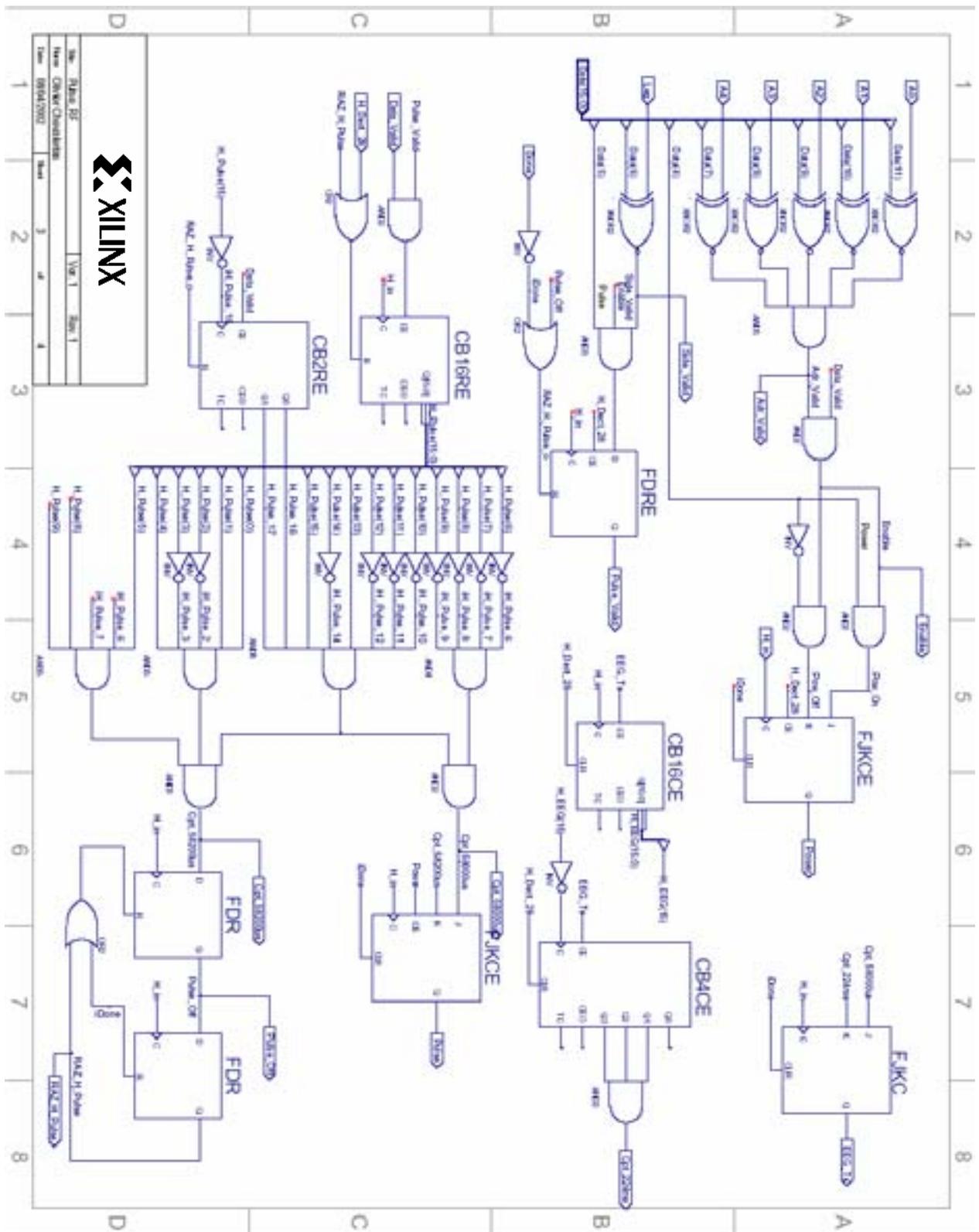


Figure 4 : Circuits logiques de Commande du Module de Stimulation :  
Sous Module "Pulse\_RF".

2. Logique de commande du Module de Recueil.

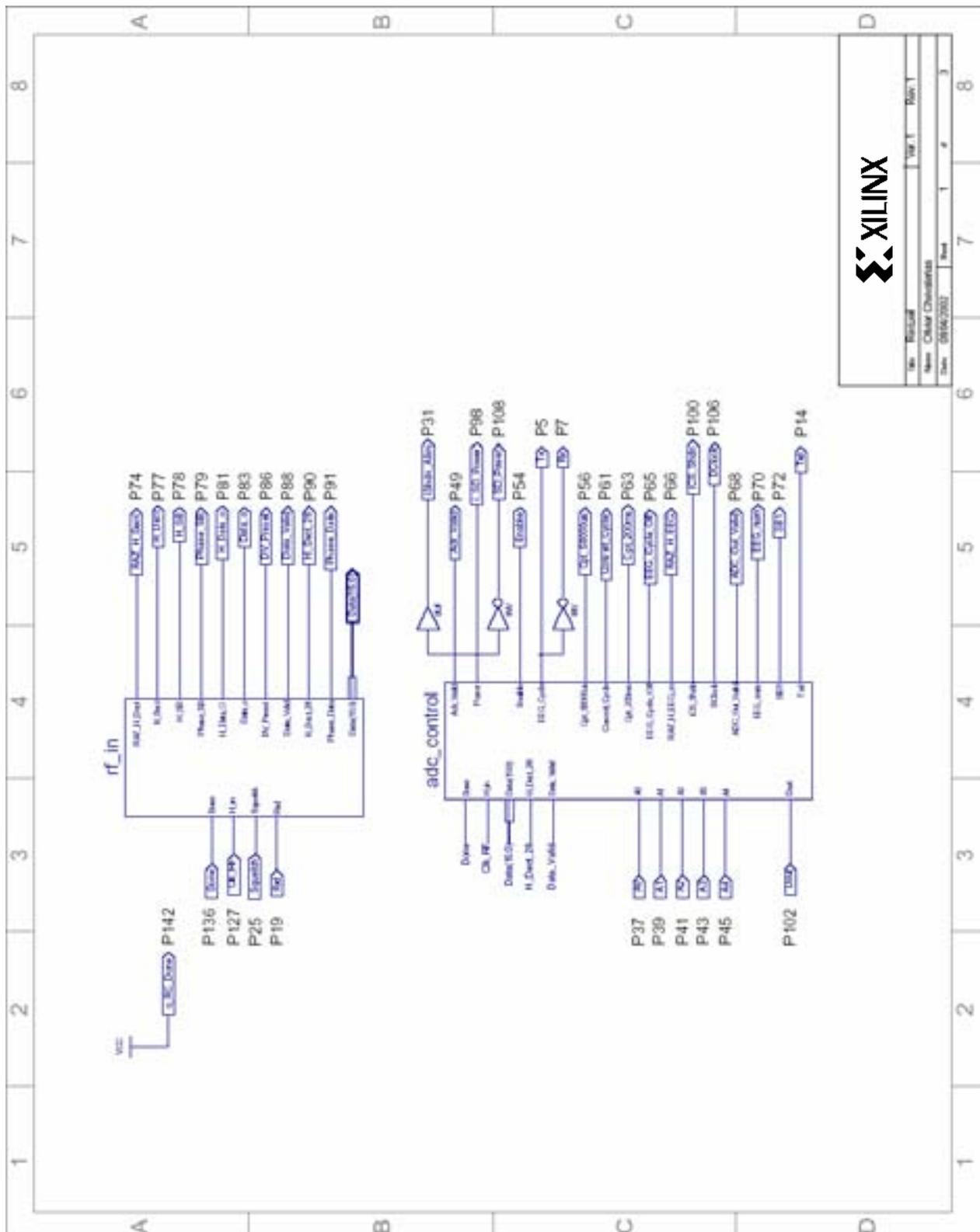


Figure 5 : Circuits logiques de Commande du Module de Recueil : Feuille principale présentant les entrées/sorties et les 2 macros.

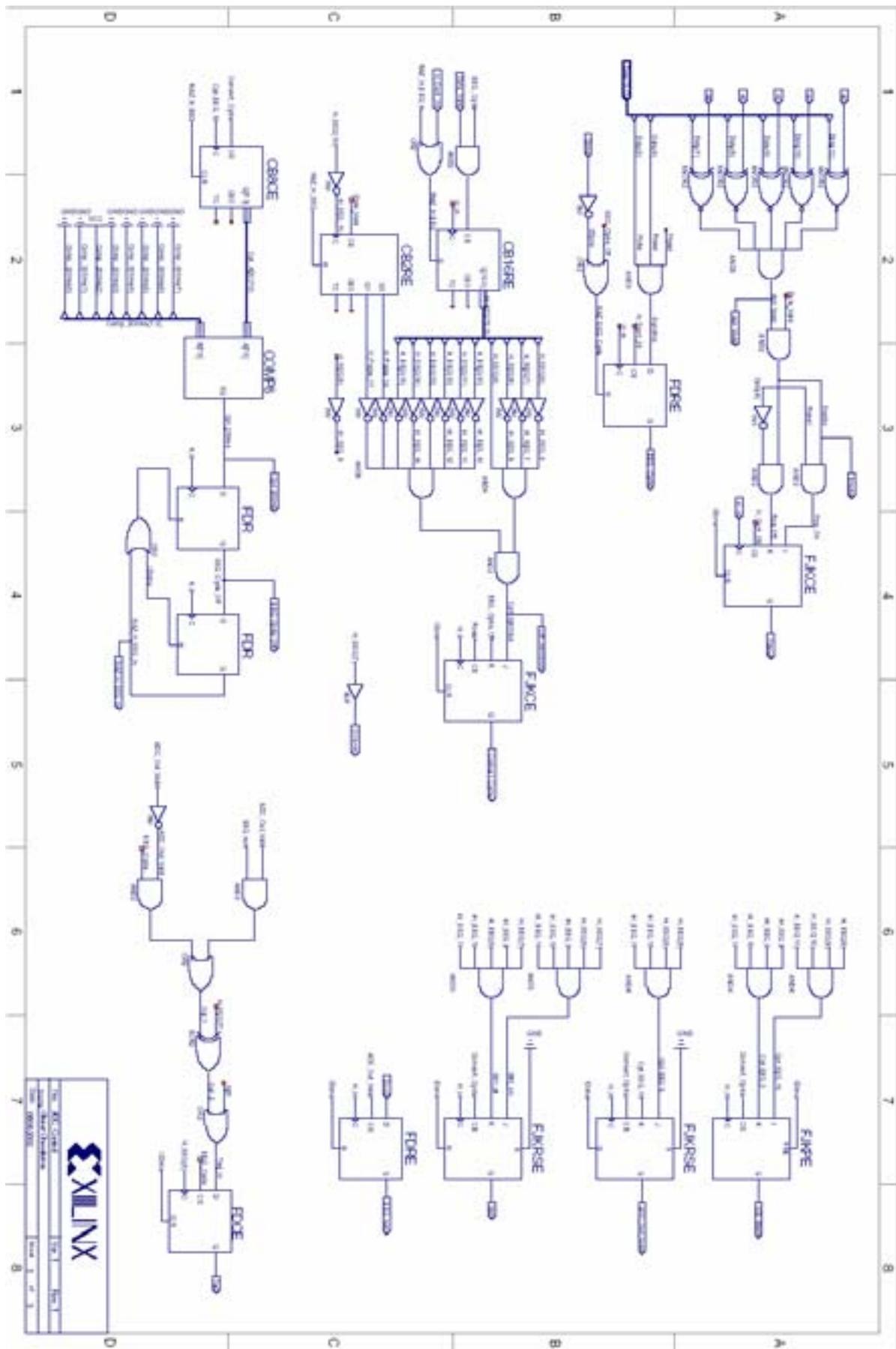


Figure 6 : Circuits logiques de Commande du Module de Recueil : Sous Module “ADC\_Control”.

3. Logique de commande du Poste Central.

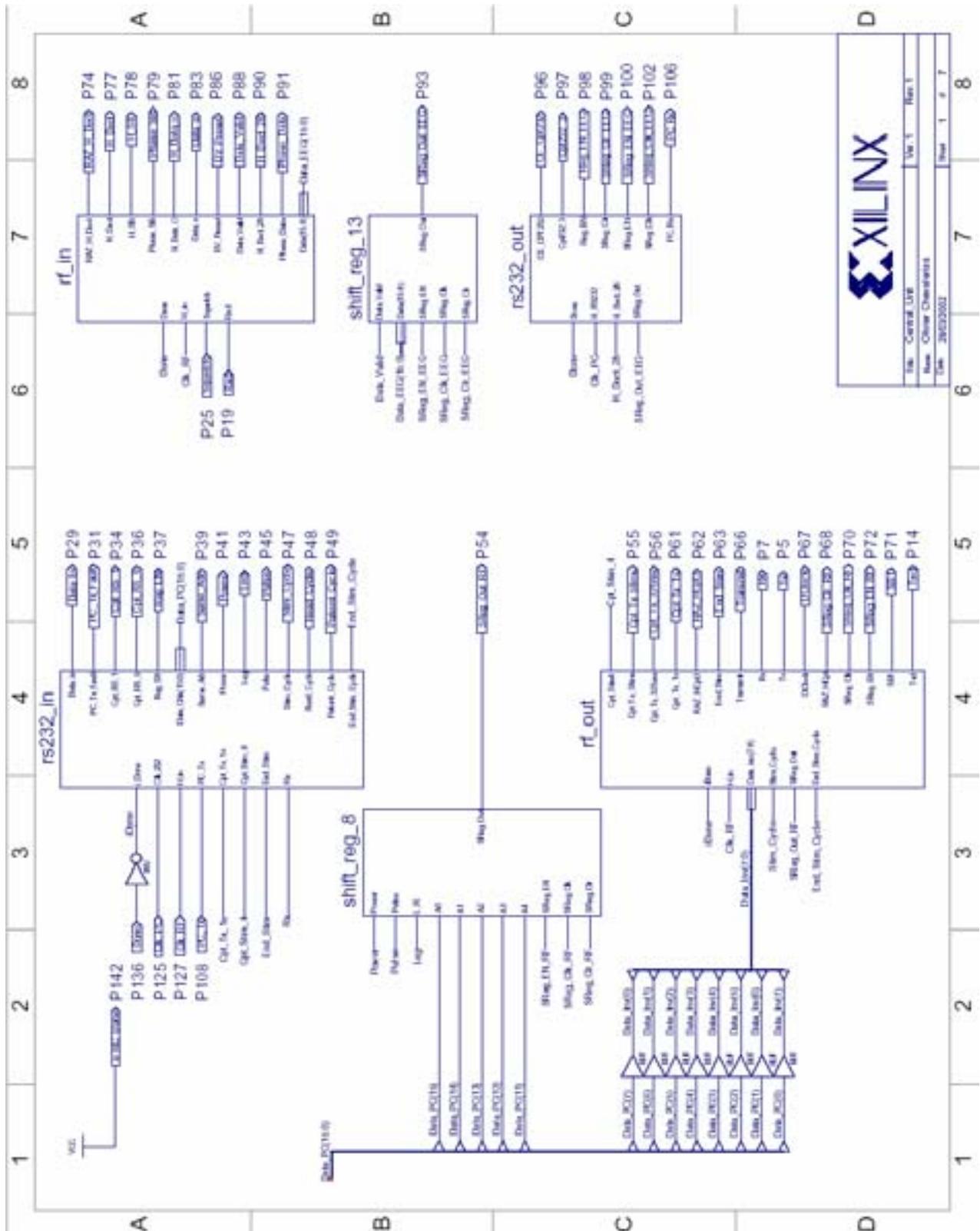


Figure 7 : Circuits logiques de Commande du Poste Central : Feuille principale présentant les entrées/sorties et les 6 macros.



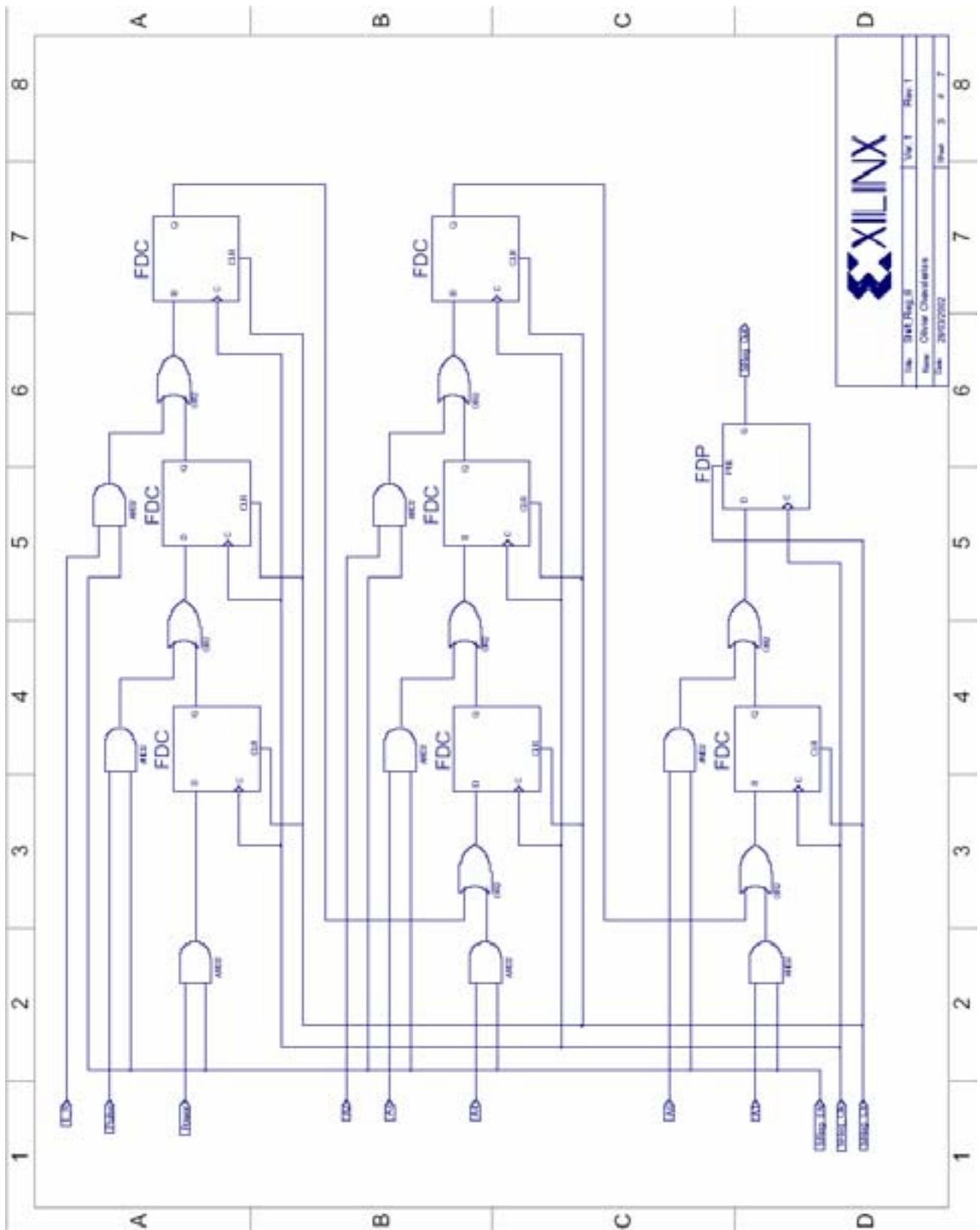


Figure 9 : Circuits logiques de Commande du Poste Central : Sous Module “Shift\_Reg\_8”.

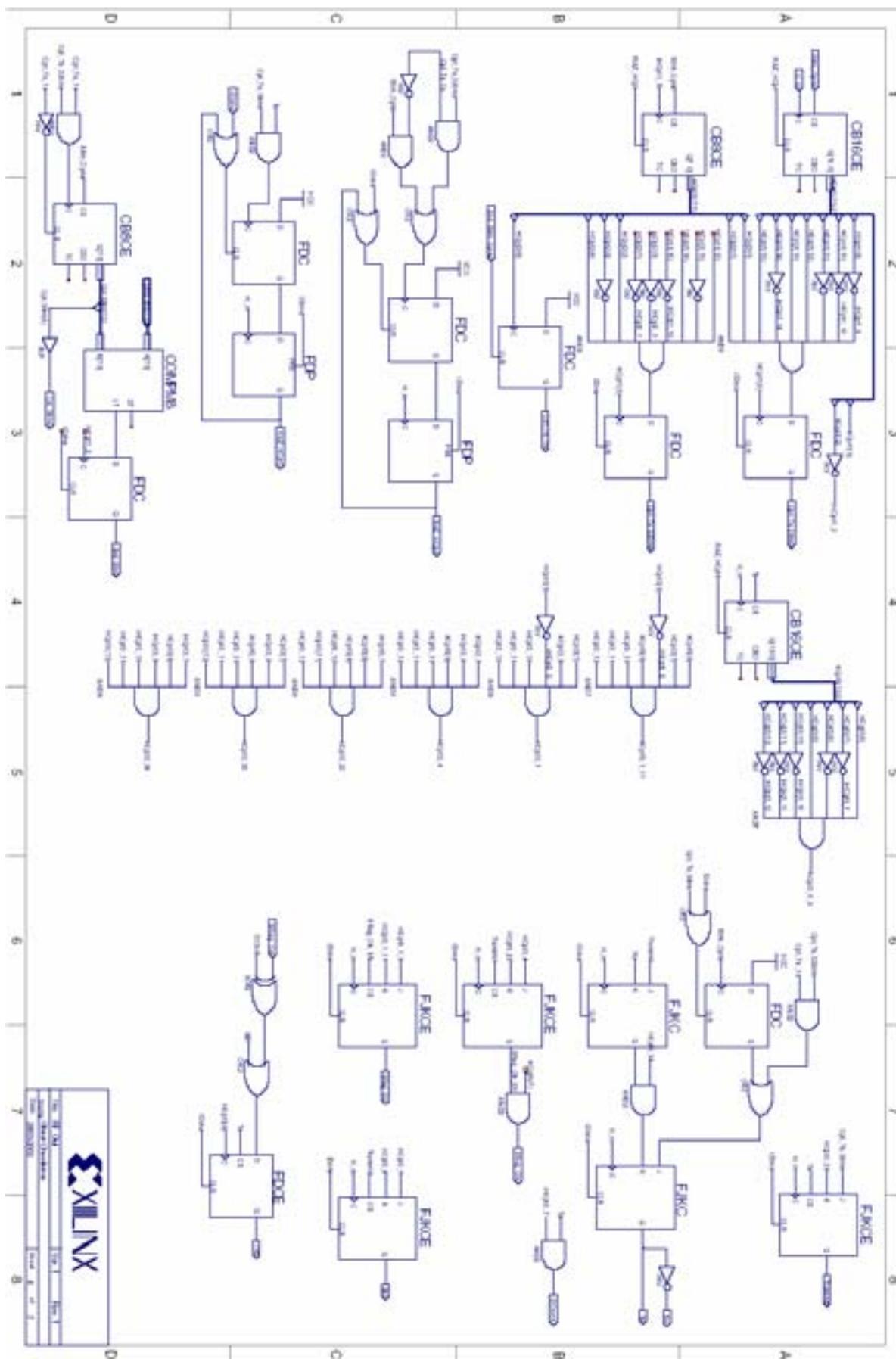


Figure 10 : Circuits logiques de Commande du Poste Central : Sous Module “RF\_Out”.





## Annexe 4. Schémas électriques des différents modules.

### 1. Schémas électriques du module de recueil.

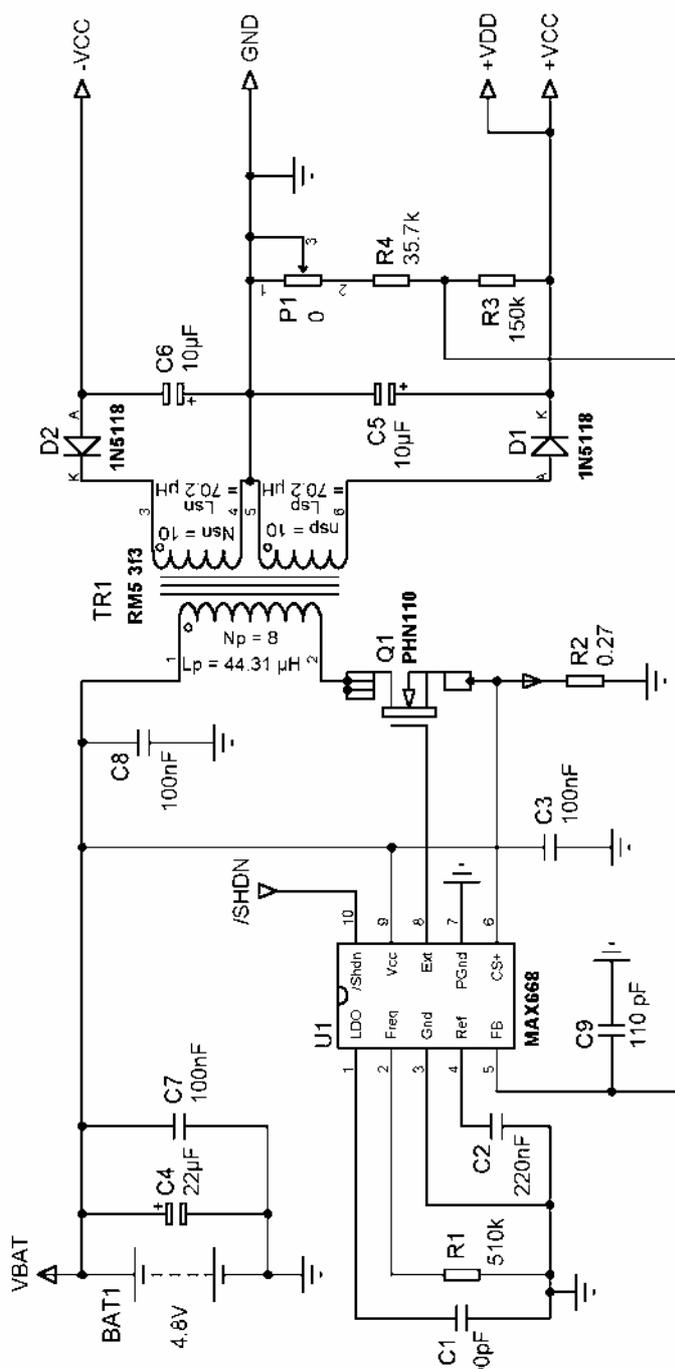


Figure 1 : Schéma électrique de l'alimentation du module de recueil.

Title:	<b>Amplificateur: Module d'alimentation</b>	
Date:	01/05/2002	
Page:		1/1
By:	Olivier Chevalerias	
Rev:	1.0	

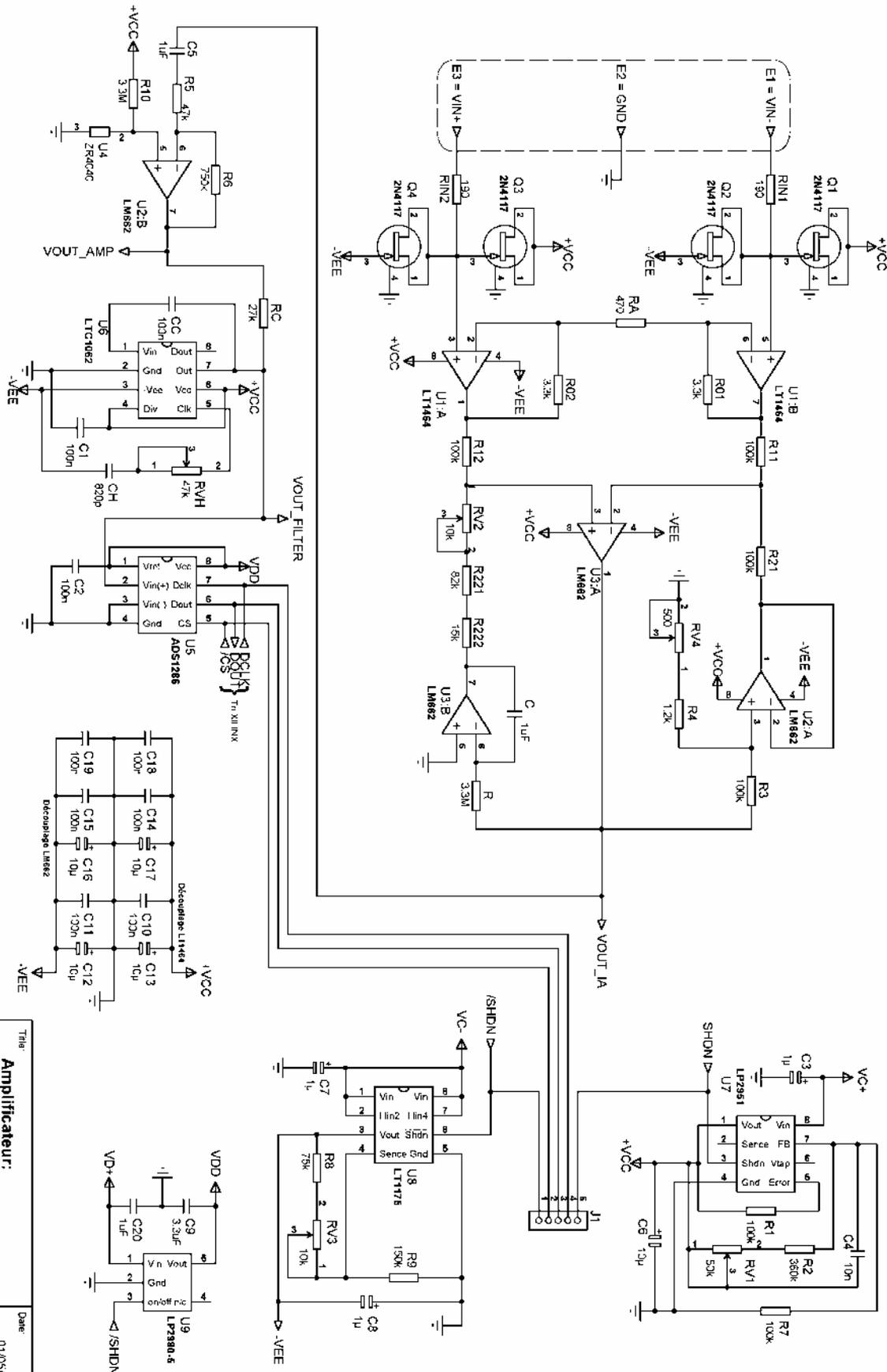


Figure 2 : Schéma électrique du Module de Recueil.

Title	Amplificateur: Module de détection et de conversion
By	Olivier Chevalerias
Date	01/05/2002
Page	7/1
Rev	1.0

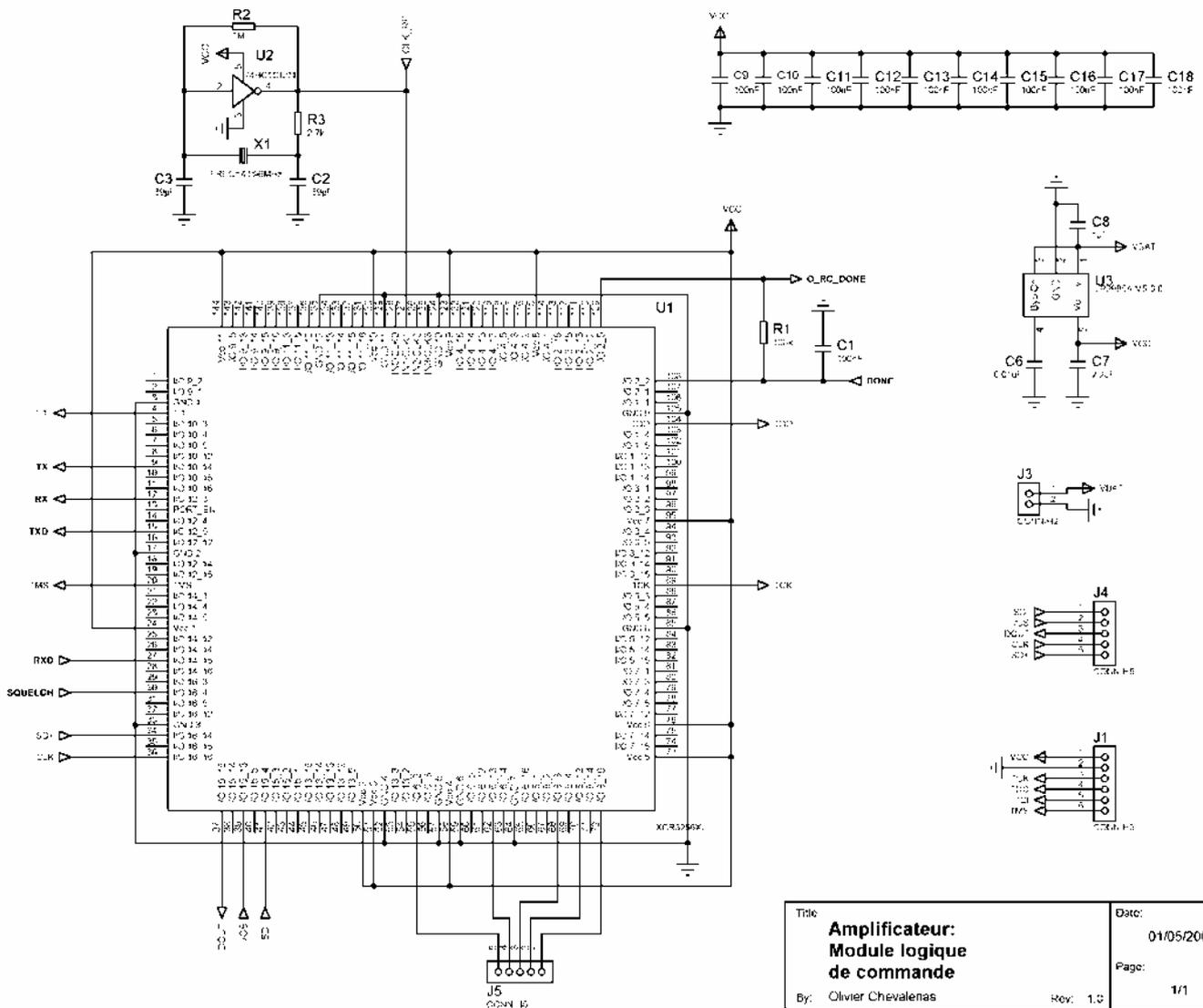


Figure 3 : Schéma électrique de la logique de commande du Module de Recueil.

Title	<b>Amplificateur: Module logique de commande</b>	Date:	01/05/2002
By:	Olivier Chevalenas	Page:	1/1
		Rev:	1.0

2. Schémas électriques du module de Stimulation.

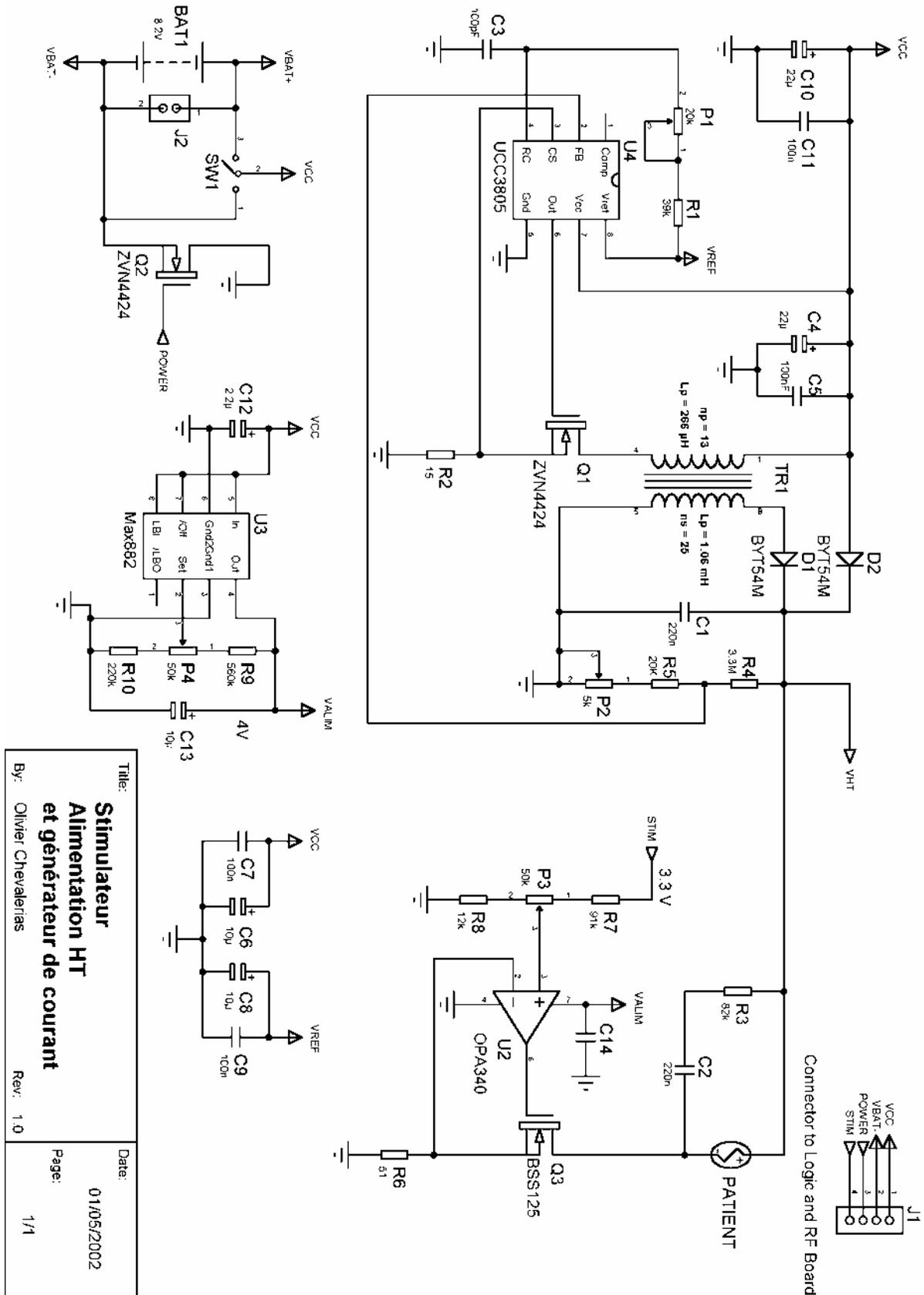


Figure 4 : Schéma électrique de l'alimentation Haute Tension et du Générateur de courant, Module de Stimulation.

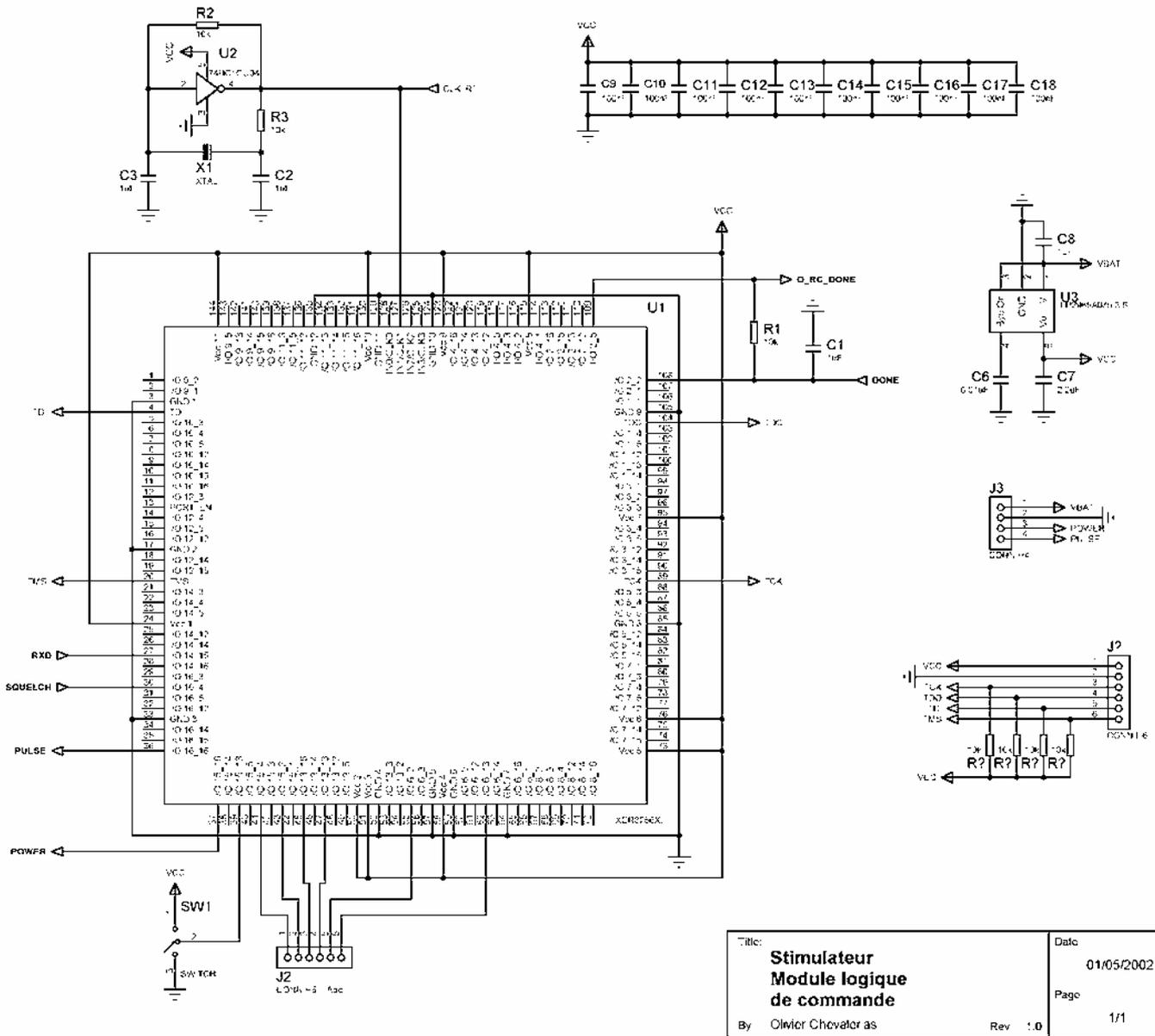


Figure 5 : Schéma électrique de la logique de commande du Module de Stimulation.

### 3. Schémas électriques du Poste Central.

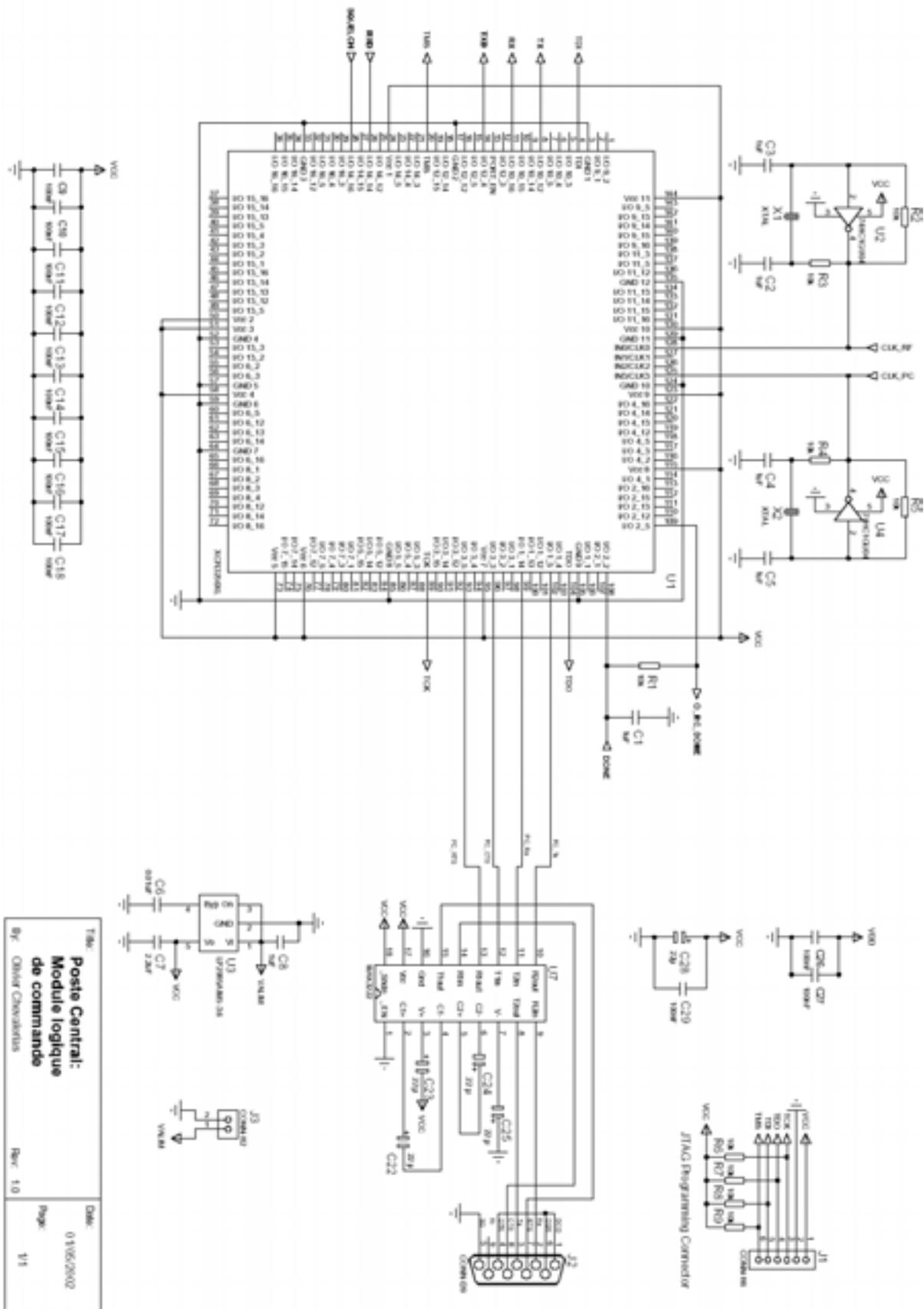
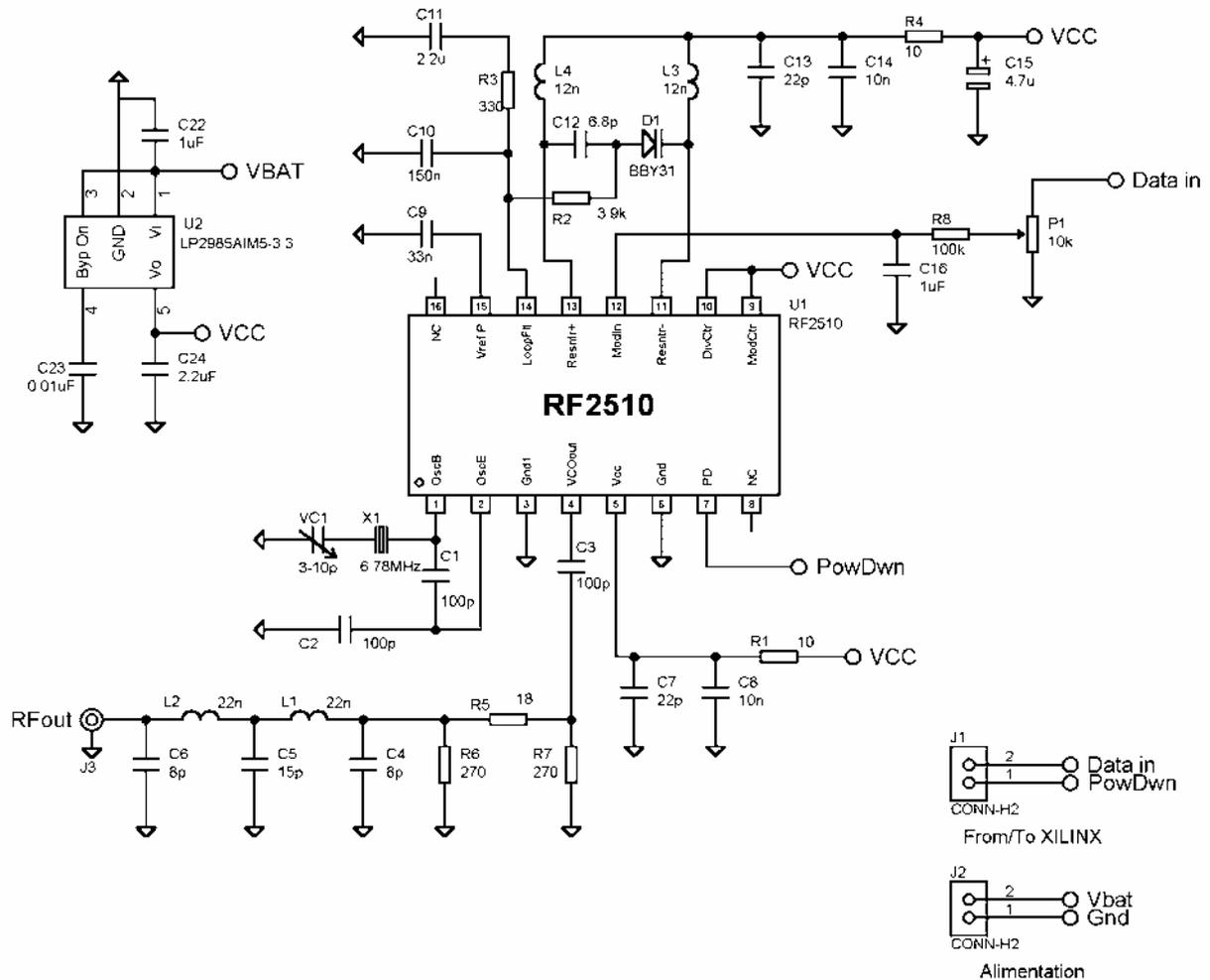


Figure 6 : Schéma électrique de la logique de commande du Poste Central et de l'interface RS232.

## 3. Schémas électriques de la liaison radiofréquences.



Title: <b>Télémetrie: Module Emetteur RF2510</b>	Date: 01/05/2002
By: Olivier Chevalerias	Page: 1/1
Rev: 1.0	

Figure 7 : Schéma électrique de l'émetteur FSK RF2510 pour la bande ISM 433,92MHz.

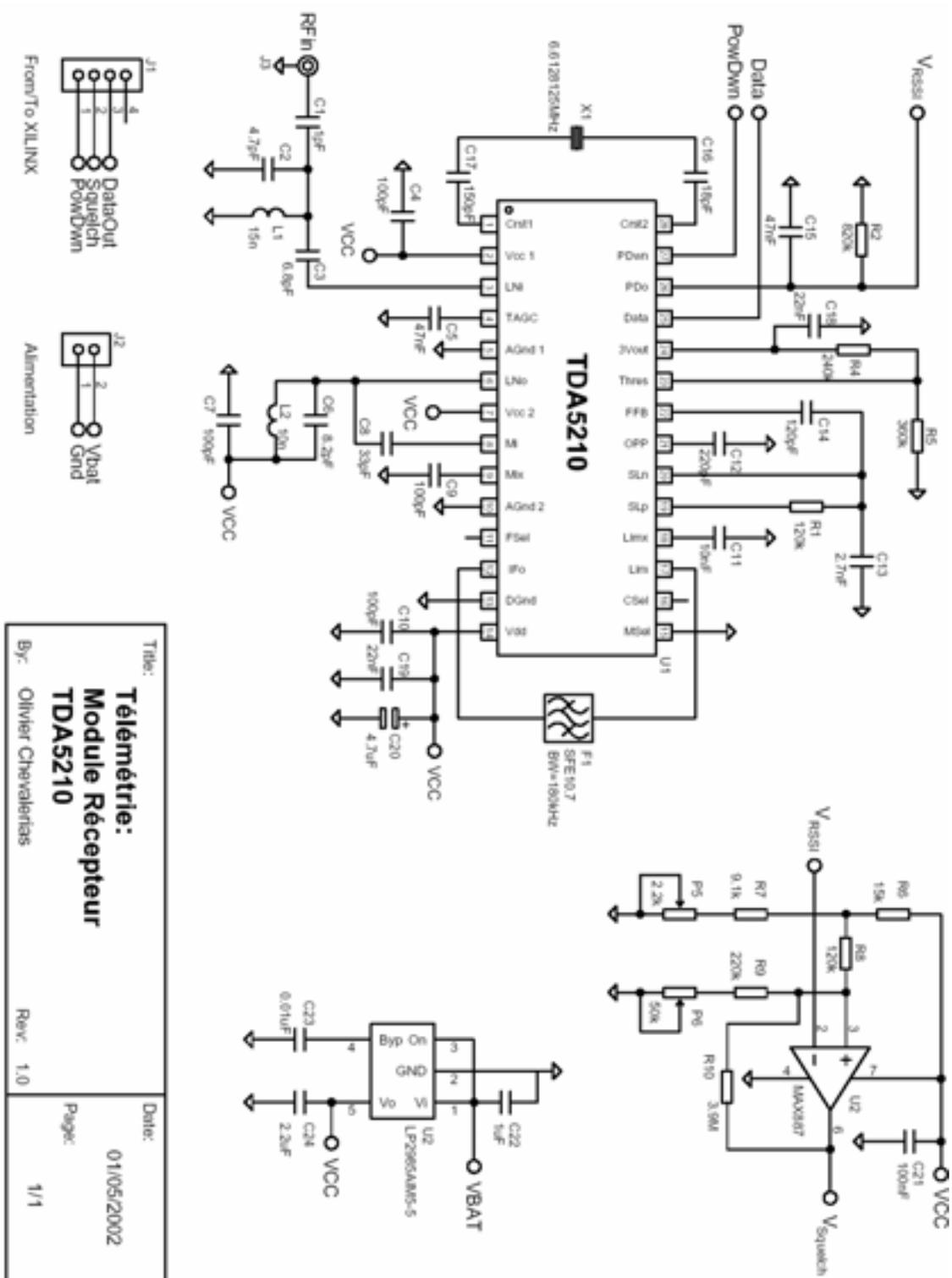


Figure 8 : Schéma électrique du récepteur FSK TDA5210 pour la bande ISM 433,92MHz.

## Annexe 5. Présentation des modules portés.

### 1. Le module de stimulation.

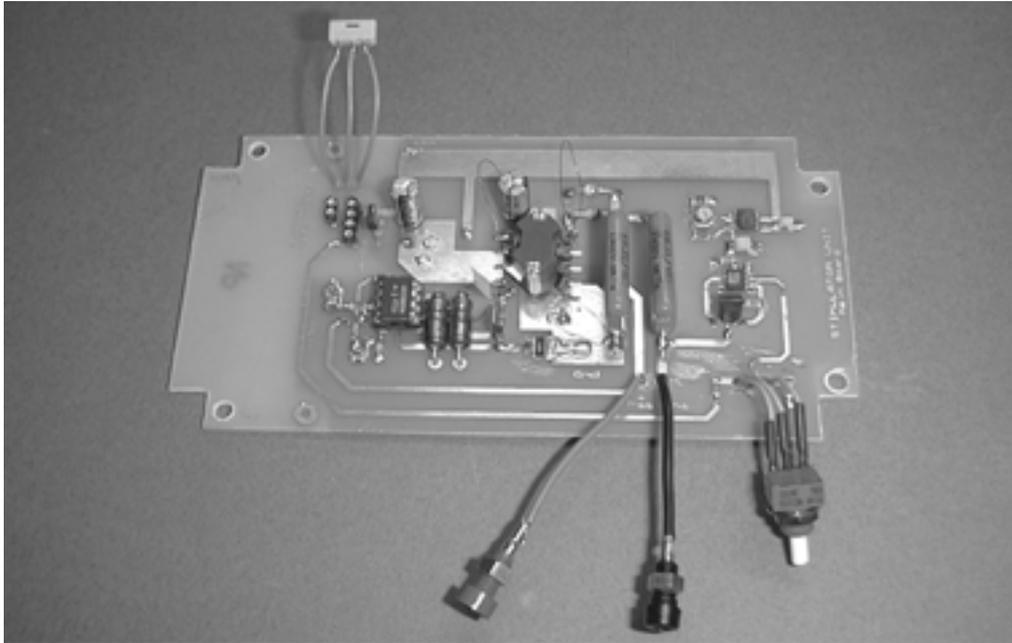


Figure 1. Module de stimulation.

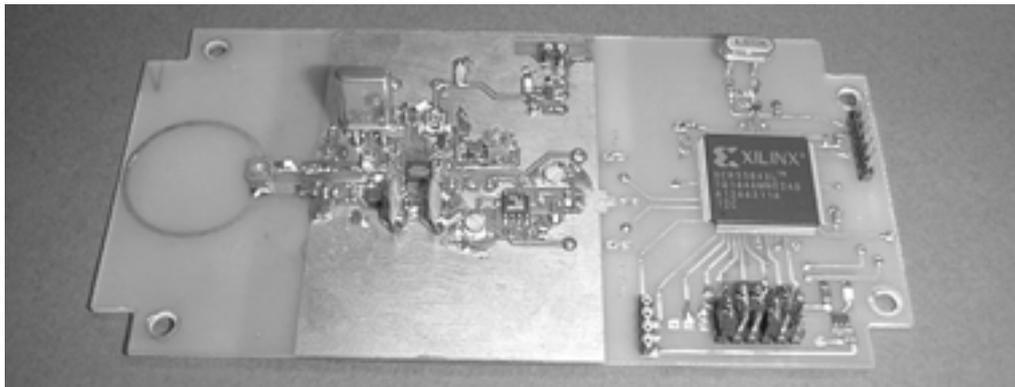


Figure 2. Récepteur RF2917 et circuit logique de commande.



Figure 3. Prototype du module de stimulation avant mise en boîtier.

## 2. Le module de Recueil.

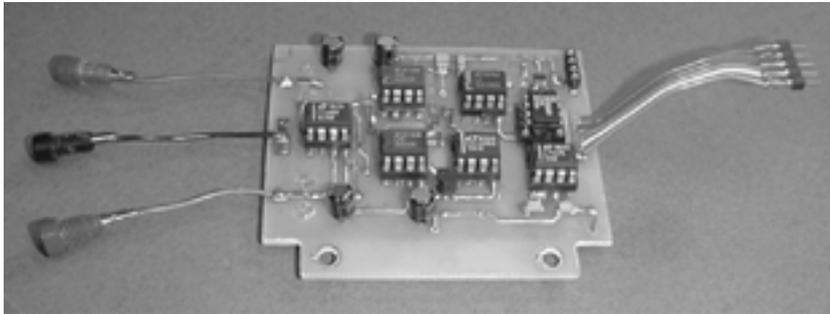


Figure 4. Module de recueil

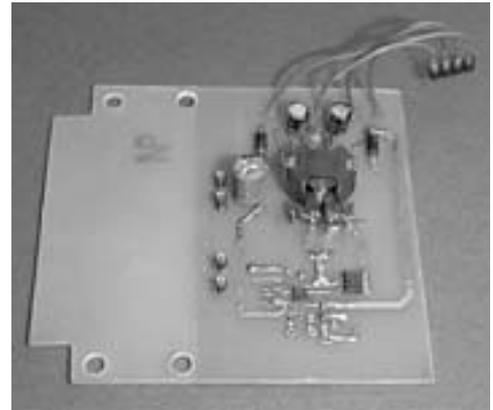


Figure 5. Alimentation  
du module de recueil.

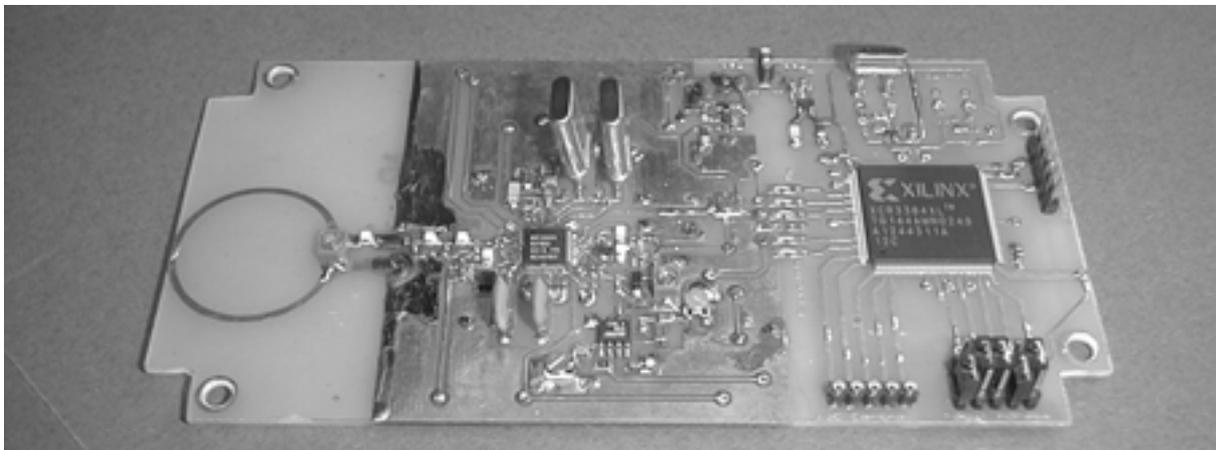


Figure 6. Emetteur-Récepteur RF2905 et circuit logique de commande.



Figure 7. Prototype du module de recueil avant mise en boîtier.

## Annexe 6. Listing du programme de l'interface utilisateur, et écrans.

### 1. Programme principal : SEP\_Acquisition.c.

```

#include <cvirte.h>                /* Needed if linking in external compiler; harmless otherwise */
#include <userint.h>
#include <ansi_c.h>
#include <utility.h>
#include <formatio.h>
#include <rs232.h>

#include "SEP_Acquisition.h"

/*****

static int mainpanel;
static int portselect;
static int patientselect;

static char file_name[MAX_PATHNAME_LEN];

int comport;                      /* Sets the serial communication port number */
int baudrate = 115200;           /* Sets data rate to 115200 bauds */
int portindex;                   /* Sets the index of the port selected */
int parity = 0;                  /* Sets serial communication parity to no parity */
int databits = 8;               /* Sets data bits to 8 (1 byte) */
int stopbits = 2;               /* Sets 2 stopbits */
int inputq = 512;               /* Sets input queue length in OpenComConfig */
int outputq = 512;             /* Sets output queue length in OpenComConfig */
double timeout = 10;
int rs232_error;
int port_open;

char devicename[30];            /* Name associated to portnumber (ex: port com 1 => COM1) */

int byte_sent;
int byte_read1;
int byte_read2;

char patient_surname[30];
char patient_name[30];
int patient_number;
int patient_leg = 0;

int ref_acquis_r;              /* number of acquisitions*/
int acquis_r;
int ref_acquis_l;
int acquis_l;

int control_byte;
int power;
int eeg_data;
int data_valid;
int dv_array_ref_r[250][200];
int dv_array_r[250][200];
int dv_array_ref_l[250][200];
int dv_array_l[250][200];
int dv_array[200];
int dv_number;
int dv_number_l;

```

```
int dv_number_r;
double pes_array_ref_r[250][200];
double pes_array_r[250][200];
double pes_array_ref_l[250][200];
double pes_array_l[250][200];
double pes_array[200];
double pes_array_ref_r_final[200];
double pes_array_r_final[200];
double pes_array_ref_l_final[200];
double pes_array_l_final[200];
double pes_data;
double pes_data_l;
double pes_data_r;
long gain_ampli = 14289;
```

```
double TimeP40RefR;
double TimeP50RefR;
double TimeP60RefR;
double AmpliP40RefR;
double AmpliP50RefR;
double AmpliP60RefR;
double DeltaAmpliRefR;
double TimeP40R;
double TimeP50R;
double TimeP60R;
double AmpliP40R;
double AmpliP50R;
double AmpliP60R;
double DeltaAmpliR;
double TimeP40RefL;
double TimeP50RefL;
double TimeP60RefL;
double AmpliP40RefL;
double AmpliP50RefL;
double AmpliP60RefL;
double DeltaAmpliRefL;
double TimeP40L;
double TimeP50L;
double TimeP60L;
double AmpliP40L;
double AmpliP50L;
double AmpliP60L;
double DeltaAmpliL;
double DeltaTP40R;
double DeltaAP40R;
double DeltaTP40L;
double DeltaAP40L;
```

```
int day;
int month;
int year;
int IntegerDate;
int hour;
int minute;
int second;
int IntegerDate;
char *StringDate;
char *StringTime;
```

```
void DisplayRS232Error (void);
void GetConfigParms (void);
void EnablePanelControls (int);
```

```
/*-----*/
```

```

int main (int argc, char *argv[])
{
    if (InitCVIRTE (0, argv, 0) == 0)
        return -1;          /* out of memory */
    if ((mainpanel = LoadPanel (0, "SEP_Acquisition.uir", MAINPANEL)) < 0)
        return -1;
    DisplayPanel (mainpanel);
    RunUserInterface ();
    return 0;
}

/*****

int CVICALLBACK Quit (int panel, int control, int event,
    void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
{
    switch (event)
    {
        case EVENT_COMMIT:
            QuitUserInterface (0);
            break;
    }
    return 0;
}

/*****

int CVICALLBACK SelectPort (int panel, int control, int event,
    void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
{
    switch (event)
    {
        case EVENT_COMMIT:
            portselect = LoadPanel (mainpanel, "SEP_Acquisition.uir", PORT_SLECT);
            InstallPopup (portselect);
            break;
        case EVENT_RIGHT_CLICK:

            break;
    }
    return 0;
}

/*****/

int CVICALLBACK PortSetOk (int panel, int control, int event,
    void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
{
    switch (event)
    {
        case EVENT_COMMIT:
            GetConfigParms ();
            // L'ouverture du port ne sert qu'à vérifier le choix du port
            // et peut être supprimé si une telle fonction existe.
            DisableBreakOnLibraryErrors (); // Désactive l'affichage d'une boîte de dialogue
            // lorsque qu'une erreur est rencontrée
            rs232_error = OpenComConfig (comport, devicename, baudrate, parity, databits,
                stopbits, inputq, outputq);
            EnableBreakOnLibraryErrors (); // Réactive l'affichage des boîtes de dialogue
            // d'erreur
            if (rs232_error) // si erreur d'ouverture du port:
            {
                DisplayRS232Error (); // En cas d'erreur, affichage du type d'erreur
                EnablePanelControls (1); // Disable initially dimmed controles: errors found
            }
    }
}

```

```

    }
    else // si pas d'erreur, le port est ouvert:
    {
        EnablePanelControls (0);    // Enable initially dimmed controls: no errors
    }

    rs232_error = CloseCom (comport);    // Ferme le port
    if (rs232_error) DisplayRS232Error ();

    DiscardPanel (portselect);    // Ferme la fenêtre

    break;
}
return 0;
}

/*****/

void GetConfigParms (void)
{
    GetCtrlVal (portselect, PORT_SELECT, &comport);    // - lecture du choix du port
    GetCtrlIndex (portselect, PORT_SELECT, &portindex);    // - lecture de l'index correspondant
    // au numéro du port
    GetLabelFromIndex (portselect, PORT_SELECT, portindex, devicename); // lecture de l'étiquette
    // associée au port
}

/*****/

void DisplayRS232Error (void)
{
    char ErrorMessage[200];
    switch (rs232_error) {
        default :
            if (rs232_error < 0)    /* Bug? ComWrtByte sets rs232error if sent a byte out? */
            {
                Fmt (ErrorMessage, "%s<RS232 error number %i", rs232_error);
                MessagePopup ("RS232 Message", ErrorMessage);
            }
            break;

        case 0 :
            MessagePopup ("RS232 Message", "No errors.");
            break;

        case -2 :
            Fmt (ErrorMessage, "%s", "Invalid port number. Choose another port");
            MessagePopup ("RS232 Message", ErrorMessage);
            break;

        case -3 :
            Fmt (ErrorMessage, "%s", "No port is open.\n"
                "Check COM Port setting in Configure.");
            MessagePopup ("RS232 Message", ErrorMessage);
            break;

        case -99 :
            Fmt (ErrorMessage, "%s", "Timeout error.\n\n"
                "Either increase timeout value,\n"
                "    check COM Port setting, or\n"
                "    check device.");

            MessagePopup ("RS232 Message", ErrorMessage);
            break;

    }
}

/*****/

```

```

void EnablePanelControls (int enable)
{
    SetCtrlAttribute (mainpanel, MAINPANEL_REF_ACQUISITION_R, ATTR_DIMMED, enable);
    SetCtrlAttribute (mainpanel, MAINPANEL_ACQUISITION_R, ATTR_DIMMED, enable);
    SetCtrlAttribute (mainpanel, MAINPANEL_REF_ACQUISITION_L, ATTR_DIMMED, enable);
    SetCtrlAttribute (mainpanel, MAINPANEL_ACQUISITION_L, ATTR_DIMMED, enable);
    SetCtrlAttribute (mainpanel, MAINPANEL_SAVE_GRAPH_REF_L, ATTR_DIMMED, enable);
    SetCtrlAttribute (mainpanel, MAINPANEL_SAVE_GRAPH_L, ATTR_DIMMED, enable);
    SetCtrlAttribute (mainpanel, MAINPANEL_SAVE_GRAPH_REF_R, ATTR_DIMMED, enable);
    SetCtrlAttribute (mainpanel, MAINPANEL_SAVE_GRAPH_R, ATTR_DIMMED, enable);
    //SetCtrlAttribute (mainpanel, MAINPANEL_STOP_REF_ACQUI_L, ATTR_DIMMED, enable);
    //SetCtrlAttribute (mainpanel, MAINPANEL_STOP_ACQUI_L, ATTR_DIMMED, enable);
    //SetCtrlAttribute (mainpanel, MAINPANEL_STOP_REF_ACQUI_R, ATTR_DIMMED, enable);
    //SetCtrlAttribute (mainpanel, MAINPANEL_STOP_ACQUI_R, ATTR_DIMMED, enable);
}

/*****/

int CVICALLBACK PatientRef (int panel, int control, int event,
    void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
{
    switch (event)
    {
        case EVENT_COMMIT:
            patientselect = LoadPanel (mainpanel, "SEP_Acquisition.uir", PATIENT);
            InstallPopup (patientselect);
            break;
        case EVENT_RIGHT_CLICK:
            break;
    }
    return 0;
}

/*****/

int CVICALLBACK NewPatient (int panel, int control, int event,
    void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
{
    switch (event)
    {
        case EVENT_COMMIT:
            break;
    }
    return 0;
}

/*****/

int CVICALLBACK SavePatient (int panel, int control, int event,
    void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
{
    switch (event)
    {
        case EVENT_COMMIT:
            break;
    }
    return 0;
}

/*****/

```

```

int CVICALLBACK LoadPatient (int panel, int control, int event,
    void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
{
    switch (event)
    {
        case EVENT_COMMIT:

            break;

    }
    return 0;
}

/*****/

int CVICALLBACK OkPatient (int panel, int control, int event,
    void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
{
    switch (event)
    {
        case EVENT_COMMIT:
            GetCtrlVal (patientselect, PATIENT_PATIENT_NUMBER, &patient_number);
            GetCtrlVal (patientselect, PATIENT_PATIENT_LEG, &patient_leg);
            GetTextBoxLine (patientselect, PATIENT_PATIENT_SURNAME, 0, patient_surname);
            GetTextBoxLine (patientselect, PATIENT_PATIENT_NAME, 0, patient_name);

            DiscardPanel (patientselect);
            break;
        case EVENT_RIGHT_CLICK:

            break;
    }
    return 0;
}

/******/

int CVICALLBACK RefAcquisitionR (int panel, int control, int event,
    void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
{
    switch (event)
    {
        int i,j;

        case EVENT_COMMIT:

            // Loads the number of stimulations
            GetCtrlVal (mainpanel, MAINPANEL_ACQUI_NUMB_REF_R, &ref_acquis_r);

            // Init PES acquisition array
            for(i = 0; i < 200; i++)
            {
                pes_array[i];
                dv_array[i];
            }

            // Opening of the comport
            rs232_error = OpenComConfig (comport, devicename, baudrate, parity, databits,
                stopbits, inputq, outputq);
            SetComTime (comport, timeout); // Sets the maximum delay for the port

            // Calculation of the control bytes
            power = 1;
            control_byte = 0;
            control_byte = patient_number + power * 32 + patient_leg * 64;

```

```

// Sending the control bytes
byte_sent = ComWrtByte (comport, control_byte);
byte_sent = ComWrtByte (comport, acquis_nbr);

// Acquisition of the data
for (i =0; i < ref_acquis_r; i++)
{
    for (j =0; j < 200; j++)
    {
        data_valid = 0;

        byte_read1 = ComRdByte (comport);
        byte_read2 = ComRdByte (comport);

        byte_read2 -= 128;
        if (byte_read2 > 31)
        {
            data_valid = 1;
            byte_read2 -= 32;
        }

        eeg_data = byte_read1 + byte_read2 * 128;
        pes_array_ref_r[i][j] = (eeg_data * data_valid);
        dv_array_ref_r[i][j] = data_valid;
    }
}

// Close the comport
rs232_error = CloseCom (comport); // Close the comport
if (rs232_error) DisplayRS232Error ();

// Averaging of the data
for (j =0; j < 200; j++)
{
    pes_data = 0;
    dv_number = 0;
    for (i =1; i < ref_acquis_r; i++) // The first line of acquisition
                                     // is not good (power supply failure)
    {
        pes_data += pes_array_ref_r[i][j];
        dv_number += dv_array_ref_r[i][j];
    }
    dv_array[j] = dv_number;
    pes_array_ref_r_final[j] = pes_data / dv_number;
}

// Formating the data
for (j =0; j < 200; j++)
{
    pes_array_ref_r_final[j] = pes_array_ref_r_final[j] * 5 / 4096 / gain_ampli
                             *1000000; // Displays the value in µV
}

// Delete the screen and displaying the graphs
DeleteGraphPlot (mainpanel, MAINPANEL_GRAPH_REF_RIGHT, -1, 1);
PlotY (mainpanel, MAINPANEL_GRAPH_REF_RIGHT, pes_array_ref_r_final, 200,VAL_DOUBLE,
        VAL_THIN_LINE, VAL_EMPTY_SQUARE, VAL_SOLID, 1, VAL_RED);

break;
}
return 0;
}

/*****/

```

```

int CVICALLBACK StopRefAcquistionR (int panel, int control, int event,
    void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
{
    switch (event)
    {
        case EVENT_COMMIT:
/*
        // To be completed.with the use of Timer functions...
*/
            break;
    }
    return 0;
}

/*****/

int CVICALLBACK SaveGraphRefR (int panel, int control, int event,
    void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
{
    int number;
    switch (event)
    {
        case EVENT_COMMIT:

            FileSelectPopup ("", "Name_Ref_R.dat", "*.dat", "Name of file to save",
                VAL_OK_BUTTON, 0, 0, 1, 1, file_name);
            ArrayToFile (file_name, pes_array_ref_r_final, VAL_DOUBLE, 200, 1,
                VAL_GROUPS_TOGETHER, VAL_GROUPS_AS_COLUMNS,
                VAL_SEP_BY_TAB, 10, VAL_ASCII, VAL_TRUNCATE);

            break;
    }
    return 0;
}

/*****/

int CVICALLBACK LoadGraphRefR (int panel, int control, int event,
    void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
{
    switch (event)
    {
        case EVENT_COMMIT:
            FileSelectPopup ("", "Name_Ref_R.dat", "*.dat",
                "Name of file to load", VAL_OK_BUTTON, 0, 0, 1, 0, file_name);
            FileToArray (file_name, pes_array, VAL_DOUBLE, 200, 1,
                VAL_GROUPS_TOGETHER, VAL_GROUPS_AS_COLUMNS, VAL_ASCII);
            DeleteGraphPlot (mainpanel, MAINPANEL_GRAPH_REF_RIGHT, -1, 1);
            PlotY (mainpanel, MAINPANEL_GRAPH_REF_RIGHT, pes_array, 200, VAL_DOUBLE,
                VAL_THIN_LINE, VAL_EMPTY_SQUARE, VAL_SOLID, 1, VAL_RED);

            break;
    }
    return 0;
}

/*****/

int CVICALLBACK MoveRefRightCursor (int panel, int control, int event,
    void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
{
    double xcur, ycur;

    switch (event)
    {
        case EVENT_COMMIT:
            GetGraphCursor (mainpanel, MAINPANEL_GRAPH_REF_RIGHT, 1, &xcur, &ycur);
            SetCtrlVal (mainpanel, MAINPANEL_X_CURSOR_REF_R, xcur);
            SetCtrlVal (mainpanel, MAINPANEL_Y_CURSOR_REF_R, ycur);
            break;
    }
}

```

```

    }
    return 0;
}

/*****/

int CVICALLBACK ValidateP40RefR (int panel, int control, int event,
    void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
{
    switch (event)
    {
        case EVENT_COMMIT:
            GetGraphCursor (mainpanel, MAINPANEL_GRAPH_REF_RIGHT, 1, &TimeP40RefR,
                &AmpliP40RefR);
            SetCtrlVal (mainpanel, MAINPANEL_ACQ_TIME_REF_40_R, TimeP40RefR);
            break;
    }
    return 0;
}

/*****/

int CVICALLBACK ValidateP50RefR (int panel, int control, int event,
    void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
{
    switch (event)
    {
        case EVENT_COMMIT:
            GetGraphCursor (mainpanel, MAINPANEL_GRAPH_REF_RIGHT, 1, &TimeP50RefR,
                &AmpliP50RefR);
            SetCtrlVal (mainpanel, MAINPANEL_ACQ_TIME_REF_50_R, TimeP50RefR);
            DeltaAmpliRefR = fabs (AmpliP50RefR - AmpliP40RefR);
            SetCtrlVal (mainpanel, MAINPANEL_ACQ_AMPLITUDE_REF_R, DeltaAmpliRefR);
            break;
    }
    return 0;
}

/*****/

int CVICALLBACK ValidateP60RefR (int panel, int control, int event,
    void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
{
    switch (event)
    {
        case EVENT_COMMIT:
            GetGraphCursor (mainpanel, MAINPANEL_GRAPH_REF_RIGHT, 1, &TimeP60RefR,
                &AmpliP60RefR);
            SetCtrlVal (mainpanel, MAINPANEL_ACQ_TIME_REF_60_R, TimeP60RefR);
            break;
    }
    return 0;
}

/*****/

int CVICALLBACK AcquisitionR (int panel, int control, int event,
    void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
{
    switch (event)
    {
        int i,j;
        case EVENT_COMMIT:
            // Loads the number of stimulations
            GetCtrlVal (mainpanel, MAINPANEL_ACQUI_NUMB_R, &acquis_r);
    }
}

```

```

// Init PES acquisition array
for(i = 0; i < 200; i++)
{
    pes_array[i];
    dv_array[i];
}

// Opening of the comport
rs232_error = OpenComConfig (comport, devicename, baudrate, parity, databits,
                             stopbits, inputq, outputq);
SetComTime (comport, timeout); // Sets the maximum delay for the port

// Calculation of the control bytes
power = 1;
control_byte = 0;
control_byte = patient_number + power * 32 + patient_leg * 64;

// Sending the control bytes
byte_sent = ComWrtByte (comport, control_byte);
byte_sent = ComWrtByte (comport, acquis_nbr);

// Acquisition of the data
for (i =0; i < acquis_r; i++)
{
    for (j =0; j < 200; j++)
    {
        data_valid = 0;

        byte_read1 = ComRdByte (comport);
        byte_read2 = ComRdByte (comport);

        byte_read2 -= 128;
        if (byte_read2 > 31)
        {
            data_valid = 1;
            byte_read2 -= 32;
        }

        eeg_data = byte_read1 + byte_read2 * 128;
        pes_array_r[i][j] = (eeg_data * data_valid);
        dv_array_r[i][j] = data_valid;
    }
}

// Close the comport
rs232_error = CloseCom (comport); // Close the comport
if (rs232_error) DisplayRS232Error ();

// Averaging of the data
for (j =0; j < 200; j++)
{
    pes_data = 0;
    dv_number = 0;
    for (i =1; i < acquis_r; i++) // The first line of acquisition is
                                // not good (power supply failure)
    {
        pes_data += pes_array_r[i][j];
        dv_number += dv_array_r[i][j];
    }
    dv_array[j] = dv_number;
    pes_array_r_final[j] = pes_data / dv_number;
}

// Formating the data
for (j =0; j < 200; j++)
{
    pes_array_r_final[j] = pes_array_r_final[j] * 5 / 4096 / gain_ampli *1000000;
    // Displays the value in µV
}

```

```

    }

    // Delete the screen and displaying the graphs
    DeleteGraphPlot (mainpanel, MAINPANEL_GRAPH_RIGHT, -1, 1);
    PlotY (mainpanel, MAINPANEL_GRAPH_RIGHT, pes_array_r_final, 200, VAL_DOUBLE,
           VAL_THIN_LINE, VAL_EMPTY_SQUARE, VAL_SOLID, 1, VAL_RED);

    break;
}
return 0;
}

/*****/

int CVICALLBACK StopAcquisitionR (int panel, int control, int event,
    void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
{
    switch (event)
    {
        case EVENT_COMMIT:

            break;

    }
    return 0;
}

/*****/

int CVICALLBACK SaveGraphR (int panel, int control, int event,
    void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
{
    int number;
    switch (event)
    {
        case EVENT_COMMIT:
            FileSelectPopup ("", "Name_R.dat", "*.dat", "Name of file to save",
                VAL_OK_BUTTON, 0, 0, 1, 1, file_name);
            ArrayToFile (file_name, pes_array_r_final, VAL_DOUBLE, 200, 1,
                VAL_GROUPS_TOGETHER, VAL_GROUPS_AS_COLUMNS,
                VAL_SEP_BY_TAB, 10, VAL_ASCII, VAL_TRUNCATE);
            number = 200 * acquis_r;
            break;

    }
    return 0;
}

/*****/

int CVICALLBACK LoadGraphR (int panel, int control, int event,
    void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
{
    switch (event)
    {
        case EVENT_COMMIT:
            FileSelectPopup ("", "Name_R.dat", "*.dat", "Name of file to load", VAL_OK_BUTTON,
                0, 0, 1, 0, file_name);
            FileToArray (file_name, pes_array, VAL_DOUBLE, 200, 1,
                VAL_GROUPS_TOGETHER, VAL_GROUPS_AS_COLUMNS, VAL_ASCII);
            DeleteGraphPlot (mainpanel, MAINPANEL_GRAPH_RIGHT, -1, 1);
            PlotY (mainpanel, MAINPANEL_GRAPH_RIGHT, pes_array, 200, VAL_DOUBLE,
                VAL_THIN_LINE, VAL_EMPTY_SQUARE, VAL_SOLID, 1, VAL_RED);
            break;

    }
    return 0;
}

/*****/

```

```

int CVICALLBACK MoveRightCursor (int panel, int control, int event,
void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
{
    double xcur, ycur;

    switch (event)
    {
    case EVENT_COMMIT:
        GetGraphCursor (mainpanel, MAINPANEL_GRAPH_RIGHT, 1, &xcur, &ycur);
        SetCtrlVal (mainpanel, MAINPANEL_X_CURSOR_R, xcur);
        SetCtrlVal (mainpanel, MAINPANEL_Y_CURSOR_R, ycur);
        break;
    }
    return 0;
}

/*****/

int CVICALLBACK ValidateP40R (int panel, int control, int event,
void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
{
    switch (event)
    {
    case EVENT_COMMIT:
        GetGraphCursor (mainpanel, MAINPANEL_GRAPH_RIGHT, 1, &TimeP40R, &AmpliP40R);
        SetCtrlVal (mainpanel, MAINPANEL_ACQ_TIME_40_R, TimeP40R);

        DeltaTP40R = TimeP40R - TimeP40RefR;
        SetCtrlVal (mainpanel, MAINPANEL_T_P40_R_DIFF, DeltaTP40R);
        break;
    }
    return 0;
}

/*****/

int CVICALLBACK ValidateN50R (int panel, int control, int event,
void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
{
    switch (event)
    {
    case EVENT_COMMIT:
        GetGraphCursor (mainpanel, MAINPANEL_GRAPH_RIGHT, 1, &TimeP50R, &AmpliP50R);
        SetCtrlVal (mainpanel, MAINPANEL_ACQ_TIME_50_R, TimeP50R);
        DeltaAmpliR = fabs (AmpliP50R - AmpliP40R);
        SetCtrlVal (mainpanel, MAINPANEL_ACQ_AMPLITUDE_R, DeltaAmpliR);

        DeltaAP40R = fabs (DeltaAmpliR - DeltaAmpliRefR);
        SetCtrlVal (mainpanel, MAINPANEL_A_P40_R_DIFF, DeltaAP40R);
        break;
    }
    return 0;
}

/*****/

int CVICALLBACK ValidateP60R (int panel, int control, int event,
void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
{
    switch (event)
    {

```

```

case EVENT_COMMIT:
    GetGraphCursor (mainpanel, MAINPANEL_GRAPH_RIGHT, 1, &TimeP60R, &AmpliP60R);
    SetCtrlVal (mainpanel, MAINPANEL_ACQ_TIME_60_R, TimeP60R);
    break;
}
return 0;
}

/*****

int CVICALLBACK RefAcquisitionL (int panel, int control, int event,
    void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
{
    switch (event)
    {
        int i,j;

        case EVENT_COMMIT:
            // Loads the number of stimulations
            GetCtrlVal (mainpanel, MAINPANEL_ACQUI_NUMB_REF_L, &ref_acquis_1);

            // Init PES acquisition array
            for(i = 0; i < 200; i++)
            {
                pes_array[i];
                dv_array[i];
            }

            // Opening of the comport
            rs232_error = OpenComConfig (comport, devicename, baudrate, parity, databits,
                stopbits, inputq, outputq);
            SetComTime (comport, timeout); // Sets the maximum delay for the port

            // Calculation of the control bytes
            power = 1;
            control_byte = 0;
            patient_leg = 1;
            control_byte = patient_number + power * 32 + patient_leg * 64;

            // Sending the control bytes
            byte_sent = ComWrtByte (comport, control_byte);
            byte_sent = ComWrtByte (comport, acquis_nbr);

            // Acquisition of the data
            for (i =0; i < ref_acquis_1; i++)
            {
                for (j =0; j < 200; j++)
                {
                    data_valid = 0;

                    byte_read1 = ComRdByte (comport);
                    byte_read2 = ComRdByte (comport);

                    byte_read2 -= 128;
                    if (byte_read2 > 31)
                    {
                        data_valid = 1;
                        byte_read2 -= 32;
                    }

                    eeg_data = byte_read1 + byte_read2 * 128;
                    pes_array_ref_1[i][j] = (eeg_data * data_valid);
                    dv_array_ref_1[i][j] = data_valid;
                }
            }
}

```

```

// Close the comport
rs232_error = CloseCom (comport); // Close the comport
if (rs232_error) DisplayRS232Error ();

// Averaging of the data
for (j =0; j < 200; j++)
{
    pes_data = 0;
    dv_number = 0;
    for (i =1; i < ref_acquis_l; i++) // The first line of acquisition
                                     // is not good (power supply failure)
    {
        pes_data += pes_array_ref_l[i][j];
        dv_number += dv_array_ref_l[i][j];
    }
    dv_array[j] = dv_number;
    pes_array_ref_l_final[j] = pes_data / dv_number;
}

// Formating the data
for (j =0; j < 200; j++)
{
    pes_array_ref_l_final[j] = pes_array_ref_l_final[j] * 5 / 4096 / gain_ampli
                             *1000000; // Displays the value in µV
}

// Delete the screen and displaying the graphs
DeleteGraphPlot (mainpanel, MAINPANEL_GRAPH_REF_LEFT, -1, 1);
PlotY (mainpanel, MAINPANEL_GRAPH_REF_LEFT, pes_array_ref_l_final, 200,VAL_DOUBLE,
       VAL_THIN_LINE, VAL_EMPTY_SQUARE, VAL_SOLID, 1, VAL_RED);
break;
}
return 0;
}

/*****/

int CVICALLBACK StopRefAcquistionL (int panel, int control, int event,
    void *callbackData, int eventDatal, int eventData2)
{
    switch (event)
    {
        case EVENT_COMMIT:

            break;
    }
    return 0;
}

/*****/

int CVICALLBACK SaveGraphRefL (int panel, int control, int event,
    void *callbackData, int eventDatal, int eventData2)
{
    int number;
    switch (event)
    {
        case EVENT_COMMIT:
            FileSelectPopup ("", "Name_Ref_L.dat", "*.dat", "Name of file to save",
                VAL_OK_BUTTON, 0, 0, 1, 1, file_name);
            ArrayToFile (file_name, pes_array_ref_l_final, VAL_DOUBLE, 200, 1,
                VAL_GROUPS_TOGETHER, VAL_GROUPS_AS_COLUMNS,
                VAL_SEP_BY_TAB, 10, VAL_ASCII, VAL_TRUNCATE);
            number = 200 * ref_acquis_l;
            break;
    }
    return 0;
}

```

```

/*****/
int CVICALLBACK LoadGraphRefL (int panel, int control, int event,
    void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
{
    switch (event)
    {
        case EVENT_COMMIT:
            FileSelectPopup ("", "Name_Ref_L.dat", "*.dat",
                "Name of file to load", VAL_OK_BUTTON, 0, 0, 1, 0,
                file_name);
            FileToArray (file_name, pes_array, VAL_DOUBLE, 200, 1,
                VAL_GROUPS_TOGETHER, VAL_GROUPS_AS_COLUMNS, VAL_ASCII);
            DeleteGraphPlot (mainpanel, MAINPANEL_GRAPH_REF_LEFT, -1, 1);
            PlotY (mainpanel, MAINPANEL_GRAPH_REF_LEFT, pes_array, 200, VAL_DOUBLE,
                VAL_THIN_LINE, VAL_EMPTY_SQUARE, VAL_SOLID, 1, VAL_RED);
            break;
    }
    return 0;
}

/*****/
int CVICALLBACK MoveRefLeftCursor (int panel, int control, int event,
    void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
{
    double xcur, ycur;
    switch (event)
    {
        case EVENT_COMMIT:
            GetGraphCursor (mainpanel, MAINPANEL_GRAPH_REF_LEFT, 1, &xcur, &ycur);
            SetCtrlVal (mainpanel, MAINPANEL_X_CURSOR_REF_L, xcur);
            SetCtrlVal (mainpanel, MAINPANEL_Y_CURSOR_REF_L, ycur);
            break;
    }
    return 0;
}

/*****/
int CVICALLBACK ValidateP40RefL (int panel, int control, int event,
    void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
{
    switch (event)
    {
        case EVENT_COMMIT:
            GetGraphCursor (mainpanel, MAINPANEL_GRAPH_REF_LEFT, 1, &TimeP40RefL,
                &AmpliP40RefL);
            SetCtrlVal (mainpanel, MAINPANEL_ACQ_TIME_REF_40_L, TimeP40RefL);
            break;
    }
    return 0;
}

/*****/
int CVICALLBACK ValidateP50RefL (int panel, int control, int event,
    void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
{
    switch (event)
    {
        case EVENT_COMMIT:
            GetGraphCursor (mainpanel, MAINPANEL_GRAPH_REF_LEFT, 1, &TimeP50RefL,
                &AmpliP50RefL);

```

```

        SetCtrlVal (mainpanel, MAINPANEL_ACQ_TIME_REF_50_L, TimeP50RefL);
        DeltaAmpliRefL = fabs (AmpliP50RefL - AmpliP40RefL);
        SetCtrlVal (mainpanel, MAINPANEL_ACQ_AMPLITUDE_REF_L, DeltaAmpliRefL);
        break;
    }
    return 0;
}

/*****/

int CVICALLBACK ValidateP60RefL (int panel, int control, int event,
    void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
{
    switch (event)
    {
        case EVENT_COMMIT:
            GetGraphCursor (mainpanel, MAINPANEL_GRAPH_REF_LEFT, 1, &TimeP60RefL,
                &AmpliP60RefL);
            SetCtrlVal (mainpanel, MAINPANEL_ACQ_TIME_REF_60_L, TimeP60RefL);
            break;
    }
    return 0;
}

/******/

int CVICALLBACK AcquisitionL (int panel, int control, int event,
    void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
{
    switch (event)
    {
        case EVENT_COMMIT:
            // Loads the number of stimulations
            GetCtrlVal (mainpanel, MAINPANEL_ACQUI_NUMB_L, &acquis_l);

            // Init PES acquisition array
            for(i = 0; i < 200; i++)
            {
                pes_array[i];
                dv_array[i];
            }

            // Opening of the comport
            rs232_error = OpenComConfig (comport, devicename, baudrate, parity, databits,
                stopbits, inputq, outputq);
            SetComTime (comport, timeout); // Sets the maximum delay for the port

            // Calculation of the control bytes
            power = 1;
            control_byte = 0;
            control_byte = patient_number + power * 32 + patient_leg * 64;

            // Sending the control bytes
            byte_sent = ComWrtByte (comport, control_byte);
            byte_sent = ComWrtByte (comport, acquis_nbr);

            // Acquisition of the data
            for (i =0; i < acquis_l; i++)
            {
                for (j =0; j < 200; j++)
                {
                    data_valid = 0;
                }
            }
        }
    }
}

```

```

        byte_read1 = ComRdByte (comport);
        byte_read2 = ComRdByte (comport);

        byte_read2 -= 128;
        if (byte_read2 > 31)
        {
            data_valid = 1;
            byte_read2 -= 32;
        }

        eeg_data = byte_read1 + byte_read2 * 128;
        pes_array_l[i][j] = (eeg_data * data_valid);
        dv_array_l[i][j] = data_valid;
    }
}

// Close the comport
rs232_error = CloseCom (comport);          // Close the comport
if (rs232_error) DisplayRS232Error ();

// Averaging of the data
for (j =0; j < 200; j++)
{
    pes_data = 0;
    dv_number = 0;
    for (i =1; i < acquis_l; i++)           // The first line of acquisition is
                                           // not good (power supply failure)
    {
        pes_data += pes_array_l[i][j];
        dv_number += dv_array_l[i][j];
    }
    dv_array[j] = dv_number;
    pes_array_l_final[j] = pes_data / dv_number;
}

// Formating the data
for (j =0; j < 200; j++)
{
    pes_array_l_final[j] = pes_array_l_final[j] * 5 / 4096 / gain_ampli *1000000;
    // Displays the value in µV
}

// Delete the screen and displaying the graphs
DeleteGraphPlot (mainpanel, MAINPANEL_GRAPH_LEFT, -1, 1);
PlotY (mainpanel, MAINPANEL_GRAPH_LEFT, pes_array_l_final, 200,VAL_DOUBLE,
        VAL_THIN_LINE, VAL_EMPTY_SQUARE, VAL_SOLID, 1, VAL_RED);

break;
}
return 0;
}

/*****/

int CVICALLBACK StopAcquisitionL (int panel, int control, int event,
    void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
{
    switch (event)
    {
        case EVENT_COMMIT:

            break;
    }
    return 0;
}

/*****/

```

```

int CVICALLBACK SaveGraphL (int panel, int control, int event,
    void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
{
    int number;
    switch (event)
    {
        case EVENT_COMMIT:
            FileSelectPopup ("", "Name_L.dat", "*.dat", "Name of file to save",
                VAL_OK_BUTTON, 0, 0, 1, 1, file_name);
            ArrayToFile (file_name, pes_array_l_final, VAL_DOUBLE, 200, 1,
                VAL_GROUPS_TOGETHER, VAL_GROUPS_AS_COLUMNS,
                VAL_SEP_BY_TAB, 10, VAL_ASCII, VAL_TRUNCATE);
            number = 200 * acquis_l;
            break;
    }
    return 0;
}

/*****/

int CVICALLBACK LoadGraphL (int panel, int control, int event,
    void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
{
    switch (event)
    {
        case EVENT_COMMIT:
            FileSelectPopup ("", "Name_L.dat", "*.dat", "Name of file to load", VAL_OK_BUTTON,
                0, 0, 1, 0, file_name);
            FileToArray (file_name, pes_array, VAL_DOUBLE, 200, 1,
                VAL_GROUPS_TOGETHER, VAL_GROUPS_AS_COLUMNS, VAL_ASCII);
            DeleteGraphPlot (mainpanel, MAINPANEL_GRAPH_LEFT, -1, 1);
            PlotY (mainpanel, MAINPANEL_GRAPH_LEFT, pes_array, 200, VAL_DOUBLE,
                VAL_THIN_LINE, VAL_EMPTY_SQUARE, VAL_SOLID, 1, VAL_RED);
            break;
    }
    return 0;
}

/*****/

int CVICALLBACK MoveLeftCursor (int panel, int control, int event,
    void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
{
    double xcur, ycur;
    switch (event)
    {
        case EVENT_COMMIT:
            GetGraphCursor (mainpanel, MAINPANEL_GRAPH_LEFT, 1, &xcur, &ycur);
            SetCtrlVal (mainpanel, MAINPANEL_X_CURSOR_L, xcur);
            SetCtrlVal (mainpanel, MAINPANEL_Y_CURSOR_L, ycur);
            break;
    }
    return 0;
}

int CVICALLBACK ValidateP40L (int panel, int control, int event,
    void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
{
    switch (event)
    {
        case EVENT_COMMIT:
            GetGraphCursor (mainpanel, MAINPANEL_GRAPH_LEFT, 1, &TimeP40L, &AmpliP40L);
            SetCtrlVal (mainpanel, MAINPANEL_ACQ_TIME_40_L, TimeP40L);
            DeltaTP40L = TimeP40L - TimeP40RefL;
            SetCtrlVal (mainpanel, MAINPANEL_T_P40_L_DIFF, DeltaTP40L);
            break;
    }
}

```

```

    return 0;
}

/*****/

int CVICALLBACK ValidateP50L (int panel, int control, int event,
    void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
{
    switch (event)
    {
        case EVENT_COMMIT:
            GetGraphCursor (mainpanel, MAINPANEL_GRAPH_LEFT, 1, &TimeP50L, &AmpliP50L);
            SetCtrlVal (mainpanel, MAINPANEL_ACQ_TIME_50_L, TimeP50L);
            DeltaAmpliL = fabs (AmpliP50L - AmpliP40L);
            SetCtrlVal (mainpanel, MAINPANEL_ACQ_AMPLITUDE_L, DeltaAmpliL);

            DeltaAP40L = fabs (DeltaAmpliL - DeltaAmpliRefL);
            SetCtrlVal (mainpanel, MAINPANEL_A_P40_L_DIFF, DeltaAP40L);
            break;
    }
    return 0;
}

/*****/

int CVICALLBACK ValidateP60L (int panel, int control, int event,
    void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
{
    switch (event)
    {
        case EVENT_COMMIT:
            GetGraphCursor (mainpanel, MAINPANEL_GRAPH_LEFT, 1, &TimeP60L, &AmpliP60L);
            SetCtrlVal (mainpanel, MAINPANEL_ACQ_TIME_60_L, TimeP60L);
            break;
    }
    return 0;
}

/******/

int CVICALLBACK PrintGraph (int panel, int control, int event,
    void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
{
    switch (event)
    {
        case EVENT_COMMIT:

            break;
    }
    return 0;
}

```

## 2. Fichier de ressources : SEP\_Acquisition.h.

```

/*****
/* LabWindows/CVI User Interface Resource (UIR) Include File */
/* Copyright (c) National Instruments 2003. All Rights Reserved. */
/* WARNING: Do not add to, delete from, or otherwise modify the contents of this include file */
/*****/

#include <userint.h>

#ifdef __cplusplus
extern "C" {
#endif

/* Panels and Controls: */

#define MAINPANEL 1
#define MAINPANEL_QUIT 2 /* callback function: Quit */
#define MAINPANEL_STOP_ACQUI_L 3 /* callback function: StopAcquisitionL */
#define MAINPANEL_STOP_REF_ACQUI_L 4 /* callback function: StopRefAcquisitionL */
#define MAINPANEL_STOP_ACQUI_R 5 /* callback function: StopAcquisitionR */
#define MAINPANEL_STOP_REF_ACQUI_R 6 /* callback function: StopRefAcquisitionR */
#define MAINPANEL_LOAD_GRAPH_L 7 /* callback function: LoadGraphL */
#define MAINPANEL_LOAD_GRAPH_REF_L 8 /* callback function: LoadGraphRefL */
#define MAINPANEL_LOAD_GRAPH_R 9 /* callback function: LoadGraphR */
#define MAINPANEL_LOAD_GRAPH_REF_R 10 /* callback function: LoadGraphRefR */
#define MAINPANEL_SAVE_GRAPH_L 11 /* callback function: SaveGraphL */
#define MAINPANEL_SAVE_GRAPH_REF_L 12 /* callback function: SaveGraphRefL */
#define MAINPANEL_ACQUISITION_L 13 /* callback function: AcquisitionL */
#define MAINPANEL_ACQUI_NUMB_L 14
#define MAINPANEL_GRAPH_LEFT 15 /* callback function: MoveLeftCursor */
#define MAINPANEL_REF_ACQUISITION_L 16 /* callback function: RefAcquisitionL */
#define MAINPANEL_Y_CURSOR_L 17
#define MAINPANEL_X_CURSOR_L 18
#define MAINPANEL_ACQ_AMPLITUDE_L 19
#define MAINPANEL_ACQ_TIME_60_L 20
#define MAINPANEL_ACQ_TIME_50_L 21
#define MAINPANEL_ACQ_TIME_40_L 22
#define MAINPANEL_Y_CURSOR_REF_L 23
#define MAINPANEL_X_CURSOR_REF_L 24
#define MAINPANEL_VALID_L_60 25 /* callback function: ValidateP60L */
#define MAINPANEL_VALID_L_50 26 /* callback function: ValidateP50L */
#define MAINPANEL_VALID_L_40 27 /* callback function: ValidateP40L */
#define MAINPANEL_ACQ_AMPLITUDE_REF_L 28
#define MAINPANEL_ACQ_TIME_REF_60_L 29
#define MAINPANEL_ACQ_TIME_REF_50_L 30
#define MAINPANEL_ACQ_TIME_REF_40_L 31
#define MAINPANEL_ACQUI_NUMB_REF_L 32
#define MAINPANEL_GRAPH_REF_LEFT 33 /* callback function: MoveRefLeftCursor */
#define MAINPANEL_VALID_REF_L_60 34 /* callback function: ValidateP60RefL */
#define MAINPANEL_VALID_REF_L_50 35 /* callback function: ValidateP50RefL */
#define MAINPANEL_VALID_REF_L_40 36 /* callback function: ValidateP40RefL */
#define MAINPANEL_SAVE_GRAPH_R 37 /* callback function: SaveGraphR */
#define MAINPANEL_SAVE_GRAPH_REF_R 38 /* callback function: SaveGraphRefR */
#define MAINPANEL_ACQUISITION_R 39 /* callback function: AcquisitionR */
#define MAINPANEL_PRINTGRAPH 40 /* callback function: PrintGraph */
#define MAINPANEL_ACQUI_NUMB_R 41
#define MAINPANEL_GRAPH_RIGHT 42 /* callback function: MoveRightCursor */
#define MAINPANEL_REF_ACQUISITION_R 43 /* callback function: RefAcquisitionR */
#define MAINPANEL_SELECT_PORT 44 /* callback function: SelectPort */
#define MAINPANEL_PATIENT_REF 45 /* callback function: PatientRef */
#define MAINPANEL_A_P40_L_DIFF 46
#define MAINPANEL_T_P40_L_DIFF 47
#define MAINPANEL_A_P40_R_DIFF 48
#define MAINPANEL_T_P40_R_DIFF 49
#define MAINPANEL_Y_CURSOR_R 50

```

```

#define MAINPANEL_X_CURSOR_R 51
#define MAINPANEL_ACQ_AMPLITUDE_R 52
#define MAINPANEL_ACQ_TIME_60_R 53
#define MAINPANEL_ACQ_TIME_50_R 54
#define MAINPANEL_ACQ_TIME_40_R 55
#define MAINPANEL_Y_CURSOR_REF_R 56
#define MAINPANEL_X_CURSOR_REF_R 57
#define MAINPANEL_VALID_R_60 58 /* callback function: ValidateP60R */
#define MAINPANEL_VALID_R_50 59 /* callback function: ValidateN50R */
#define MAINPANEL_VALID_R_40 60 /* callback function: ValidateP40R */
#define MAINPANEL_ACQ_AMPLITUDE_REF_R 61
#define MAINPANEL_ACQ_TIME_REF_60_R 62
#define MAINPANEL_ACQ_TIME_REF_50_R 63
#define MAINPANEL_ACQ_TIME_REF_40_R 64
#define MAINPANEL_ACQUI_NUMB_REF_R 65
#define MAINPANEL_GRAPH_REF_RIGHT 66 /* callback function: MoveRefRightCursor */
#define MAINPANEL_VALID_REF_R_60 67 /* callback function: ValidateP60RefR */
#define MAINPANEL_VALID_REF_R_50 68 /* callback function: ValidateP50RefR */
#define MAINPANEL_VALID_REF_R_40 69 /* callback function: ValidateP40RefR */
#define MAINPANEL_DECORATION_4 70
#define MAINPANEL_DECORATION_5 71
#define MAINPANEL_DECORATION_6 72
#define MAINPANEL_Cursor_3 73
#define MAINPANEL_Cursor_4 74
#define MAINPANEL_TIMER 75
#define MAINPANEL_Cursor 76
#define MAINPANEL_DECORATION_3 77
#define MAINPANEL_DECORATION 78
#define MAINPANEL_DECORATION_2 79
#define MAINPANEL_Cursor_5 80
#define MAINPANEL_Cursor_6 81
#define MAINPANEL_Cursor_7 82

#define PATIENT 2
#define PATIENT_OK_PATIENT 2 /* callback function: OkPatient */
#define PATIENT_PATIENT_LEG 3
#define PATIENT_PATIENT_NUMBER 4
#define PATIENT_LOAD_PATIENT 5 /* callback function: LoadPatient */
#define PATIENT_NEW_PATIENT 6 /* callback function: NewPatient */
#define PATIENT_SAVE_PATIENT 7 /* callback function: SavePatient */
#define PATIENT_PATIENT_NAME 8
#define PATIENT_PATIENT_SURNAME 9

#define PORT_SLECT 3
#define PORT_SLECT_PORT_SET_OK 2 /* callback function: PortSetOk */
#define PORT_SLECT_COMPORT 3

/* Callback Prototypes: */

int CVICALLBACK AcquisitionL(int panel, int control, int event, void *callbackData, int
eventData1, int eventData2);
int CVICALLBACK AcquisitionR(int panel, int control, int event, void *callbackData, int
eventData1, int eventData2);
int CVICALLBACK LoadGraphL(int panel, int control, int event, void *callbackData, int
eventData1, int eventData2);
int CVICALLBACK LoadGraphR(int panel, int control, int event, void *callbackData, int
eventData1, int eventData2);
int CVICALLBACK LoadGraphRefL(int panel, int control, int event, void *callbackData, int
eventData1, int eventData2);
int CVICALLBACK LoadGraphRefR(int panel, int control, int event, void *callbackData, int
eventData1, int eventData2);
int CVICALLBACK LoadPatient(int panel, int control, int event, void *callbackData, int
eventData1, int eventData2);
int CVICALLBACK MoveLeftCursor(int panel, int control, int event, void *callbackData, int
eventData1, int eventData2);
int CVICALLBACK MoveRefLeftCursor(int panel, int control, int event, void *callbackData, int
eventData1, int eventData2);

```



### 3. Interface graphique de communication entre le Poste Central et les modules de Recueil et de Stimulation.

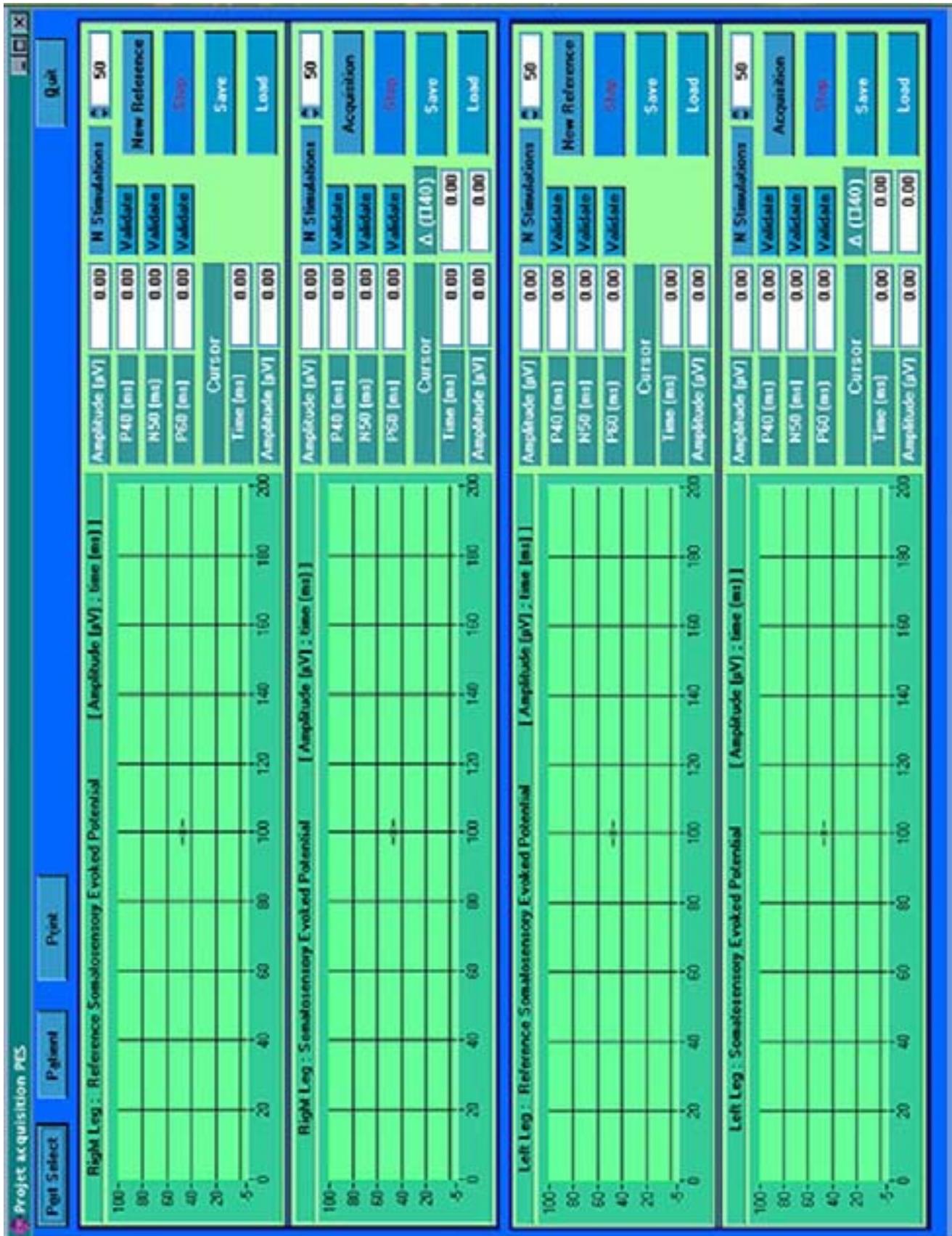
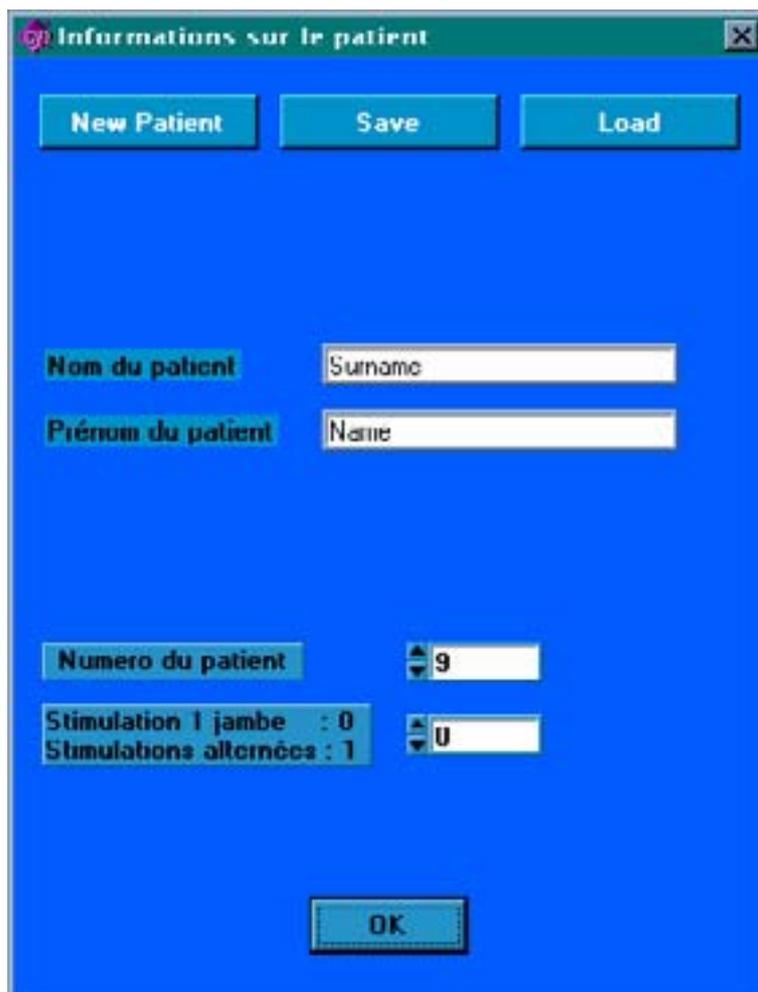


Figure 1 : Panneau avant principal du programme d'interface pour l'acquisition des PES.



Informations sur le patient

New Patient Save Load

Nom du patient Surname

Prénom du patient Name

Numero du patient 9

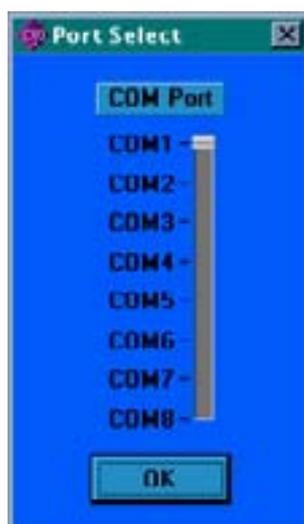
Stimulation 1 jambe : 0 U

Stimulations alternées : 1 U

OK

Figure 2 : Panneau du menu ‘Patient’.

L'utilisateur peut saisir ici le nom et prénom du patient qui serviront à créer un fichier de sauvegardes des informations. L'écran permet aussi d'associer un numéro de module au patient et de sélectionner une stimulation unilatérale ou alternée entre les deux jambes.



Port Select

COM Port

COM1

COM2

COM3

COM4

COM5

COM6

COM7

COM8

OK

Figure 3 : Panneau de saisie du port de connexion du circuit d'interface entre le PC et le Module de recueil.

## **Titre et résumé en français**

Contribution à l'étude et à la réalisation d'un système de télésurveillance de pathologies rachidiennes par potentiels évoqués

Cette thèse est une contribution à la réalisation d'un système de télésurveillance de l'évolution de pathologies rachidiennes pouvant être porté par chaque patient durant son hospitalisation. Afin de rendre possible son utilisation sans aucun fil de liaison, un effort particulier a porté sur la miniaturisation et la faible consommation énergétique

Le principe de cette télésurveillance repose sur la technique des potentiels évoqués. Un module de stimulation fournit des impulsions haute tension qui sont appliquées sur les membres inférieurs. Un module de recueil comportant un amplificateur d'électroencéphalogramme (EEG) très faible bruit, associé à un circuit de conversion Analogique - Numérique transmet par radio fréquence le signal d'EEG vers le poste central de synchronisation, de stockage et d'alarme qui extrait le potentiel résultant de la stimulation.

### **Mots-clés :**

EEG

Pathologies rachidiennes

Stimulateur neuromusculaire

Bio télémétre

PES

Amplificateur d'instrumentation

Convertisseur DC/DC Haute tension

## **Titre et résumé en anglais**

Contribution to the design and implementation of a spinal cord injury telemonitoring system using somatosensory evoked potentials.

This PhD is a contribution to the design and implementation of a spinal cord injury monitoring system to be carried by each patient during his hospitalisation. In order to obtain a wireless communication, a particular effort was dedicated to the design of miniaturized and low power consumption modules.

The telemonitoring is based on the technique of evoked potentials. A neuromuscular stimulator produces high voltage pulses applied to the lower limbs. A detection unit based on a very low noise electroencephalogram (EEG) instrumentation amplifier coupled to an analogue to digital converter transmit the EEG to the central unit. The central unit generates the synchronization between the modules, extracts, displays and stores the somatosensory evoked potential (SEP). It also provides an alarm in case of delays in latencies or decrease in specific waves amplitudes.

### **Key words:**

EEG

Spinal cord injury

Neuromuscular Stimulator

Biotelemetry

SEP

Instrumentation Amplifier

High Voltage DC/DC converter