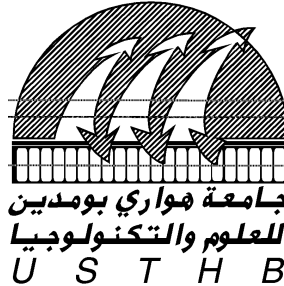


n° d'ordre: 03/2001-M/EL

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumedienne



FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE

THESE

présentée par

Mr **OULD AMROUCHE Saïd**

pour l'obtention du grade de

MAGISTER

En Electronique

Option : Rayonnement Atmosphérique

**ETUDE ET REALISATION D'UN SYSTEME DE
CONDITIONNEMENT DE PUISSANCE POUR
INSTALLATION PHOTOVOLTAIQUE**

Soutenue publiquement le 01 / 03 / 2001 à l'USTHB devant le jury composé de :

Président :
U.S.T.H.B

Dr A. Maafi

Professeur

Rapporteur :
C.D.E.R

Dr M. Belhamel

Directeur de Recherche

Examineurs :
U.S.T.H.B

Dr A. Adane *Professeur*

Dr F. Boudjemaa

Professeur

E.N.P.

C.D.E.R **Dr A. Hadj arab** **Maître de Recherche**

DEDICACES

Je dédie ce travail

à la mémoire de mon père Ali et de mon beau-frère Hocine,

à mon épouse Malika que je remercie pour son soutien et sa patience,

à mes adorables enfants Célia et Ali,

à ma mère, source intarissable d'affection et de courage

à mon frère aîné, Nounou

*à mes frères et soeurs Ramdane, Mohamed, Hafida, Karima, Salima
et Souhila.*

REMERCIEMENTS

J'exprime ma profonde gratitude à Monsieur M. BELHAMEL pour l'aide et encouragements qu'il m'a apportés au cours de cette formation.

Je tiens à remercier Monsieur A. MAAFI de m'avoir fait l'honneur d'accepter la présidence du jury.

Je voudrais souligner ma reconnaissance à Monsieur A. ADANE d'avoir bien voulu examiner ce travail.

Je remercie également Monsieur F. BOUDJEMAA d'avoir accepté d'évaluer cette thèse.

Finalement, j'aimerais remercier Monsieur A. HADJ ARAB pour les conseils prodigués et sa participation au jury.

Said OULD AMROUCHE

SOMMAIRE

| | |
|--|-----------|
| INTRODUCTION | 1 |
| CHAPITRE I : SYSTEMES PHOTOVOLTAIQUES | 3 |
| I. SYSTEMES PHOTOVOLTAIQUES | 3 |
| I.1. GENERATEUR PHOTOVOLTAÏQUE | 4 |
| I.1.1. CELLULE PHOTOVOLTAIQUE | 4 |
| I.1.2. MODULE PHOTOVOLTAIQUE | 6 |
| I.1.3. CHAMP PHOTOVOLTAIQUE | 6 |
| I.2. BATTERIE D'ACCUMULATEURS | 6 |
| I.2.1. PARAMETRES CARACTERISTIQUES DE LA BATTERIE | 6 |
| I.2.1.1. CAPACITE DE STOCKAGE | 6 |
| I.2.1.2. TENSION DE LA BATTERIE | 6 |
| I.2.1.3. RENDEMENT DE LA BATTERIE | 7 |
| I.3. SYSTEME DE REGULATION | 7 |
| I.4. SYSTEME DE CONVERSION | 7 |
| I.4.1. CONVERTISCONTINU/CONTINU | 7 |
| I.4.2. CONVERTISSEUR CONTINU/ALTERNATIF | 8 |
| I.4.2.1. PUISSANCE NOMINALE | 8 |
| I.4.2.2. RENDEMENT | 8 |
| I.4.2.3. COURANT MAXIMAL | 9 |
| I.4.2.4. TAUX D'HARMONIQUES | 9 |
| I.4.2.5. STABILITE DE LA FREQUENCE DE L'ONDE DE SORTIE | 9 |
| I.4.2.6. CONSOMMATION A VIDE | 9 |
| CHAPITRE II : THEORIE DE L'ONDULEUR | 10 |
| II.1. PRINCIPE | 10 |
| II.2. STRUCTURES D'ONDULEURS | 11 |
| II.2.1. ONDULEUR MONOPHASE DE TENSION | 11 |
| II.2.1.1. STRUTURE EN PONT | 11 |
| II.2.1.2. STRUCTURE A POINT MILIEU | 11 |
| II.2.1.2.1. STRUCTURE A TRANSFORMATEUR A POINT MILIEU | 11 |
| II.2.1.2.2. STRUCTURE A DIVISION DE TENSION | 12 |
| II.2.2. ONDULEURS TRIPHASES | 12 |
| II.3. ONDULEUR AUTONOME DE TENSION AVEC TRANSFORMATEUR DE SORTIE A POINT MILIEU (PUSH PULL) | 13 |
| II.3.1. PRINCIPE | 13 |
| II.4. ONDULEUR DE TENSION A ONDE SINUSOIDALE SYNTHETISEE | 14 |
| II.5. FILTRES D'ENTREE ET DE SORTIE | 17 |
| II.5.1. HARMONIQUES | 17 |

| | |
|---|-----------|
| II.5.2. FILTRE D'ENTREE | 18 |
| II.5.3. FILTRE DE SORTIE | 20 |
| II.6. COMMUTATION DU TRANSISTOR BIPOLAIRE ET AIRES DE SECURITE | 22 |
| II.6.1. ETATS BLOQUE ET CONDUCTEUR | 22 |
| II.6.2. COMMUTATIONS | 22 |
| II.6.2.1. FERMETURE | 22 |
| II.6.2.2. OUVERTURE | 23 |
| II.6.3. AIRES DE SECURITE | 24 |
| II.7. INTERRUPTEUR STATIQUE | 27 |
| | |
| CHAPITRE III : ETUDE ET CONCEPTION DE L'ONDULEUR | 29 |
| | |
| III.1. ARCHITECTURE DE L'ONDULEUR A SORTIE SINUSOÏDALE SYNTHETISEE | 29 |
| | |
| III.2. ETUDE ET CONCEPTION DE L'ONDULEUR A SORTIE SINUSOÏDALE | 31 |
| III.2.1. CIRCUIT DE COMMANDE | 31 |
| III.2.1.1. OSCILLATEUR | 32 |
| III.2.1.1.1. SCHEMA SYNOPTIQUE DU CIRCUIT DE GENERATION DE SIGNAUX | 32 |
| III.2.1.1.2. CONCEPTION DU CIRCUIT DE GENERATION DE SIGNAUX | 34 |
| III.2.1.1.2.1. OSCILLATEUR A QUARTZ | 34 |
| III.2.1.1.2.2. TEMPORISATEUR | 34 |
| III.2.1.1.2.3. BASCULE A | 36 |
| III.2.1.1.2.4. INTEGRATEUR | 37 |
| III.2.1.1.2.5. GENERATEUR D'IMPULSIONS | 38 |
| III.2.1.1.2.2. BASCULE B | 39 |
| III.2.1.2. REGULATION | 40 |
| III.2.1.2.1. SCHEMA SYNOPTIQUE DU CIRCUIT DE REGULATION | 40 |
| III.2.1.2.2. DESCRIPTION DU CIRCUIT DE REGULATION | 41 |
| III.2.1.2.2.1. TRANSFORMATEUR DE MESURE | 41 |
| III.2.1.2.2.2. MESURE DE LA VALEUR EFFICACE DE TENSION DE SORTIE | 41 |
| III.2.1.2.2.3. INTEGRATEUR D'ERREUR | 42 |
| III.2.1.2.2.4. REGLAGE DE LA REPONSE TRANSITOIRE | 44 |
| III.2.1.2.2.5. INTERRUPTEURS | 49 |
| III.2.1.2.2.6. SOMMATEUR | 49 |
| III.2.1.2.2.7. COMPARATEURS | 50 |
| III.2.1.3. PROTECTION | 52 |
| III.2.1.3.1. PROTECTION CONTRE LES SOUS TENSIONS | 52 |
| III.2.1.3.2. PROTECTIONS CONTRE LES SURTENSIONS | 53 |
| III.2.1.3.3. PROTECTIONS CONTRE LES COURTS-CIRCUITS ET SURCHARGES | 54 |
| III.2.1.3.4. PROTECTION CONTRE LES ELEVATIONS DE TEMPERATURE | 56 |

| | |
|--|------------|
| III.2.1.4. INTERFACE D'ATTAQUE | 57 |
| III.2.1.4.1. SCHEMA SYNOPTIQUE DU CIRCUIT D'INTERFACE | 57 |
| III.2.1.4.2. DESCRIPTION DU CIRCUIT D'INTERFACE | 57 |
| III.2.1.4.2.1. COMBINAISON DES SIGNAUX DE BASE | 58 |
| III.2.1.4.2.2. ISOLATION GALVANIQUE | 59 |
| III.2.1.4.2.2. AMPLIFICATEURS | 59 |
| III.2.1.5. ALIMENTATION | 60 |
| III.2.2. CIRCUIT DE PUISSANCE | 61 |
| III.2.2.1. ETAGE DE PUISSANCE | 61 |
| III.2.2.1.1. DESCRIPTION SCHEMATIQUE DE L'ETAGE DE PUISSANCE | 61 |
| III.2.2.1.2. SCHEMA DE L'ETAGE DE PUISSANCE | 63 |
| III.2.2.1.3. DIMENSIONNEMENT DE L'ETAGE DE PUISSANCE | 64 |
| III.2.2.2. FILTRE D'ENTREE | 66 |
| III.2.2.3. FILTRE DE SORTIE | 67 |
| CHAPITRE IV : REALISATION | 68 |
| IV.1. REALISATION | |
| IV.1.1. ETAGE DE COMMANDE | 68 |
| IV.1.1.1. GENERATION DE SIGNAUX | 69 |
| IV.1.1.2. PROTECTION | 71 |
| IV.1.1.3. REGULATION | 72 |
| IV.1.1.4. INTERFACE D'ATTAQUE | 73 |
| IV.1.1.5. ALIMENTATION | 74 |
| IV.1.2. ETAGE DE PUISSANCE | 75 |
| IV.1.3. TRANSFORMATEURS | 77 |
| IV.1.4. FILTRE DE SORTIE | 77 |
| IV.2. MESURES – CARACTERISTIQUES | 78 |
| IV.2.1. SIGNAUX DE COMMANDE | 78 |
| IV.2.2. SIGNAL DE SORTIE | 80 |
| IV.2.3. FREQUENCE | 80 |
| IV.2.4. TAUX D'HARMONIQUES | 81 |
| CONCLUSION | 83 |
| BIBLIOGRAPHIE | 84 |
| ANNEXE A1 | 87 |
| ANNEXE A2 | 102 |
| ANNEXE A3 | 111 |
| ANNEXE A4 | 117 |

RESUME

L'objet de ce travail est la conception et la réalisation d'un système de conditionnement de puissance pour un système photovoltaïque. On entend par cela, l'étude et le développement d'un onduleur de tension autonome continu/alternatif destiné à l'alimentation d'une habitation située dans un site isolé. Dans ce but, on a entrepris dans un premier lieu, l'étude théorique et la modélisation mathématique des différentes structures et techniques employées dans divers types d'onduleurs.

La seconde étape a été la conception de l'onduleur. Ceci a nécessité le choix de la gamme de puissance voulue (2 à 5 kVA) et la tension d'alimentation adéquate (accumulateurs 96V). Ensuite le choix de la technique utilisée dite à "onde sinusoïdale synthétisée" résulte de la prise en compte des critères de simplicité et de fiabilité de l'onduleur. Le composant de puissance pour lequel on a opté est le transistor bipolaire en raison de la simplicité de sa commande et de sa fiabilité. Pour l'onduleur, on propose une architecture basée sur l'interconnexion de deux onduleurs à signaux de sorties de forme quasi - sinusoïdale. Le signal quasi - sinusoïdal délivré par l'onduleur est filtré par un réseau inductance - condensateur qui permet d'obtenir une onde de sortie sinusoïdale. Au cours de la conception de l'onduleur, diverses simulations ont été effectuées sous le logiciel de simulation électronique SPICE dans le but d'examiner le comportement des circuits développés.

L'étape suivante a été la réalisation d'un onduleur d'une puissance nominale (à la sortie) de 2 kVA. Ceci comprend la mise au point des circuits de commande et de puissance. Le circuit de commande a pour rôle la génération et la combinaison des différents signaux d'oscillation, de commande et de protection. Ce circuit est de conception modulaire. Le circuit de puissance est formé par les interrupteurs et les transformateurs de puissance. Chaque interrupteur est constitué de plusieurs transistors bipolaires (haute tension, fort courant).

La mise au point sous forme de cartes de circuits imprimés a permis le test des circuits de commande et de puissance. Les résultats obtenus sont conformes aux études théoriques et simulations.

Mots Clés : Système photovoltaïque, Conditionnement de puissance, Onduleur, Signal quasi - sinusoïdal, Sinusoïdal, Transistor bipolaire.

ABSTRACT

The goal of this work is the design and implementation of a power conditioning system for a photovoltaic system. We mean by this the study and the development of an autonomous voltage source inverter direct/alternating to be used in a remote habitation. For this, we have undertaken as a first step, the theoretical study and mathematical study of the different structures and techniques employed in various types of inverters.

The second step has been the design of the inverter. This has the choice of the range of the wanted power (2 to 5 kVA) and the adequate power supply (batteries 96V). Then the choice of the used technique called "synthesised sinusoidal waveform" results from the consideration of the criterions of simplicity and reliability of the inverter. The power component, which has been chosen, is the bipolar transistor for the simplicity of its drive and reliability. For the inverter, we propose an architecture based on the interconnection of two quasi-sinusoidal inverters. An inductance-capacitor network, to get a sinusoidal output, filters the quasi-sinusoidal signal. During the development, many simulations have been performed using the electronics simulation software SPICE to see the behaviour of the designed circuits.

The next step has been the implementation of an inverter which nominal output power is 2kVA. This includes the adjustment of the driving and power stages. The driving stage generates and combines the different oscillating, driving and protection signals. This stage is of modular design. The power circuit is composed of power switches and transformers. Each switch is constituted of bipolar transistors (high voltage, high current) in parallel.

The final step has been the implementation and the test of different printed circuit boards for the driving and power stages. The results achieved agree with the theoretical studies and simulations.

Keywords: Photovoltaic system, Power conditioning, Inverter, Quasi-sinusoidal signal, Sinusoidal, Bipolar transistor.

ملخص

من هذا العمل هو صياغة و إنجاز نظام لتكييف الطاقة بالنسبة للنظام
مؤني. و هذا يعني دراسة و تطوير موج التواتر مستقل مستمر / تناوبي خاص
سكن متواجد في موقع خال .
ض، في المرحلة الأولى تمت الدراسة النظرية و التمثيل الرياضي لمختلف
التقنيات المستعملة في عدة نماذج التمويج.

الثانية خصصت لصياغة المموج. أوجب ذلك إختيار سلسلة الطاقة المرادة (2
أ) و تواتر التموين المطابق تماما (المدخرات 96 ف). بعد ذلك إختيار التقنية
لة المسماة " الموجة الجيبية المركبة " الناتجة عن أخذ بعين الإعتبار الخواص
و أمانة توظيف المموج.العنصر المركب للطاقة الذي أختير هو الترانسزور ذو
جل بساطت إدارته و أمانة وظيفه. للمموج، نقتراح البنية المؤسسة على وصل
ذات إشارات الخروج على الشكل الشبه الجيبي. الإشارة الشبه جيبيية المعطاة من
التي يتم تصفيته عبر شبكة (وشيعية - مكثفة) لأجل الحصول على موجة خروج
أثناء صياغة المموج، عدة تقليديات رياضية إستعملت بواسطة برنامج
الإلكترونيكي

[SP " لهدف فحص حالات تصرف الدارات المنجزة.

التالية هي إنجاز المموج ذو الطاقة إسمية (ذات مخرج إسمي) ركف آ. هذا
تركيب وضبط دارات القيادة و الطاقة. دارة القيادة دورها تكوين و تنسيق لمختلف
، الإهتزازية، و إدارة و حماية هذه الدارة ذات صياغة مجزأة. دارة الطاقة متكونة
ع و محولات الطاقة. كل قاطع متكون من عدة ترانسزورات ذو قطبين)
، تيار عال).

ضبط على شكل أجزاء دارات مطبوعة لتمكين إمتحان دارات القيادة و الطاقة.
لمتحصل عليها مطابقة للدراسات النظرية و التقليد الرياضي.

الأساسية :

وضوئي، تكييف الطاقة ، مموج، إشارة شبه جيبيية ، ترانسزور ذو قطبين.

INTRODUCTION

L'énergie est un facteur important de développement et de croissance économique. Pour cette raison, il est nécessaire que cette énergie soit disponible à un coût aussi bas que possible. En outre, une préoccupation grandissante du monde actuel est le respect de l'environnement, ce qui entraîne l'adaptation des sources d'énergie classiques à ce critère, la recherche et le développement de nouvelles sources propres ou faiblement polluantes.

Le caractère non renouvelable des sources d'énergie telles que le pétrole, le gaz, le charbon et l'uranium a provoqué la quête de nouvelles sources d'énergie. Parmi ces dernières sources, on trouve l'énergie hydraulique, l'énergie éolienne et l'énergie solaire.

L'énergie solaire peut être exploitée sous deux formes : l'énergie thermique et l'énergie photovoltaïque. Les progrès récents dans le domaine de la conversion photovoltaïque de l'énergie solaire ainsi que la constante baisse des coûts encouragent l'utilisation et le développement de cette forme d'énergie, qui présente l'avantage d'être non polluante. Il est donc nécessaire d'axer les efforts sur la maîtrise des technologies existantes et le développement, grâce à la recherche de nouvelles techniques, qui permettront de disposer d'une source d'énergie fiable à un prix pouvant concurrencer les autres sources.

L'amélioration des rendements, la maîtrise des coûts des différentes parties de l'installation photovoltaïque sont obligatoires dans le but d'élever les performances des systèmes photovoltaïques et permettre une plus large diffusion de l'énergie électrique d'origine solaire. Un système photovoltaïque comprend typiquement un champ de modules, un dispositif de régulation, un système de stockage et un dispositif de conversion (onduleur).

Un composant clé d'un système photovoltaïque autonome ou situé en site isolé est l'onduleur continu - alternatif, chargé de réaliser l'interface entre les modules photovoltaïques et les charges alimentées par l'installation photovoltaïque. L'onduleur doit être fiable, avoir un bon rendement. Ces caractéristiques peuvent influencer de manière dramatique sur les performances du système.

Le convertisseur continu-alternatif permet la transformation du courant continu en courant alternatif. La conversion continu- alternatif est réalisée par le hachage de la tension continue d'entrée grâce à des semi-conducteurs (transistors ou thyristors) fonctionnant en interrupteurs de puissance. Le convertisseur détermine la forme et la fréquence de l'onde de sortie. On distingue deux types d'onduleurs, les onduleurs de courant et les onduleurs de tension. Les premiers sont alimentés par une source de courant continu, les seconds par une source de tension continue. Les onduleurs sont aussi classés selon le mode de commutation. On distingue les onduleurs à onde rectangulaire, en créneaux de largeur variable, en créneaux en marches d'escalier (onde sinusoïdale synthétisée) ou en modulation de largeur d'impulsion (Pulse Width Modulation ou PWM).

Dans le but d'alimenter en énergie électrique alternative une habitation située en site isolé, un système de conditionnement de puissance (onduleur de tension autonome) est étudié et réalisé. Cet onduleur réalise l'interface entre une installation photovoltaïque et les charges présentes dans l'habitation considérée.

L'onduleur est un convertisseur de tension continu - alternatif de 2 kVA. La structure de l'onduleur est constituée par la combinaison de deux onduleurs à signal de sortie quasi sinusoïdal. On obtient ainsi une onde approchant la forme sinusoïdale. Ce signal est filtré par un réseau inductance - condensateur afin d'obtenir une sortie sinusoïdale. L'élément de base de l'étage de puissance est le transistor bipolaire, choisi pour la simplicité de sa commande et sa fiabilité.

L'architecture choisie est simple et fiable, elle permet la conception d'onduleurs dont la puissance pourrait atteindre 20 kVA.

Ce mémoire présente l'étude et la mise au point d'un onduleur de tension autonome destiné à des applications photovoltaïques. Il comprend quatre chapitres.

Le premier chapitre, est consacré à l'étude et la description des systèmes photovoltaïques et de leurs différents composants (champ de modules, dispositifs de régulation et de conversion).

Le second chapitre aborde l'étude de différentes structures d'onduleurs. La structure choisie est basée sur la technique dite "onduleur de tension à onde sinusoïdale synthétisée". Ce chapitre traite aussi des filtres d'entrée et de sortie ainsi que des différents types de composants de puissance disponibles pour la construction d'un onduleur

Le troisième chapitre porte sur la conception des étages de commande et de puissance de l'onduleur. L'onduleur est lui-même composé de deux onduleurs à sortie quasi sinusoïdale qui sont reliés dans le but de fournir après filtrage, un signal sinusoïdal. La conception est de forme modulaire. La partie commande comprend les modules de génération de signaux, de régulation, de protection et d'interface. La partie puissance est formée de transistors bipolaires placés en parallèle.

Le quatrième chapitre présente la réalisation des différentes cartes de commande, le contrôle et le relevé de différents signaux de commande, ainsi que les signaux de sortie avant et après filtrage.

CHAPITRE I

SYSTEMES PHOTOVOLTAIQUES

I. SYSTEMES PHOTOVOLTAIQUES :

L'optimisation d'une installation photovoltaïque (PV) pose le problème de la connaissance des ressources énergétiques disponibles. Les mesures n'étant pas toujours disponibles ou complètes, il est impératif d'utiliser des modèles qui permettent d'estimer l'irradiation au niveau du sol (Annexe A₁).

Une installation photovoltaïque [1] destinée à un site isolé peut être composée d' :

- un champ de modules (panneaux photovoltaïques)
- un système de régulation et de contrôle
- un système de stockage électrochimique
- un système de conditionnement de puissance.

Un système classique est schématisé par la figure I.1.

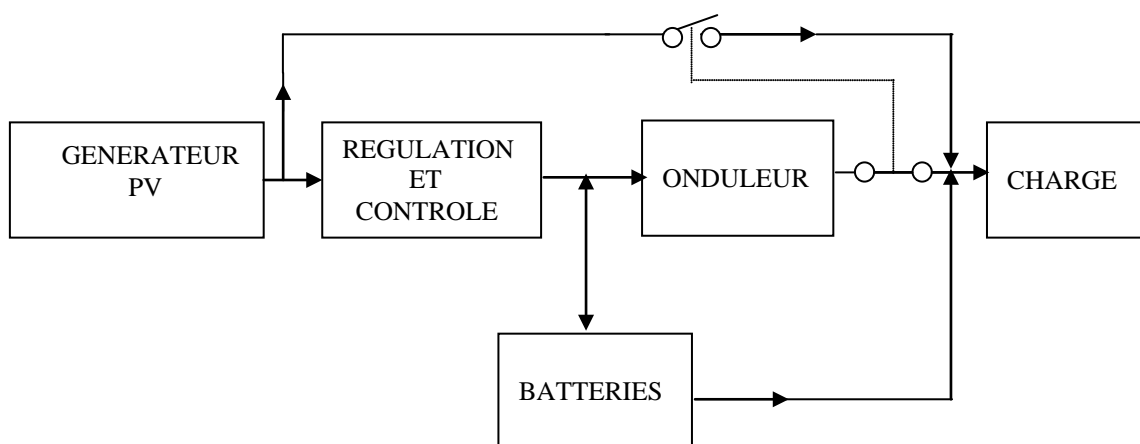


Figure I-1 – Schéma classique d'une installation photovoltaïque.

La puissance issue du générateur photovoltaïque doit être transférée vers la charge de manière optimale. Un des rôles du circuit de contrôle est d'assurer l'utilisation de la quantité maximale de l'énergie disponible au niveau du champ de modules.

L'utilisation d'un régulateur de charge évite la surcharge et la décharge profonde du système de stockage (batteries). Ceci permet d'augmenter la durée de vie des batteries (par la réduction du nombre de charges / décharges).

Les batteries fournissent l'énergie nécessaire durant la nuit et les journées ayant un déficit d'ensoleillement.

Le système de conditionnement de puissance (onduleur) permet d'alimenter en courant alternatif les charges alternatives.

L'énergie solaire nécessite l'adaptation de la puissance fournie à la charge utilisée.

I.1. GENERATEUR PHOTOVOLTAÏQUE :

Un générateur photovoltaïque est constitué par un ensemble de modules montés en série et / ou en parallèle dans le but de fournir l'énergie nécessaire aux besoins fixés. L'élément de base de cet ensemble est la cellule solaire.

Les modules et par conséquent les générateurs photovoltaïques sont communément caractérisés par leur puissance crête (en Watts crêtes), mesure obtenue en laboratoire sous des conditions favorables d'éclairement, les cellules étant à basse température.

Cette donnée (puissance crête) est insuffisante, il est nécessaire de connaître la caractéristique courant - tension du générateur qui a la même allure que celle de la cellule. Comme première approximation, cette caractéristique peut être déterminée à partir de celle de la cellule en multipliant la tension par le nombre de cellules en série et le courant par le nombre de cellules en parallèle.

I.1.1. CELLULE PHOTOVOLTAÏQUE :

Le schéma équivalent de la cellule est donné par la figure I-2.

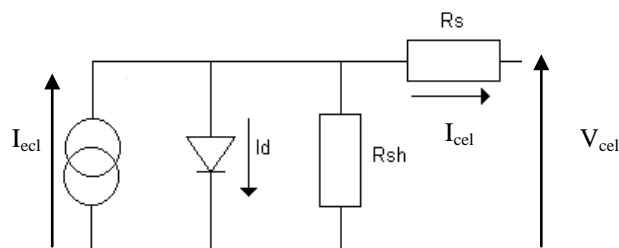


Figure I-2 – Schéma équivalent à de la cellule photovoltaïque.

La courbe réelle courant tension de la cellule photovoltaïque est assez bien décrite par l'équation classique suivante [I-1] :

$$I_{cel} = I_{ecl} - I_{dsat} \left[\exp \left\{ e \left(\frac{V_{cel} + I_{cel} R_s}{A k T_{cel}} \right) \right\} - 1 \right] - \frac{V_{cel} + I_{cel} R_s}{R_{sh}} \quad I-1$$

Avec :

| | |
|------------|---|
| I_{cel} | Courant traversant la cellule. |
| V_{cel} | Tension aux bornes de la cellule |
| I_{dsat} | Courant de saturation de la diode. |
| I_{ecl} | Courant généré par l'éclairement. |
| R_s | Résistance série. |
| R_{sh} | Résistance shunt. |
| e | Charge de l'électron. |
| k | Constante de Boltzmann. |
| T_{cel} | Température de la cellule (en Kelvin). |
| A | Facteur d'idéalité ($A \approx 1,5$). |

En général, le terme $(V_{cel} + I_{cel} R_s) / R_{sh}$ dans l'équation I-1 est négligeable relativement au courant de la cellule. On obtient donc l'équation suivante :

$$V_{cel} = \frac{A k T_{cel}}{e} \ln \left(\frac{I_{ecl} - I_{cel}}{I_{dsat}} + 1 \right) - I_{cel} R_s \quad I-2$$

Les équations I-1 et I-2 montrent que la caractéristique courant I_{cel} - tension V_{cel} de la cellule dépend de la température et de l'éclairement. La figure I-3 montre des courbes typiques pour une cellule photovoltaïque [1].

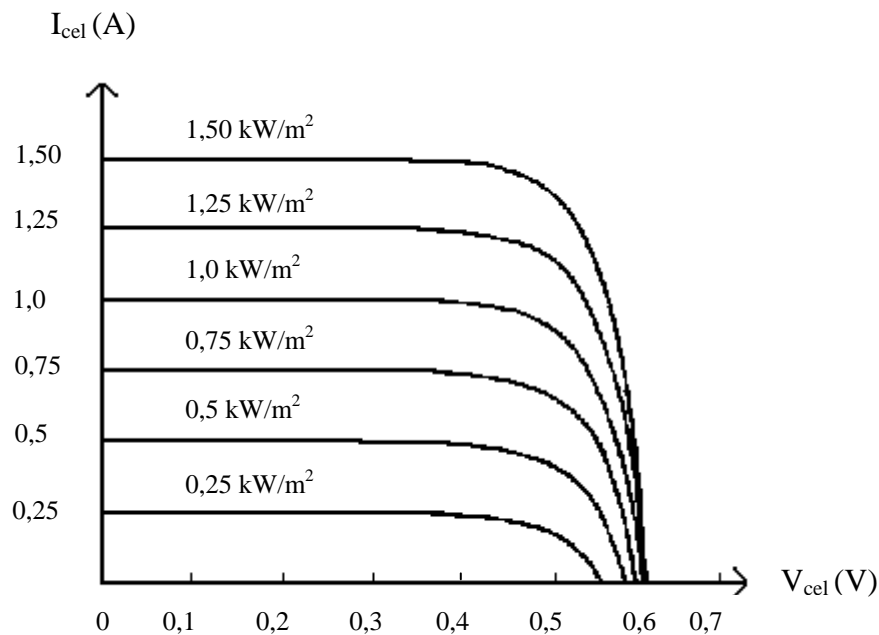


Figure I-3 – Caractéristiques typiques d'une cellule photovoltaïque.

I.1.2. MODULE PHOTOVOLTAÏQUE :

Le courant et la tension d'un module photovoltaïque contenant N_p branches parallèles, chacune étant formée par N_s cellules placées en série, sont donnés par :

$$\left. \begin{aligned} V_{\text{mod}} &= N_s V_{\text{cel}} \\ I_{\text{mod}} &= N_p I_{\text{cel}} \end{aligned} \right\} \quad \text{I-3}$$

Cette méthode est inadéquate dans les cas où la caractéristique courant I_{mod} - tension V_{mod} du module diffère de celle de la cellule (modules ou cellules partiellement éclairés).

Les cellules photovoltaïques sont mises en série pour élever la tension et en parallèle dans le but d'augmenter le courant.

Le rendement du module sera plus bas que celui d'une cellule individuelle à cause de la géométrie, de la dispersion des paramètres et de la température.

I.1.3. CHAMP PHOTOVOLTAÏQUE :

Le champ photovoltaïque est constitué par un ensemble de modules montés en série et en parallèle afin de fournir l'énergie nécessaire aux besoins fixés [3,4,5].

I.2. BATTERIE D'ACCUMULATEURS :

La batterie d'accumulateurs [6] est le moyen le plus fiable et le plus économique pour fournir de l'énergie, pendant les périodes peu ou non ensoleillées aux systèmes autonomes.

La batterie permet aussi de subvenir aux courants de démarrage des moteurs. Il existe plusieurs types de batteries. Les batteries les plus répandues sont à base de plomb ou de Nickel-Cadmium. Celles au plomb sont les plus utilisées en raison de leur coût relativement faible.

I.2.1. PARAMETRES CARACTERISTIQUES DE LA BATTERIE :

Les paramètres caractéristiques de la batterie d'accumulateurs sont les suivants :

- capacité de stockage
- tension
- rendement.

I.2.1.1 CAPACITE DE STOCKAGE :

La capacité d'un élément de batterie est la quantité d'énergie exprimée en Ampère-heures qu'il peut restituer après avoir reçu une charge complète.

I.2.1.2. TENSION DE BATTERIE :

La concentration de l'électrolyte est le meilleur indicateur de charge d'une batterie. Mais il est plus facile de mesurer la tension aux bornes de la batterie, qui constitue un bon indicateur de l'état de charge de la batterie.

I.2.1.3. RENDEMENT DE LA BATTERIE :

Le rendement de la batterie est le rapport de la quantité d'énergie délivrée par la batterie à la quantité qu'elle a reçue. Ce rendement varie entre 70 et 80 %.

I.3. SYSTEME DE REGULATION :

Dans un système photovoltaïque comprenant une capacité de stockage par accumulateurs, il est nécessaire d'inclure un dispositif de régulation de la tension de batterie.

Le système de régulation [1,6] a pour rôle le maintien de l'état de charge de la batterie entre deux seuils (seuil haut et seuil bas). Ceci dans le but de prolonger la durée de vie de la batterie en lui évitant les surcharges et les décharges profondes.

La majorité des régulateurs utilisent la tension de la batterie pour contrôler la charge et la décharge de celle-ci.

Les systèmes les plus répandus sont :

- *les régulateurs à décharge* : ce dispositif empêche la batterie de décharger dès que la tension a atteint un seuil bas fixé. Il surveille donc la décharge de la batterie.
- *les régulateurs de charge* : le principe est d'éviter la surcharge de la batterie. Les principaux types basés sur ce principe sont :
 - le régulateur de charge série
 - le régulateur de charge à coupure
 - le régulateur de charge à découpage

Un régulateur doit être simple, fiable et avoir un bon rendement.

I.4. SYSTEME DE CONVERSION :

Dans les systèmes photovoltaïques, le système de conversion [7] peut être de type continu-continu ou continu – alternatif.

I.4.1. CONVERTISSEUR CONTINU/CONTINU :

Le générateur photovoltaïque transforme directement l'énergie solaire en énergie électrique. Cette énergie varie avec l'éclairement et la température. La caractéristique courant - tension $I_{gen}-V_{gen}$ (figure I-4) passe par un point de puissance maximale.

Lorsque le générateur est relié directement à un récepteur, le point de fonctionnement, qui est l'intersection de la caractéristique du générateur et de la caractéristique du récepteur, n'est pas le point de fonctionnement optimal du générateur.

Il est nécessaire de placer un convertisseur entre le champ photovoltaïque et la charge. Ceci dans le but de l'adaptation de l'impédance de la charge au champ photovoltaïque. De cette manière la caractéristique du système passe par le point (I_{opt}, U_{opt}) de puissance maximale (MPPT ou Maximum Power Point Tracking) [8].

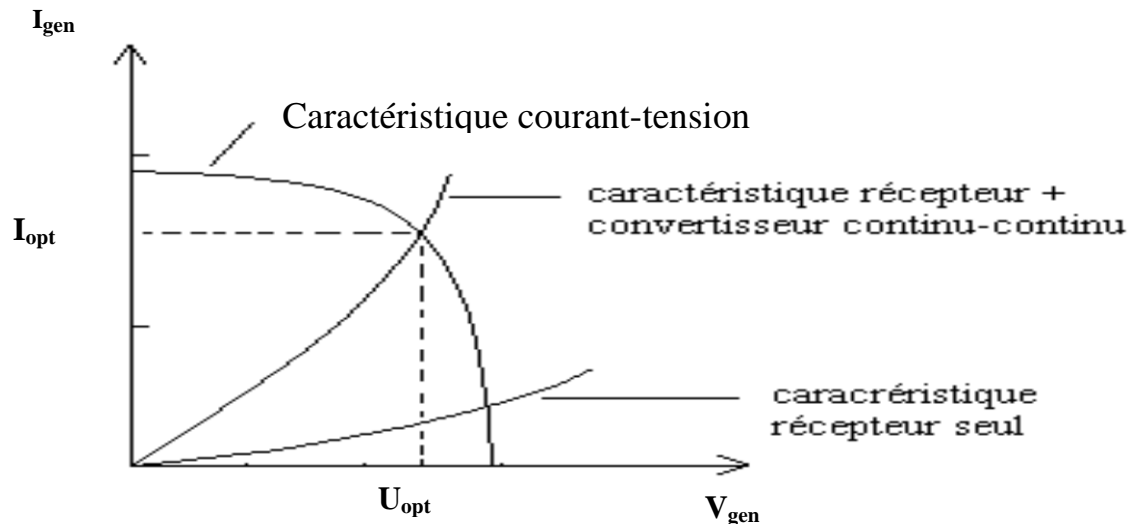


Figure I-4 – Courbes caractéristiques générateur, récepteur et convertisseur.

I.4.2. CONVERTISSEUR CONTINU/ALTERNATIF :

Ce dispositif assure la transformation du courant continu en courant alternatif. Il assure l'interface entre le champ photovoltaïque et les charges de type alternatif [9,10].

Le convertisseur de type statique utilise des composants de puissance (interrupteurs). Ces composants pouvant être des thyristors ou des transistors de différents types (MOSFET ou Metal Oxyde Semiconductor Field Effect Semiconductor, bipolaire, IGBT ou Insulated Gate Bipolar Transistor).

L'onde de sortie peut être simplement de type carré le rendement étant modéré, les pertes considérables et le taux d'harmonique élevé.

La sortie de l'onduleur peut être filtrée afin d'obtenir une onde sinusoïdale. La taille du filtre [11] dépend de la technique de commande utilisée. L'emploi de la modulation à largeur d'impulsion [12] permet d'optimiser la taille du filtre et la complexité du système.

Les caractéristiques principales d'un convertisseur [13,14] sont :

- la puissance nominale
- le rendement
- le courant maximal
- le taux d'harmoniques
- la stabilité de la fréquence de l'onde de sortie
- la consommation à vide

I.4.2.1. PUISSANCE NOMINALE :

C'est la puissance que peut délivrer l'onduleur en fonctionnement continu.

I.4.2.2. RENDEMENT :

Le convertisseur doit avoir le rendement le plus élevé sur la plus grande plage du taux de charge.

Il existe divers modèles de calcul de la caractéristique du rendement si celle ci n'est pas disponible. Ces modèles nécessitent néanmoins quelques points de mesures afin de déterminer les coefficients utilisés.

Le modèle segmenté linéaire calcule le rendement (relation I-4) du convertisseur pour une puissance P_i appartenant à l'intervalle $[P_a, P_b]$ [15].

$$\eta_i = \eta_a + \frac{(P_i - P_a)(\eta_b - \eta_a)}{(P_b - P_a)} \quad \text{I-4}$$

Le modèle suivant détermine le rendement (relation I-5) en fonction de la puissance nominale (P_{nom}) du convertisseur [16].

$$\eta_i = a_1 \left[1 - \exp\left(-b_1 \frac{P_i}{P_{nom}}\right) \right] \quad \text{I-5}$$

I.4.2.3. COURANT MAXIMAL :

Il est nécessaire de connaître le courant maximal en fonctionnement continu et celui pouvant être débité pendant un bref laps de temps (cas du courant nécessaire au démarrage d'un moteur, celui ci pouvant atteindre 2 à 10 fois le courant nominal).

I.4.2.4. TAUX D'HARMONIQUES :

Toute forme d'onde périodique peut être considérée comme la superposition d'une composante continue, d'une composante sinusoïdale pure appelée fondamentale, et d'ondes sinusoïdales pures appelées des harmoniques, de fréquences égales à des multiples entiers de celle de l'onde fondamentale. Une onde non sinusoïdale est appelée une onde complexe (composée).

Le taux d'harmoniques indique la différence entre l'onde de sortie (complexe) de l'onduleur et le signal sinusoïdal pur (fondamental).

Les harmoniques présents dans le signal de sortie provoquent des pertes énergétiques et l'échauffement des équipements alimentés, ceci pouvant entraîner leur destruction.

I.4.2.5. STABILITE DE LA FREQUENCE DE L'ONDE DE SORTIE :

La stabilité de la fréquence de l'onde de sortie de l'onduleur est importante, dans la mesure où certains équipements peuvent fonctionner à une fréquence variant de plus ou moins 10% de la fréquence nominale alors que d'autres exigent une tolérance inférieure ou égale à 3%.

I.4.2.6. CONSOMMATION A VIDE :

Il est nécessaire de réduire au maximum les pertes à vide de l'onduleur. Car celles ci déchargent les batteries même si aucune charge n'est connectée à la sortie de l'onduleur.

CHAPITRE II

THEORIE DE L'ONDULEUR

II.1. PRINCIPE :

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continu – alternatif grâce à des semi-conducteurs [17]. Si l'onde de sortie ne dépend que de la commande des semi-conducteurs, l'onduleur est dit autonome.

On distingue deux types d'onduleurs [18, 19] :

- *Les onduleurs de tension* :

Ils sont alimentés par une source de tension continue, les charges qui leurs sont connectées doivent être de type récepteurs de courant.

- *Les onduleurs de courant* :

Ils sont reliés à une source de courant continu et leurs charges sont impérativement de type récepteurs de tension.

II.2. STRUCTURES D'ONDULEURS :

Il existe plusieurs domaines d'applications pour les onduleurs tels que [20] :

- la production de fréquences moyennes (quelques kilohertz à plusieurs dizaines de kilohertz) pour le soudage, le chauffage par induction
- l'alimentation des moteurs à courant alternatif à fréquence variable
- l'alimentation alternative de secours fonctionnant sur batteries
- l'alimentation alternative fonctionnant dans des systèmes photovoltaïques.

La structure est déterminée par l'application choisie, le coût et la stratégie de commande. Les deux principales structures sont [21, 22] :

- onduleur en pont
- onduleur à point milieu.

Ces structures peuvent être utilisées pour réaliser l'onduleur monophasé (la charge est alimentée par une tension alternative monophasée) ou l'onduleur triphasé qui découle immédiatement du premier.

II.2.1. ONDULEUR MONOPHASE DE TENSION :

II.2.1.1. STRUCTURE EN PONT :

L'onduleur monophasé en pont (pont complet) utilise quatre interrupteurs (figure II-1). Ceci permet de faire varier la largeur relative des créneaux formant les alternances de la tension de sortie.

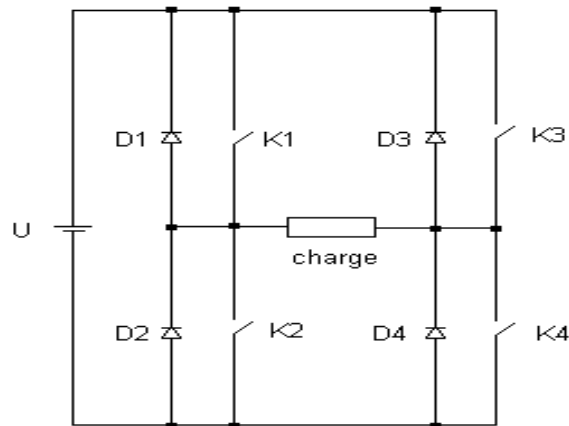


Figure II-1 – Onduleur en pont

II.2.1.2. STRUCTURE A POINT MILIEU :

Pour délivrer une tension alternative à partir d'une tension continue en n'utilisant que deux interrupteurs, il est nécessaire d'avoir un point milieu.

Dans le cas de l'onduleur monophasé avec transformateur de sortie à point milieu (onduleur push-pull), le point milieu est placé à la sortie alternative. L'autre possibilité consiste à placer le point milieu à l'entrée continue avec diviseur capacitif à l'entrée (onduleur en demi - pont).

II.2.1.2.1. STRUCTURE A TRANSFORMATEUR A POINT MILIEU :

La figure II-2 schématise de l'onduleur de tension à deux interrupteurs et à transformateur avec point milieu au primaire. La source de tension a sa borne positive reliée au point milieu du transformateur.

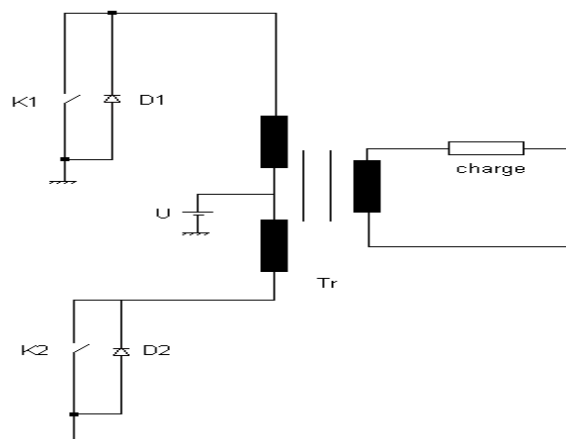


Figure II-2 – Onduleur à transformateur à point milieu

II.2.1.2.2. STRUCTURE A DIVISEUR DE TENSION :

L'onduleur en demi pont nécessite deux interrupteurs et une source de tension à point milieu (figure II-3). Ce point milieu peut être obtenu grâce à deux condensateurs de même capacité. On obtient deux tensions égales à la moitié de la tension d'entrée continue

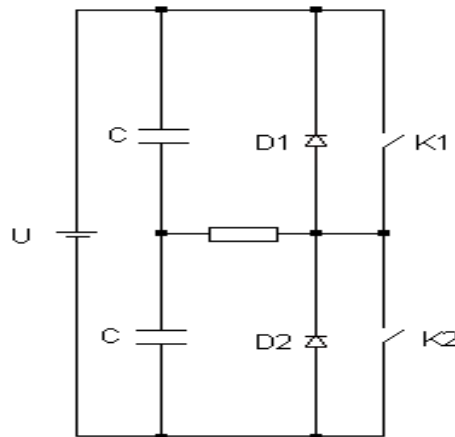


Figure II-3 – Onduleur à demi- pont

II.2.2. ONDULEURS TRIPHASES :

L'onduleur triphasé est déduit directement de l'onduleur monophasé : Trois onduleurs monophasés, dont les signaux de commande sont décalés dans le temps de $T/3$ (le tiers de la période du signal monophasé), constituent l'onduleur triphasé.

La figure II-4 indique le principe de réalisation d'un onduleur de tension triphasé constitué de trois onduleurs monophasés indépendants alimentés par la même source de tension continue.

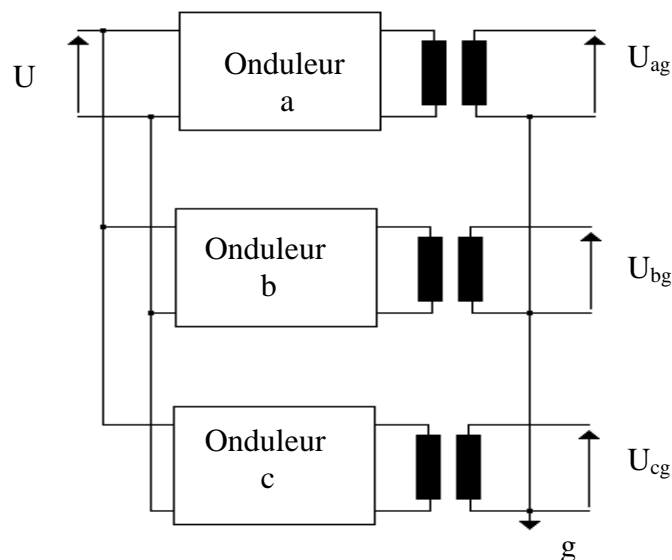


Figure II-4 – Montage de principe de l'onduleur triphasé

Un montage plus simple peut convenir dans le cas d'une charge triphasée équilibrée car la somme des courants en ligne doit être nulle. Le schéma de la figure II-5 est suffisant puisqu'il satisfait la condition précédente.

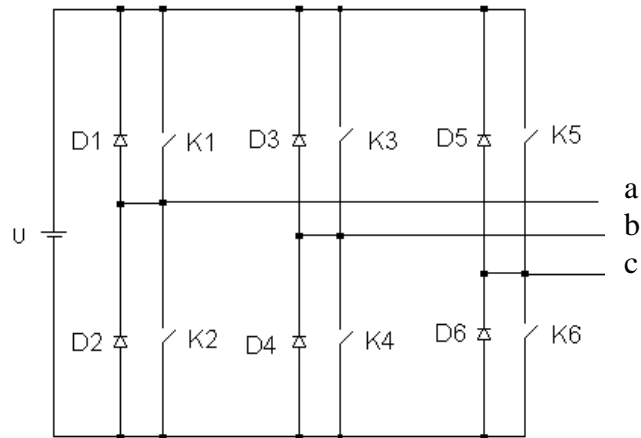


Figure II-5 – Onduleur triphasé à six interrupteurs

II.3. ONDULEUR AUTONOME DE TENSION AVEC TRANSFORMATEUR DE SORTIE A POINT MILIEU (PUSH – PULL) :

L'alimentation de cet onduleur est une source de tension continue, ceci signifie que c'est une source d'impédance interne négligeable et dont la tension est indépendante des variations de courant qu'elle débite.

II.3.1. PRINCIPE :

Le schéma de l'onduleur de tension monophasé à deux interrupteurs avec transformateur à point milieu est donné par la figure II-6 avec l'indication des courants et tensions.

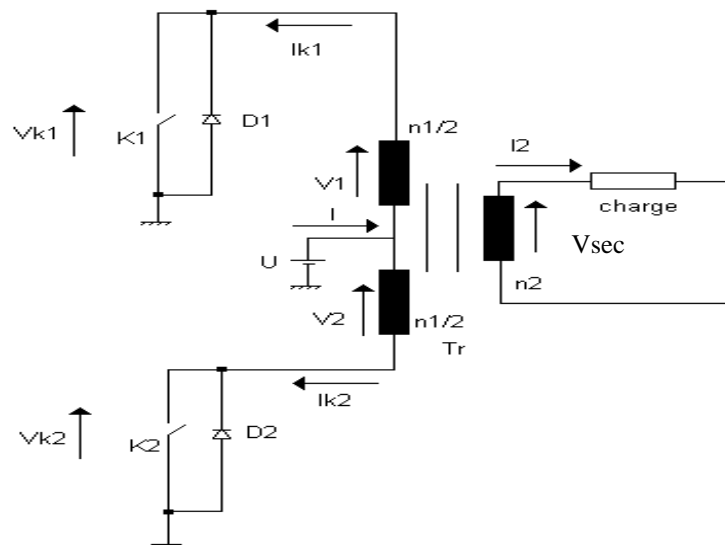


Figure II-6 – Onduleur à transformateur à point milieu

Dans le cas d'un transformateur parfait (résistances et inductances de fuite négligeable), les tensions et le nombre de tours sont dans le même rapport [23].

$$\left. \begin{aligned} V_1 &= V_2 \\ V_{\text{sec}} &= V_1 \frac{2n_2}{n_1} \end{aligned} \right\} \text{II-1}$$

Les courants primaires et secondaires sont liés par la relation des ampères-tours :

$$\frac{n_1}{2} (I_{k1} - I_{k2}) = n_2 I_2 \quad \text{II-2}$$

Le développement du fonctionnement de l'onduleur autonome de tension avec transformateur de sortie à point milieu est donné dans l'annexe A₂. On y trouve les expressions des courants et tensions des interrupteurs (K_1, K_2), de sortie du transformateur et des différentes formes d'ondes.

II.4. ONDULEUR DE TENSION A ONDE SINUSOÏDALE SYNTHÉTISÉE :

Une onde de tension sinusoïdale peut être approchée par une onde composée de paliers d'amplitude et durées pouvant être les mêmes ou non [23, 24]. Dans cette méthode, on utilise plusieurs ondulateurs de tension qui délivrent des ondes de tension en formes de créneaux rectangulaires u'_1, u'_2 . Ces tensions constituent les entrées de transformateurs de rapports de transformation m_1, m_2, \dots . L'addition des tensions de sortie forme une onde quasi sinusoïdale.

La figure II-7 montre un dispositif formé de trois ondulateurs et trois transformateurs. La tension de sortie obtenue est donnée par la figure II-8.

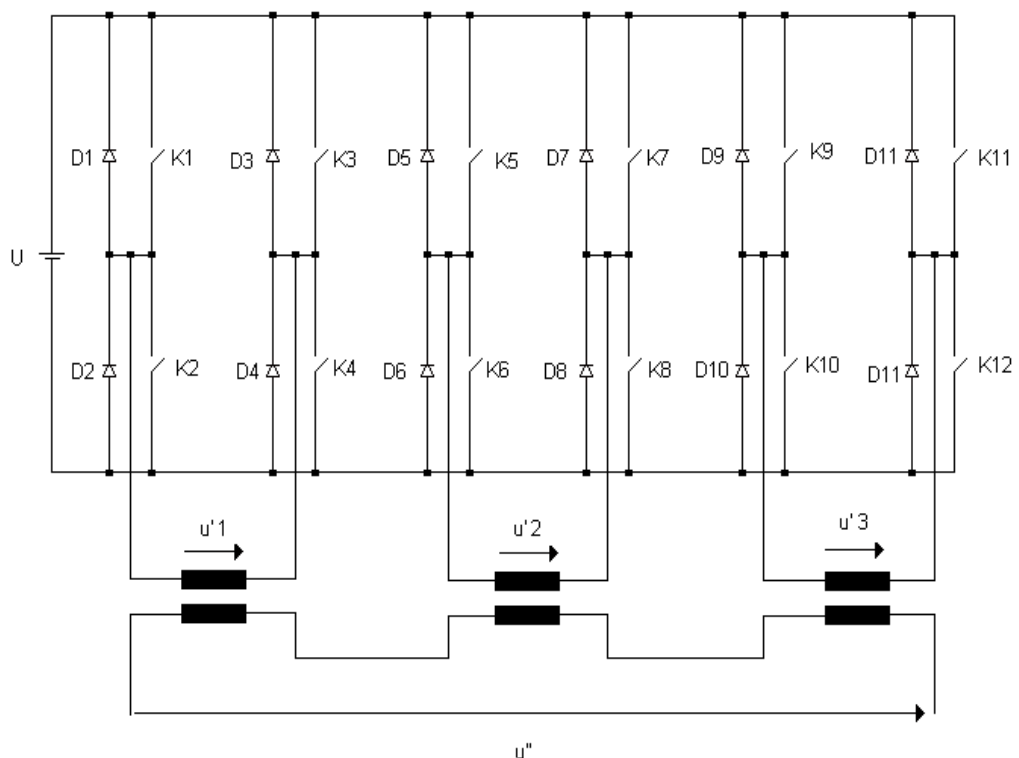


Figure II-7- Onduleur monophasé à signal quasi sinusoïdal à trois paliers

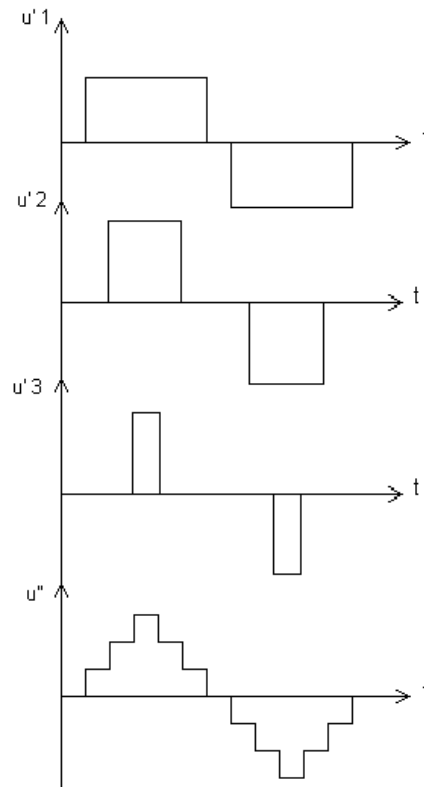


Figure II-8 – Formes d’ondes d’onduleur monophasé à trois paliers.

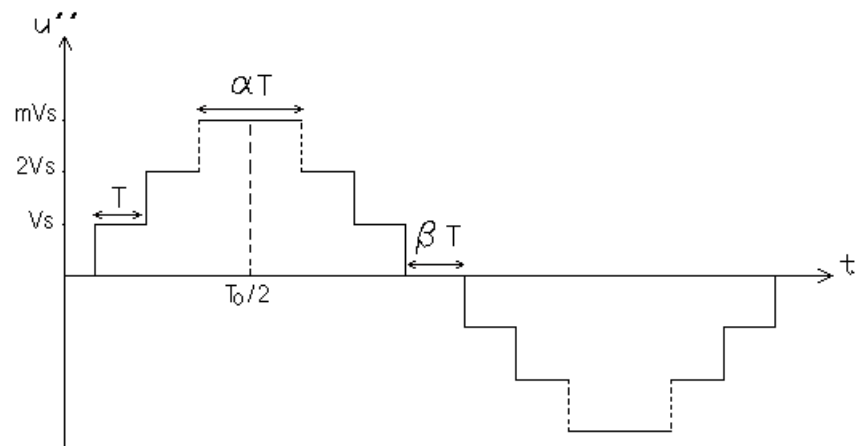


Figure II-9 – Onde de sortie à m paliers

Si l'on considère que l'onde de sortie est constituée de m paliers, d'égaux amplitudes. Chaque palier ayant une durée T , sauf le palier d'amplitude maximale et celui d'amplitude nulle d'une durée égale respectivement à αT et βT (figure III-10). Alors la demi-période T_0 est définie par l'équation II-3 [25] :

$$T_0 = T[\alpha + \beta + 2(m - 1)] \tag{II-3}$$

La forme d'onde étudiée est une fonction impaire, symétrique autour de l'axe passant par $T_0/2$. Le développement par les séries de Fourier donne l'expression suivante :

$$u''_n = \frac{4}{T_0} \int_0^{T_0/2} u''(t) \sin\left(\frac{n\pi t}{T_0}\right) dt \quad \text{II-4}$$

Avec

$$u''(t) = \begin{cases} 0 & \text{pour } 0 \leq t \leq \frac{\beta}{2}T \\ V_s & \text{pour } \frac{\beta}{2}T \leq t \leq \left(1 + \frac{\beta}{2}\right)T \\ 2V_s & \text{pour } \left(1 + \frac{\beta}{2}\right)T \leq t \leq \left(2 + \frac{\beta}{2}\right)T \\ \vdots & \\ mV_s & \text{pour } \left(m - 1 + \frac{\beta}{2}\right)T \leq t \leq \left(\frac{T_0}{2}\right) \end{cases} \quad \text{II-5}$$

Où V_s est l'amplitude du palier.

En définissant θ_0 par la relation suivante :

$$\theta_0 = \frac{\pi}{\alpha + \beta + 2(m-1)} = \frac{\pi T}{T_0} \quad , \quad \text{II-6}$$

On obtient :

$$u''_n = \frac{4V_s}{n\pi} \sum_{i=0}^{m-1} \cos\left[n\left(\frac{\beta}{2} + i\right)\theta_0\right] \quad \text{II-7}$$

Dans notre cas, l'onde à deux paliers (figure II-10) est caractérisée par les coefficients suivants : $m = 2$, $\alpha = 2$ et $\beta = 1$, $\theta_0 = \pi/5$.

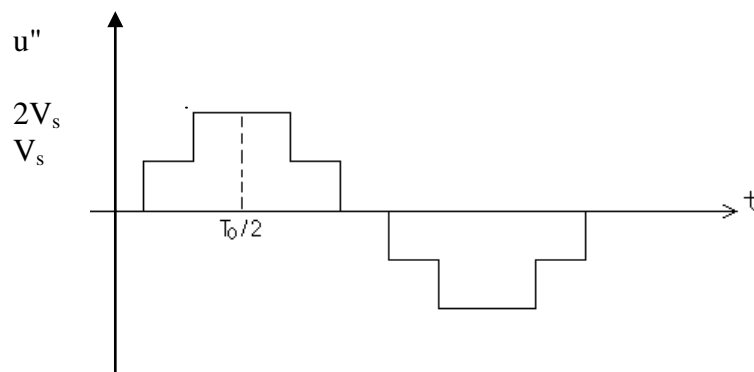


Figure II-10- Onde de sortie à 2 paliers ($m = 2$, $\alpha = 2$ et $\beta = 1$, $\theta_0 = \pi/5$).

L'expression de l'onde de sortie devient :

$$\left. \begin{aligned} u''_n &= \frac{4V_s}{n\pi} \sum_{i=0}^1 \cos \left[n \left(\frac{1}{2} + i \right) \frac{\pi}{5} \right] \\ &= \frac{4V_s}{n} \left[\cos \left(n \frac{\pi}{10} \right) + \cos \left(n \frac{3\pi}{10} \right) \right] \end{aligned} \right\} \text{II-8}$$

La valeur efficace de l'onde quasi sinusoïdale est exprimée par l'équation suivante :

$$\left. \begin{aligned} u''_{eff} &= \frac{1}{2T_0} \int_0^{2T_0} u''^2(t) dt \\ &= \frac{m^2 \alpha + 2 \sum_{i=1}^{m-1} i^2}{\alpha + \beta + 2(m-1)} V_s^2 \end{aligned} \right\} \text{II-9}$$

II.5. FILTRES D'ENTREE ET DE SORTIE :

II.5.1. HARMONIQUES :

La distorsion harmonique due à un harmonique donné dans une forme d'onde est le rapport entre sa valeur efficace et la valeur efficace de l'onde fondamentale.

Le taux de distorsion harmonique τ égale le rapport de la valeur efficace du résidu harmonique à celle de l'onde fondamentale [26].

$$\left. \begin{aligned} \tau &= \frac{[V_{s2eff}^2 + V_{s3eff}^2 + \dots + V_{sneff}^2]^{1/2}}{V_{s1eff}} \\ &= \frac{[V_{seff}^2 - V_{s1eff}^2]^{1/2}}{V_{s1eff}} \end{aligned} \right\} \text{II-10}$$

L'expression de la valeur efficace totale de l'onde de sortie est donnée par l'équation II-11.

$$V_{seff} = [V_{s1eff}^2 + V_{s2eff}^2 + V_{s3eff}^2 + \dots + V_{sneff}^2]^{1/2} \quad \text{II-11}$$

n étant le rang de l'harmonique.

II.5.2. FILTRE D'ENTREE :

Pour tenir compte de l'imperfection de la source de tension u (inductance L_s non nulle), on remplace cette source par une source parfaite de tension U_s en série avec l'inductance L_s (figure II-11).

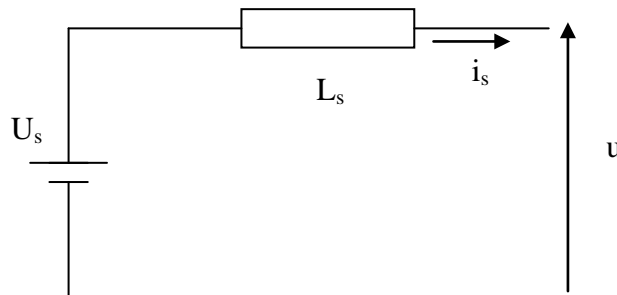


Figure II-11- Schéma équivalent de la source de tension.

Lors du débit sur charge inductive, le courant i_s doit passer rapidement de $+|i'_o|$ à $-|i'_o|$ (i'_o étant négatif), ceci entraîne une pointe de tension Δu (figure II-12).

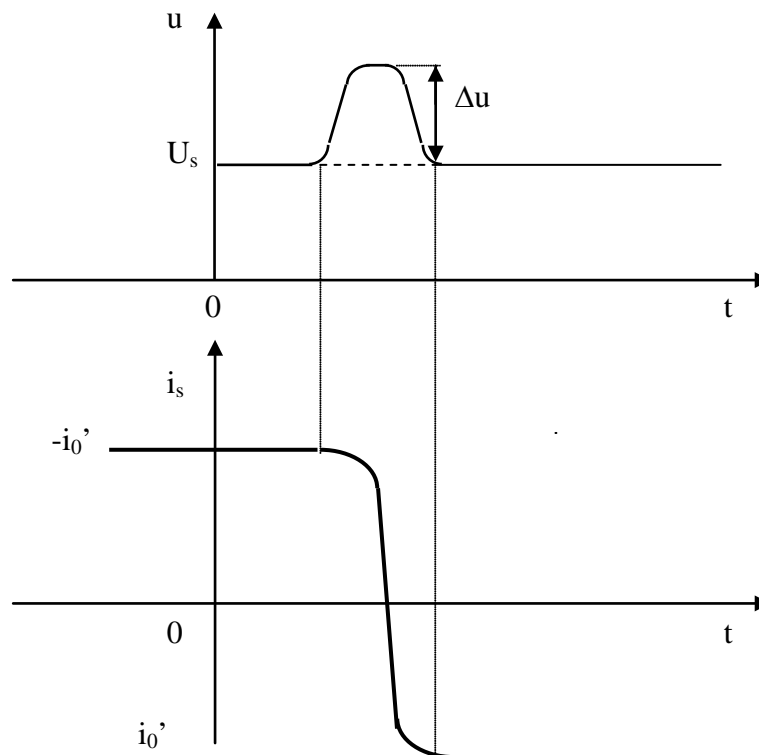


Figure II-12- Tension u et courant i (charge inductive).

Lors du débit sur charge capacitive, le courant passe de $-|i'_o|$ à $+|i'_o|$, ce qui provoque un creux de tension Δu (figure II-13).

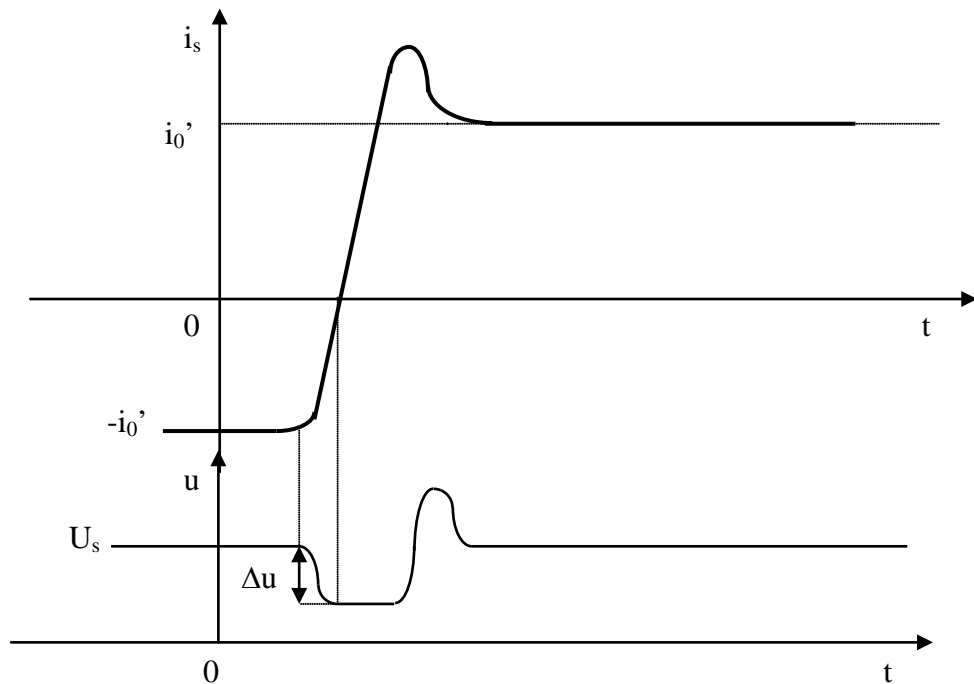


Figure II-13- Tension et courant u, i (charge capacitive)

Dans le cas d'un onduleur de tension, le but du filtre est la réduction de l'ondulation Δi_s du courant i_s délivré par la source et l'ondulation Δu de la tension d'entrée de l'onduleur [23]. Les effets les plus nocifs sont dus à l'inductance de la source continue (branche où le courant doit s'inverser brusquement).

Pour pallier l'imperfection de la source de tension continue, on place à l'entrée de l'onduleur une capacité C_f (figure II-14). Celle-ci élimine les brusques variations de la tension d'entrée u de l'onduleur et diminue l'ondulation de cette tension durant les intervalles de temps entre commutations.

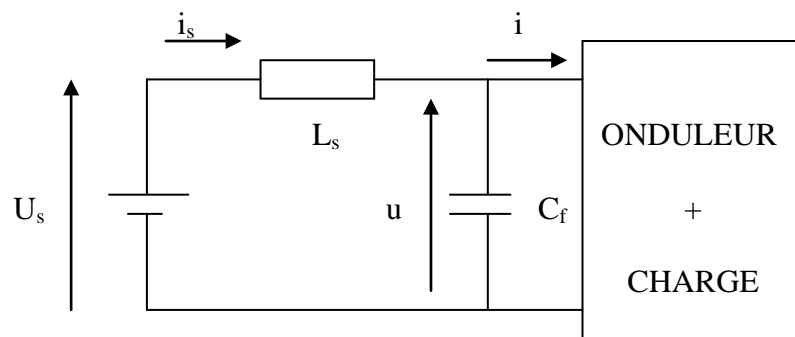


Figure II-14- Ensemble source, capacité et onduleur

La capacité C_f et L_s inductance L_s constituent un filtre passe-bas. Celui-ci est étudié grâce au schéma équivalent de la figure II-15.

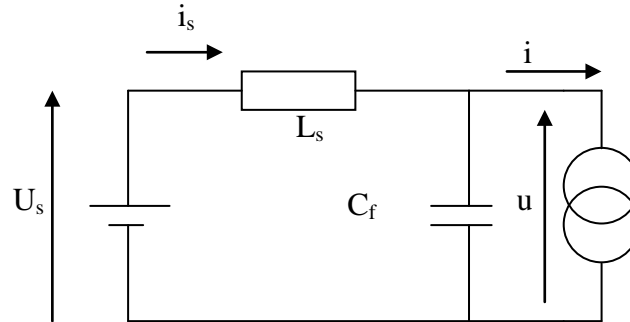


Figure II-15- Schéma équivalent de l'ensemble filtre d'entrée et onduleur.

Le courant i_s et la tension u sont liés à la tension U_s et au courant i par les relations suivantes :

$$\left. \begin{aligned} L_s \frac{di_s}{dt} + u &= U_s \\ i_s - C_f \frac{du}{dt} &= i \end{aligned} \right\} \quad \text{II-12}$$

Le courant i de la source de courant est la somme d'un terme moyen I_{moy} et d'harmoniques de valeur efficace I_{neff} et de pulsation $n\omega$.

La valeur de la tension continue U_s est égale à la valeur moyenne U_{moy} de u . La valeur moyenne I_{smoy} de i_s est identique à la valeur moyenne I_{moy} de i . L'annexe A₂ présente une analyse plus détaillée du filtre d'entrée.

$$\left. \begin{aligned} U_{moy} &= U_s \\ I_{smoy} &= I_{moy} \end{aligned} \right\} \quad \text{II-13}$$

II.5.3. FILTRE DE SORTIE :

Pour réduire le résidu harmonique de l'onde de sortie d'un onduleur, il faut lui faire traverser un filtre. La réduction habituelle du taux d'harmoniques (relation II-10) à 5% est correcte.

Il existe un nombre élevé de types de filtres. Ce sont des variantes du filtre passe bas simple $L_b C_b$ (figure II-16a). Si, de par sa conception, la sortie de l'onduleur ne contient pas les harmoniques de rang inférieurs (onde en créneaux de modulation de largeur d'impulsion ou Pulse Width Modulation), le filtre passe bas convient.

Dans le cas d'harmoniques de rangs inférieurs, le filtre résonnant (figure II-16b) est préférable. La branche série $L_1 C_1$ et la branche parallèle $L_2 C_2$ entrent en résonance à la fréquence de sortie de l'onduleur. L'impédance du circuit série est nulle à la fréquence fondamentale et croît de manière finie aux fréquences supérieures. L'impédance du circuit parallèle est infinie à la fréquence fondamentale, mais elle décroît aux fréquences élevées [26].

Avec

$$\omega_0 = 1/\sqrt{L_1 C_1} = 1/\sqrt{L_2 C_2} \quad \text{II-14}$$

En prenant $C_1 = A_r C_2$, $L_2 = A_r L_1$ et $\omega = n\omega_0$ (n est le rang de l'harmonique considéré), la relation suivante (équation II-15) est obtenue pour la composante de rang n et à vide :

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{1}{1 - \frac{1}{A_r} \left(n - \frac{1}{n} \right)^2} \quad \text{II-15}$$

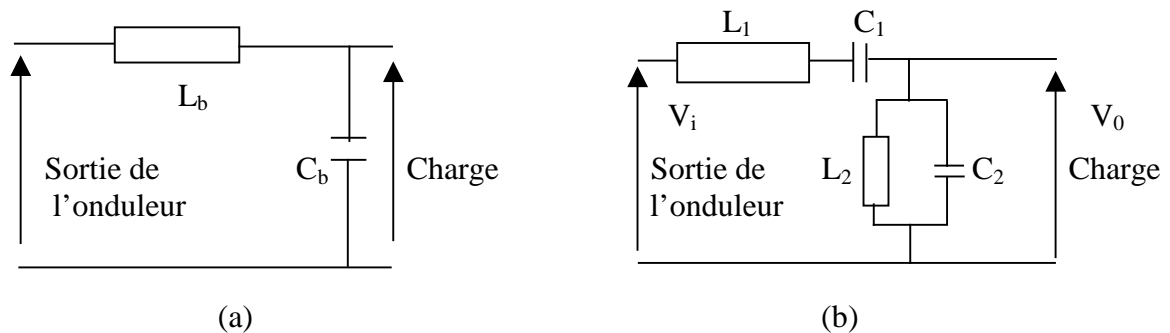


Figure II-16 - Filtrage passe bas et résonnant

Le filtre de sortie utilisé est représenté dans la figure II-17. Il est constitué par une inductance L_1 en série avec un circuit résonnant L_2 , C_2 tel que :

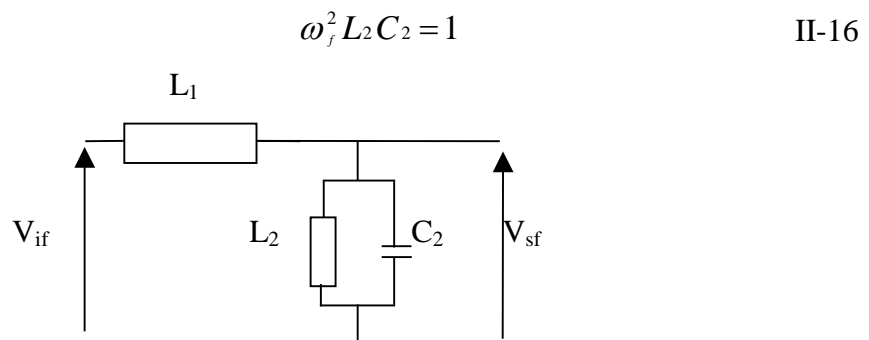


Figure II-17 – Filtre de sortie de l'onduleur.

Afin de simplifier le calcul, on peut supposer que la composante harmonique de rang trois est la plus importante et intervient pour 4% dans l'onde de sortie qui contient un taux de distorsion harmonique égal à 5%. En utilisant la procédure donnée dans l'annexe A₂, on détermine les valeurs convenables des éléments du filtre. Celui-ci est simulé grâce à un logiciel de simulation (SPICE [27]) afin de vérifier la validité du filtre calculé et déterminer les différents harmoniques et la qualité de la forme d'onde obtenue.

II.6. COMMUTATION DU TRANSISTOR BIPOLAIRE ET AIRES DE SECURITE :

II.6.1. ETATS BLOQUE ET CONDUCTEUR :

Un transistor bipolaire travaillant en régime de commutation occupe de manière stable deux états [31] :

- état bloqué (ouvert)
- état conducteur (fermé).

Le composant alimenté sous une tension continue U en série avec une charge (purement résistive pour simplifier) est caractérisé par :

- à l'état bloqué :

la tension collecteur - émetteur $V_{CE(B)}$ est presque égale à la tension d'alimentation U

$$V_{CE(B)} = U \quad \text{II-17}$$

le courant de fuite $I_{C(B)}$ est très faible devant le courant nominal dans la charge sous la tension U . Cet état est obtenu en l'absence de courant de base i_B ($i_B = 0$). Si la tension base - émetteur est nulle ($V_{BE} = 0$), alors le transistor peut au maximum bloquer une tension $V_{CEO_{sus}}$ donnée par le constructeur et le courant de fuite est inférieur à I_{CEO} . Dans le cas d'une tension V_{BE} négative ($V_{BE} < 0$), le composant peut supporter une tension supérieure V_{CEX} ($V_{CEX} > V_{CEO_{sus}}$) et le courant de fuite est inférieur à I_{CEX} .

- à l'état conducteur :

la tension collecteur - émetteur $V_{CE(B)}$ est très inférieure à la tension d'alimentation U . Le courant de collecteur est limité par la charge. Cet état est obtenu lorsque le courant de base i_B est supérieur à i_C/β_f où β_f est le gain forcé du transistor. Le transistor est alors saturé ou sursaturé. Il est préférable de maintenir le transistor à la limite de la saturation (afin de réduire le temps d'évacuation t_s des charges stockées) en maintenant à ses bornes une tension supérieure à V_{CEsat} . Le constructeur indique les valeurs typiques de V_{CEsat} , I_{Csat} et I_{Bsat} dont il peut être déduit la valeur du gain forcé β_f .

II.6.2. COMMUTATIONS :

Les transitions entre les deux états stables (ouvert, fermé) sont appelées commutations. On distingue la fermeture (ou mise en conduction) et l'ouverture (ou blocage).

II.6.2.1. FERMETURE :

La fermeture (figure II-18) est caractérisée par les durées t_d et t_r . La durée t_d (delay time) est le temps de retard entre l'application du courant de base i_B et le passage de i_C à 10 % de sa valeur finale. La durée t_r (rise time) est le temps de montée de i_C entre 10% et 90% de sa valeur finale. Le constructeur indique parfois le temps de fermeture $t_{ON} = t_d + t_r$.

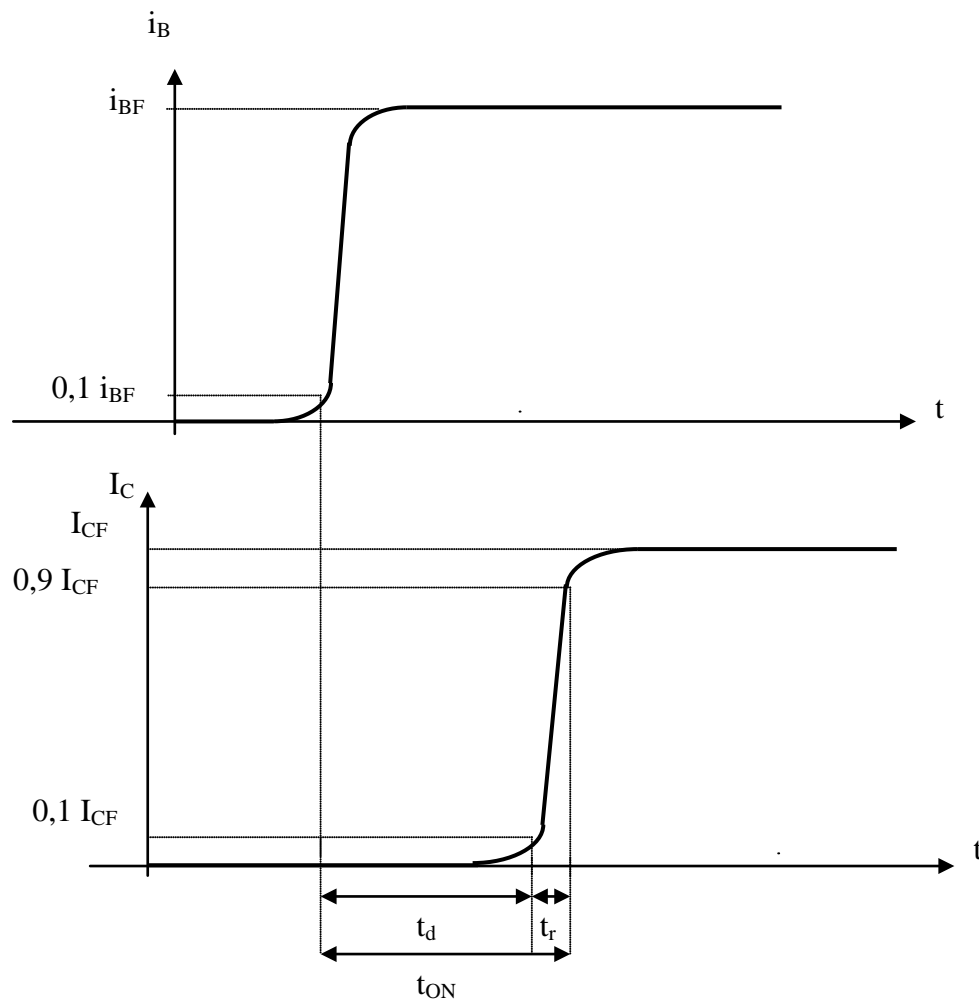


Figure II-18 - Courants de base et de collecteur lors de la fermeture.

II.6.2.2. OUVERTURE :

L'ouverture est caractérisée par les durées t_s et t_f . La durée t_s (storage time) est le temps d'évacuation des charges stockées, entre la suppression de i_B et le passage de i_C à 90% de sa valeur initiale. Cette durée varie avec le circuit de commande du transistor. En particulier, elle est plus faible lors de l'ouverture à partir d'un état quasi-saturé qu'à partir d'un état saturé. Le temps de descente (fall time) est la durée entre 90 % et 10 % de la valeur initiale de i_C . Le temps d'ouverture est la somme des temps d'évacuation et de descente ($t_{OFF} = t_s + t_f$).

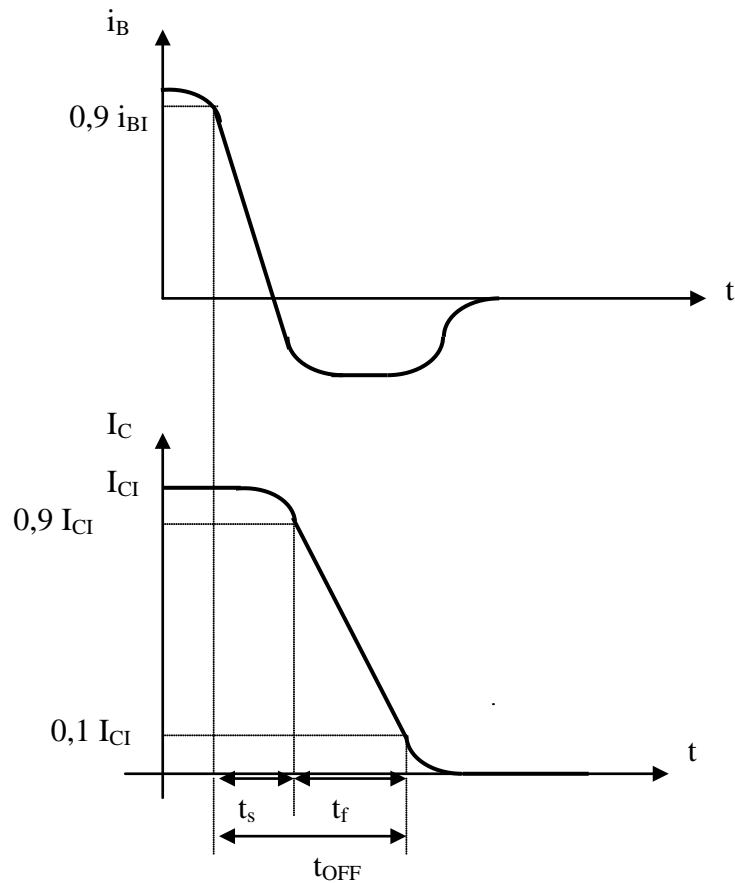


Figure II-19 - Courants de base et de collecteur lors de la fermeture.

II.6.3. AIRES DE SECURITE :

L'allure dans le plan (i_c, V_{CE}) de la trajectoire suivie pendant les commutations est donnée par la figure II-20. Dans le cas du fonctionnement en commutation du transistor bipolaire, ce type de trajectoire n'est pas adéquat avec une utilisation optimale de l'interrupteur. Pour un dimensionnement optimal du transistor, il est nécessaire d'utiliser les aires de sécurité des transistors de puissance.

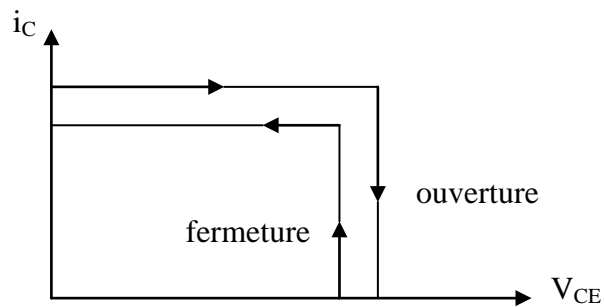


Figure II-20 - Commutations dans le plan V_{CE}, i_c .

L'aire de sécurité est la représentation dans le plan V_{CE} , i_C des limites d'utilisation du transistor dans certaines conditions de fonctionnement. L'aire de sécurité traditionnelle (SOA) est une représentation des limites thermiques du composant : puissance maximale dissipable et limitation par le phénomène du second claquage (figure II-21 : aire de sécurité du transistor BUX 48A).

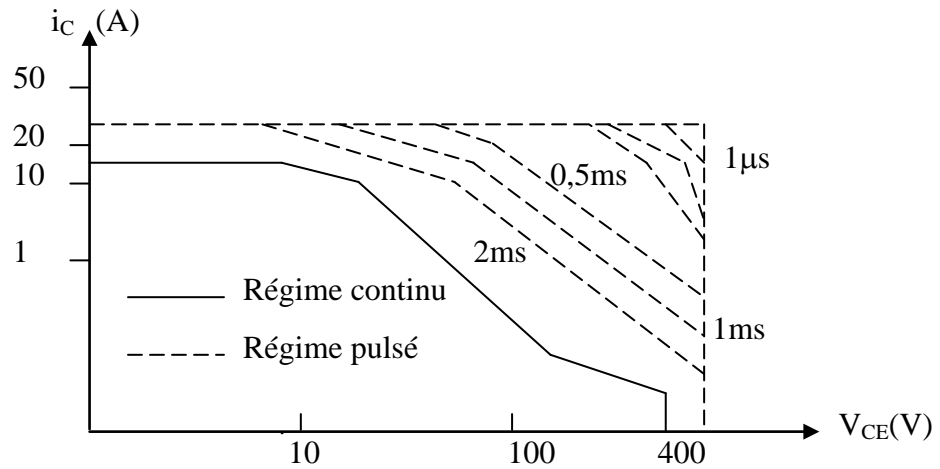


Figure II-21 – Aire de sécurité (SOA) traditionnelle.

Cette aire de sécurité est donnée pour des températures différentes. Elle est utilisée lorsque le transistor est en régime dissipatif (exemple : transistor ballast d'une alimentation continue). Si le régime est continu, la courbe en trait plein doit être utilisée. Dans le cas d'un régime pulsé (exemple : amplificateur classe B), la courbe en traits pointillés est utilisée. Le régime pulsé ne doit pas être confondu avec le régime de commutation.

Les états stables du régime de commutation ont de faibles dissipations, ils peuvent être traités avec l'aire de sécurité traditionnelle (état conducteur). Les aires de sécurité en commutation s'appliquent aux transitions entre les deux états stables de la commutation (fermeture et ouverture). Durant les états transitoires, le point de fonctionnement du transistor traverse des zones à forte dissipation pendant des laps de temps très courts. Donc les limitations ne sont pas dues à des contraintes thermiques mais à des phénomènes électriques. Il est donc obligatoire d'utiliser des aires de sécurité spécifiques au régime de commutation.

La figure II-22 représente l'aire de sécurité en polarisation directe de la jonction émetteur base (FB SOA). Cette aire est applicable pendant la phase de fermeture du transistor.

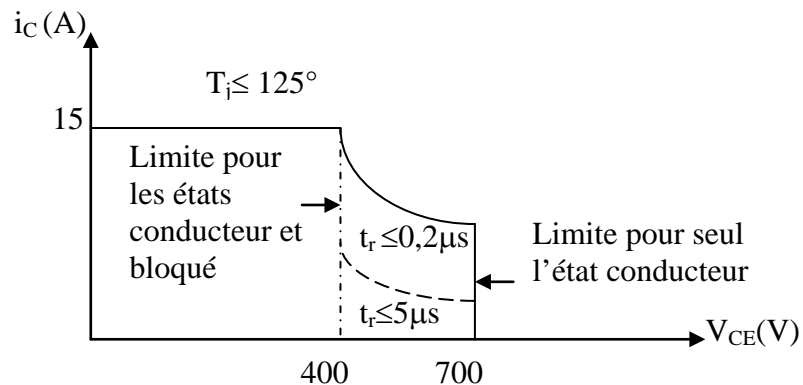


Figure II-22 - Aire de sécurité en polarisation directe (FB SOA)

La figure II-23 représente le contour limite à l'intérieur duquel le point de fonctionnement pourra se déplacer pendant l'ouverture du transistor (aire de sécurité en commutation en polarisation inverse de la jonction émetteur base ou RB SOA).

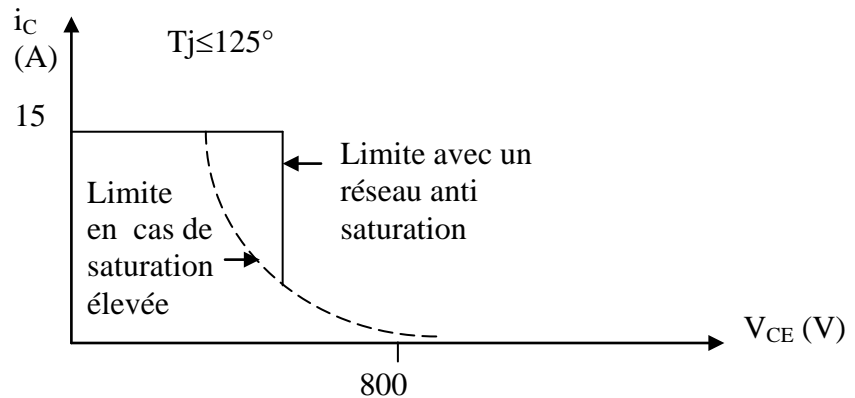


Figure II-23 – Aire de sécurité en polarisation inverse (RB SOA)

La conséquence la plus importante des phases de commutation est l'apparition de pertes conséquentes en haute fréquence. Si les transitions sont supposées linéaires, les pertes par commutation sont données par [29] :

- à l'amorçage :

$$P_A = f \int_0^{t_f} U i_c dt + f U Q_r = \frac{1}{2} U I_{sc} t_f + U Q_r f \quad \text{II-18}$$

- au blocage :

$$P_B = f \int_0^{t_r} U i_c dt = \frac{1}{2} U I_{sc} t_r \quad \text{II-19}$$

Avec :

| | |
|----------|---|
| f | Fréquence de commutation |
| Q_r | Charge recouvrée |
| V_{CE} | Tension aux bornes du transistor de puissance |
| U | Tension d'alimentation |
| i_c | Courant du transistor de puissance |
| I_{sc} | Courant traversant la charge |
| t_r | Temps de montée de i_c |
| t_f | Temps de descente de i_c |

Ces pertes sont proportionnelles à la fréquence de commande des interrupteurs et dépendent de la rapidité des commutations.

L'utilisation de réseaux d'aide à la commutation a pour but :

- de réduire les pertes pendant les commutations.
- de transformer le trajet des commutations, de manière à l'inscrire dans l'aire de sécurité en commutation.

II.7. INTERRUPTEUR STATIQUE :

La fonction onduleur ne peut être réalisée que si l'on dispose d'interrupteurs statiques (interrupteurs électroniques) [40]. Ceux-ci sont des dispositifs électroniques s'enclenchant et se déclenchant sur commande.

L'opération de conversion des ondes électriques de continu en alternatif doit être effectuée à de très faibles pertes relatives [41]. Ceci pour des raisons de rendement et de sécurité des composants électriques (ces dispositifs ne peuvent dissiper sans risque une puissance trop importante).

Un élément de l'onduleur ne peut être parcouru par un courant important que si une très faible chute de tension existe à ses bornes. Inversement, si la tension à ses bornes est égale à une partie ou à la tension nominale alors le courant doit être très faible.

Le dispositif électronique ne pourra occuper que l'un des deux états suivants :

- courant important, très faible tension
- tension importante, très faible courant.

Il est en outre nécessaire que le composant passe d'un type d'état à un autre en effectuant des transitions rapides avec le minimum de pertes.

Les transistors bipolaires, les transistors à effet de champ de type MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) et les thyristors peuvent servir d'interrupteurs électroniques [32 - 34].

Les caractéristiques et les mérites de ces composants permettent de choisir le type de composant selon l'application. Mais il n'est pas facile de déterminer le dispositif le plus apte pour la réalisation de l'onduleur car les différents types d'interrupteurs peuvent être concurrents.

Les critères les plus importants sont les valeurs limites, les pertes de conduction, les pertes de commutation, les temps de commutation, la stratégie de commande et le coût du composant.

Le thyristor classique est le plus robuste de ces composants car il possède les caractéristiques électriques les plus élevées, les pertes de conduction sont faibles, son coût est faible, mais son désavantage le plus important est la complexité du circuit de commande.

Dans le cas des applications dans le domaine des onduleurs, tous les dispositifs peuvent être utilisés. La fréquence est souvent le critère déterminant le choix.

Le transistor MOSFET est le seul composant pouvant servir à des fréquences supérieures à 100 kHz.

Le transistor bipolaire convient pour la gamme de fréquences allant de 20 à 100 kHz en raison de son plus faible coût, de ses pertes de conduction plus réduites et malgré ses pertes de commutation plus importantes que celles du MOSFET.

Le thyristor blocable par la gâchette (GTO ou Gate Turn Off) convient le mieux en raison de sa robustesse, de ses faibles pertes de conduction et sa tenue élevée en tension et courant lors des surcharges et transitoires électriques.

Les pertes, les contraintes thermiques et les spécifications de refroidissement sont aussi des critères importants de sélection. Les transistors peuvent fonctionner jusqu'à 200° C, les thyristors jusqu'à 125° C.

Les spécifications moins contraignantes de la commande du MOSFET commandé en tension peuvent être le facteur décisif comparativement aux exigences plus importantes du transistor bipolaire et du thyristor commandés en courant.

Le thyristor est le plus facile à protéger contre les défauts. Cette propriété favorise son utilisation dans les environnements difficiles.

CHAPITRE III

ETUDE ET CONCEPTION DE L'ONDULEUR

III.1. ARCHITECTURE DE L'ONDULEUR A SORTIE SINUSOÏDALE SYNTHETISEE:

L'onduleur à sortie sinusoïdale synthétisée qui utilise une configuration classique, est constitué d'interrupteurs (K_1, \dots, K_4) destinés à transformer la tension d'entrée continue en une tension de sortie alternative de forme quasi - sinusoïdale. Cet onduleur est formé par deux onduleurs de tension à transformateurs à point milieu. La complexité du transformateur à point milieu (deux bobinages primaires) est compensée par la réduction du nombre d'interrupteurs de puissance. La disposition classique (figure III-1) avec deux transformateurs à point milieu et quatre interrupteurs de puissance ne permet d'obtenir qu'une onde de sortie à deux paliers (sans intervalle d'amplitude nulle) par alternance (figure III-2).

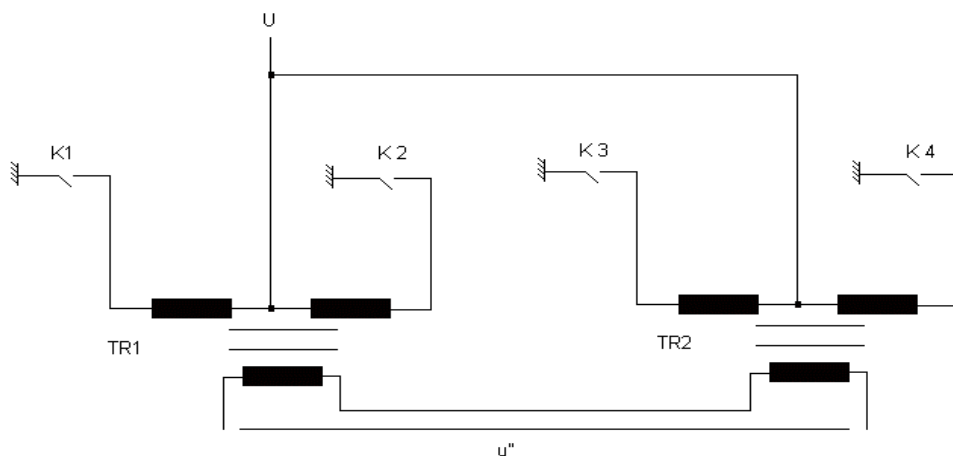


Figure III-1– Onduleur à 2 transformateurs à point milieu (2 paliers).

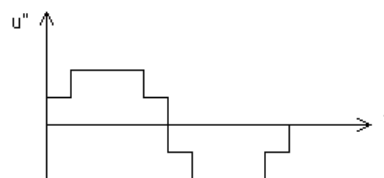


Figure III-2- Onde de sortie à 2 paliers (sans intervalle d'amplitude nulle).

En se basant sur la technique des onduleurs à onde de sortie sinusoïdale synthétisée, on propose une structure à deux onduleurs interconnectés pour former un onduleur à sortie quasi - sinusoïdale à deux paliers (avec un intervalle d'amplitude nulle). L'onde ayant un intervalle d'amplitude nulle est évidemment plus aisément filtrée.

Pour créer une onde à deux paliers (avec un intervalle d'amplitude nulle) avec deux transformateurs de sortie, une nouvelle architecture avec six interrupteurs Q_1, \dots, Q_6 est utilisée (figure III-3).

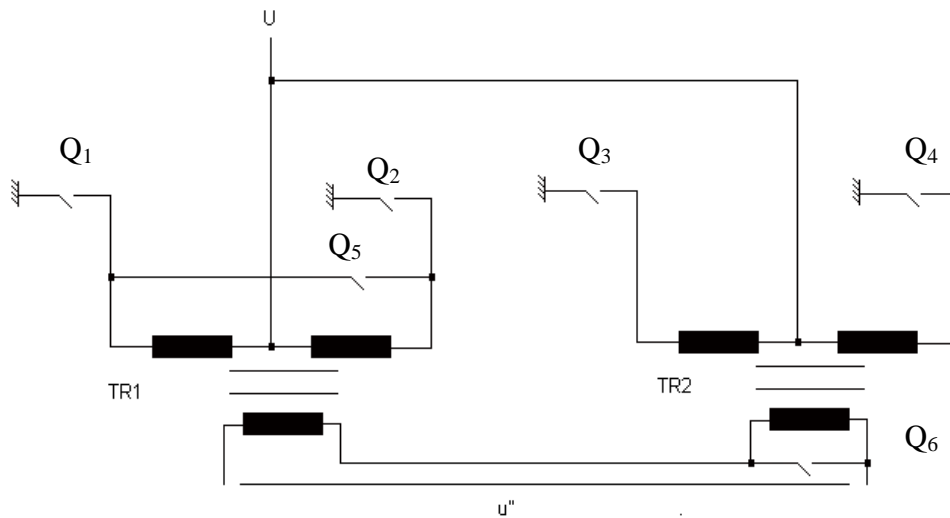


Figure III-3 – Onduleur à 6 interrupteurs.

L'onduleur utilise deux onduleurs connectés en série. Chacun des onduleurs délivre une onde rectangulaire. Les deux ondes de sortie sont appliquées à l'entrée des deux transformateurs du circuit de puissance. L'addition des tensions secondaires U_1 et U_2 donne une onde de sortie U_3 quasi - sinusoïdale (figure III-4). La fermeture des interrupteurs Q_5 , Q_6 permet d'avoir des intervalles à tension de sortie nulle et de démagnétiser le transformateur.

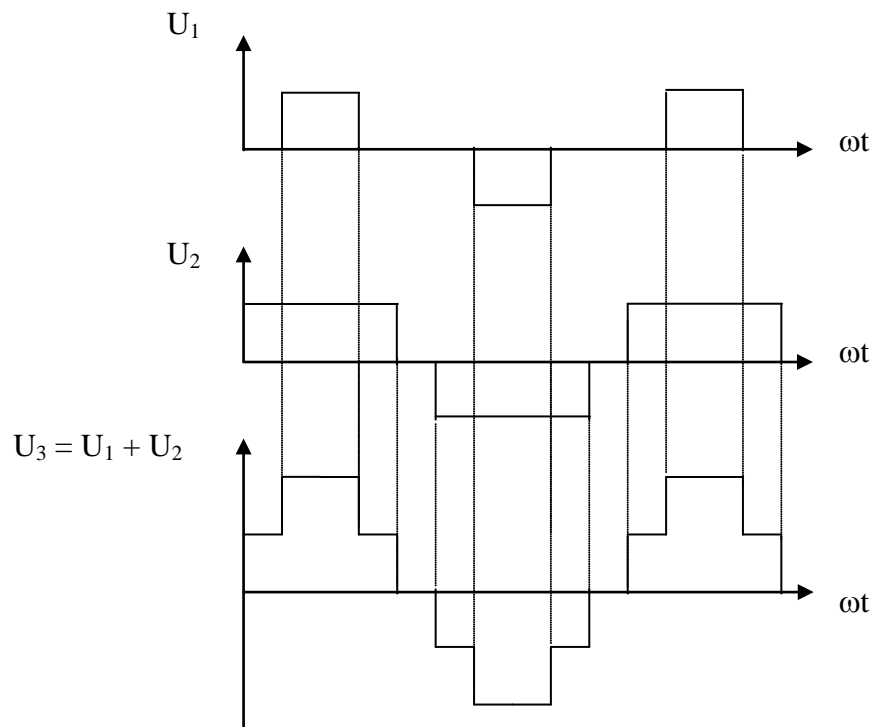


Figure III-4 – Sortie de l'onduleur non filtrée.

La tension quasi sinusoïdale est transformée en une sortie sinusoïdale avec une faible distorsion grâce à un filtre résonnant LC. La technique utilisée permet d'obtenir un compromis entre la complexité du circuit et la taille (et poids) du filtre nécessaire. La tension de sortie est régulée en modifiant le rapport cyclique des ondes rectangulaires.

III.2. ETUDE ET CONCEPTION DE L'ONDULEUR A SORTIE SINUSOÏDALE SYNTHETISEE :

L'onduleur étudié est composé de deux parties principales (figure III-5), à savoir le circuit de commande et le circuit de puissance.

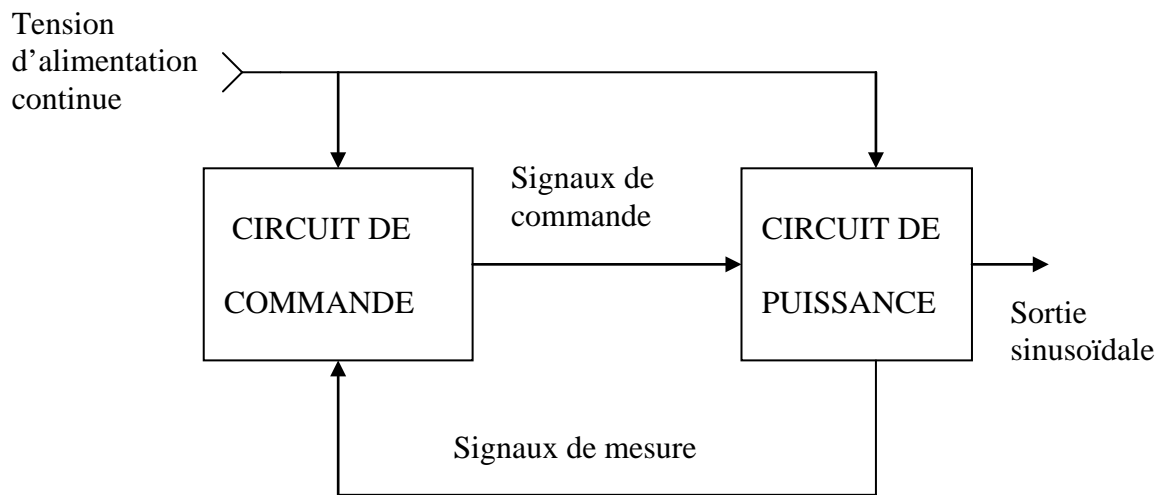


Figure III-5 – Structure générale de l'onduleur.

La partie commande est chargée de fournir les signaux nécessaires à la commutation des transistors de l'étage de puissance, la régulation de l'amplitude du signal de sortie ainsi que la protection de l'onduleur contre divers défauts de fonctionnement.

Le circuit de puissance comprend les transistors de puissance, les transformateurs de puissance ainsi que les filtres d'entrée et de sortie. Ce circuit délivre une tension de sortie alternative de forme sinusoïdale avec la puissance réclamée par les charges qui lui sont connectées.

Les signaux de mesure permettent de surveiller différents paramètres concernant l'état de l'onduleur, ils permettent d'élaborer les signaux de contrôle et de commande de l'onduleur. La tension d'alimentation continue est fournie par les batteries d'accumulateurs.

III.2.1. CIRCUIT DE COMMANDE :

L'étage de commande a pour rôle la génération, la combinaison ainsi que l'amplification en puissance des signaux d'oscillation, de régulation et de protection nécessaires à la fermeture et l'ouverture des interrupteurs de puissance qui constituent le circuit de puissance. L'architecture de la carte de commande de l'onduleur est de type modulaire (figure III-6). Chaque module réalise une des fonctions suivantes :

- Oscillation
- Régulation
- Protection
- Interface d'attaque
- Alimentation

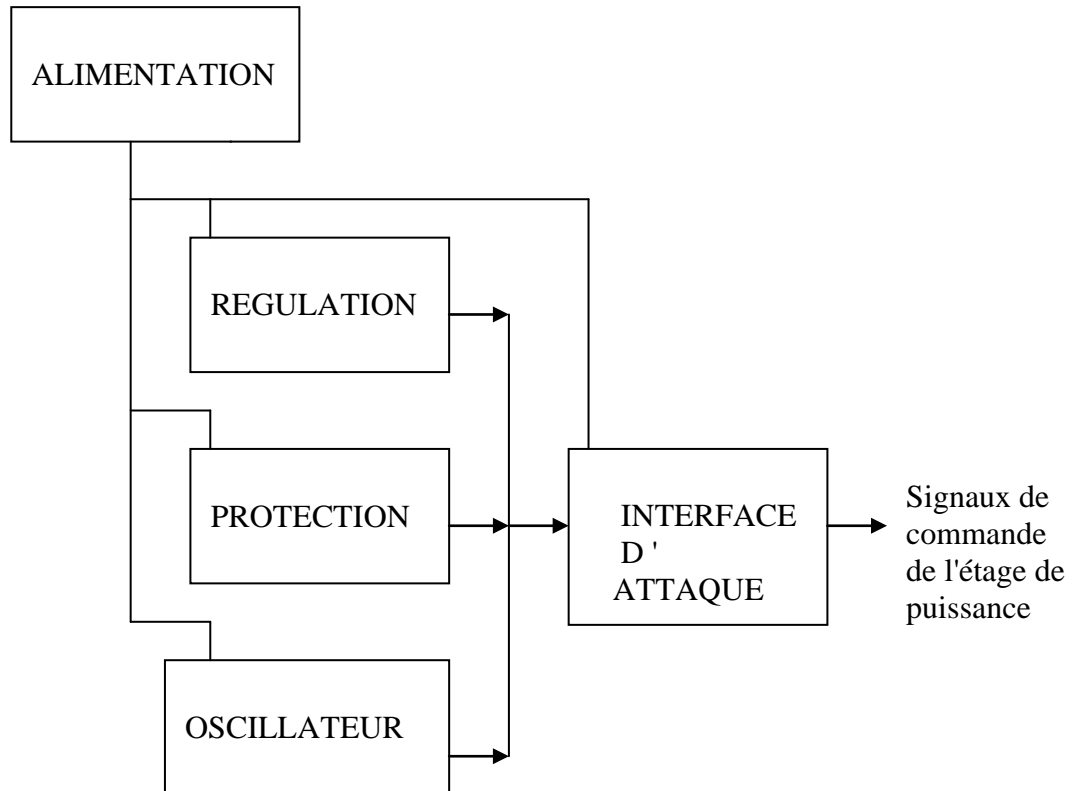


Figure III-6- Schéma synoptique du circuit de commande.

III.2.1.1. OSCILLATEUR :

La partie du circuit de commande désignée par le terme oscillateur constitue le circuit de génération de signaux. Celui-ci est chargé de l'élaboration des signaux oscillatoires de base, entrant dans la formation des signaux de commande.

III.2.1.1.1. SCHEMA SYNOPTIQUE DU CIRCUIT DE GENERATION DE SIGNAUX :

Le schéma synoptique est donné par la figure III-7. Un oscillateur à quartz (1) délivre un signal de base Q_z qui attaque un temporisateur (2). Celui-ci délivre un signal {B} rectangulaire de fréquence (200 Hz) égale à quatre fois la fréquence de sortie de l'onduleur. Une bascule (3) divise la fréquence du signal précédent par deux pour obtenir un signal carré {C} de 100 Hz.

Un intégrateur (5) convertit le signal carré en un signal triangulaire {D} de 100 Hz. Un générateur (6) délivre des impulsions {G} de 100 Hz qui attaquent une bascule (4), laquelle fournit deux signaux complémentaires {N} et {O} à une fréquence de 50 Hz.

Les impulsions {G} fournies par le générateur (6) déterminent la durée maximale de conduction des transistors de puissance.

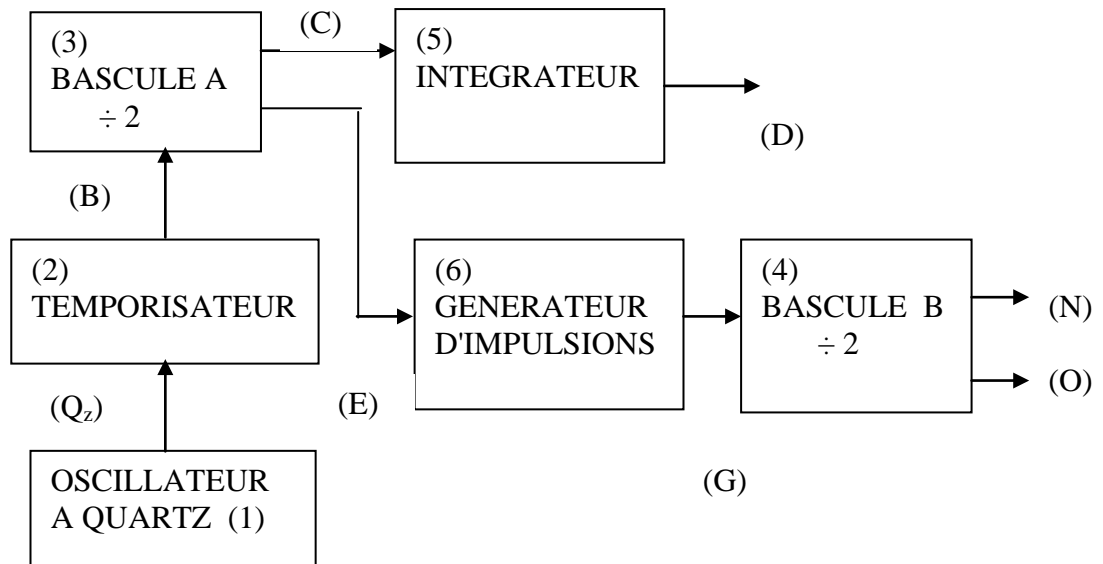


Figure III-7- Schéma synoptique du circuit de génération de signaux.

Les différents signaux de base fournis par le circuit de génération de signaux sont donnés par la figure III-8.

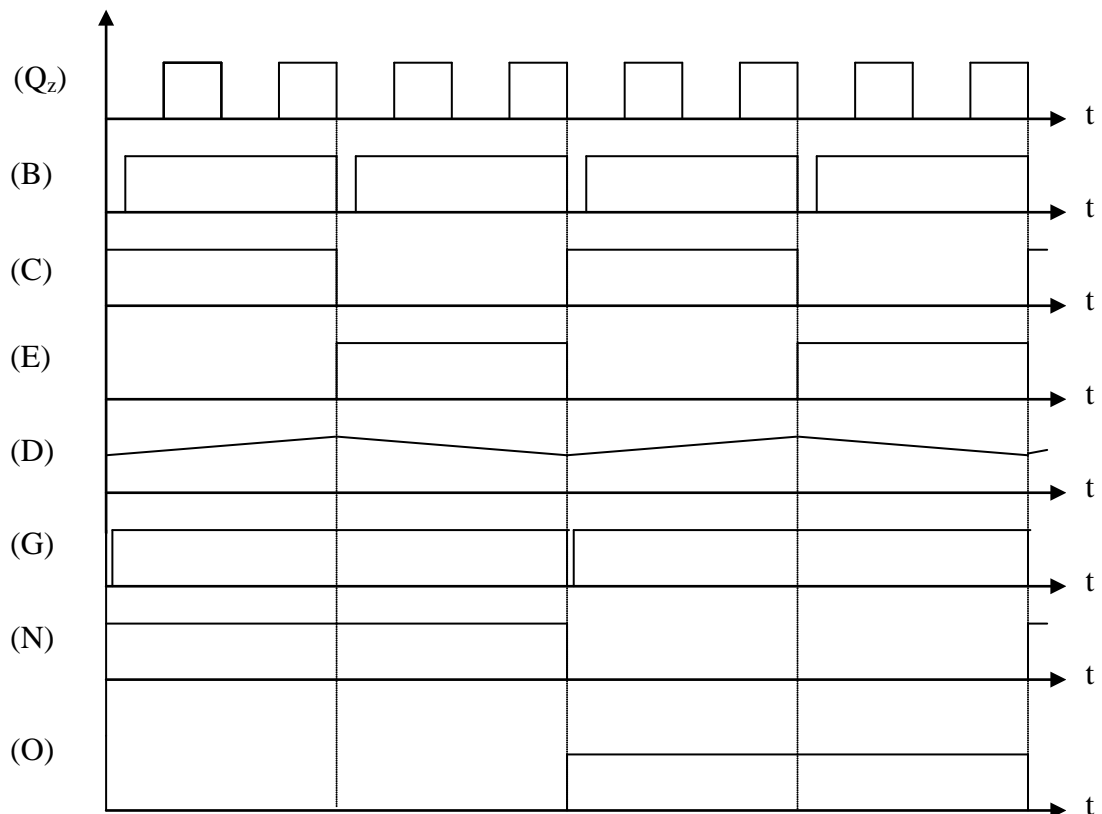


Figure III-8- Signaux de l'étage de commande.

III.2.1.1.2. CONCEPTION DU CIRCUIT DE GENERATION DE SIGNAUX :

III.2.1.1.2.1. OSCILLATEUR A QUARTZ :

Un oscillateur à quartz (figure III- 9) construit autour du circuit ICM 7038 (U_3) délivre à sa sortie (5) un signal (a) de fréquence 400 Hz (figure III-10). Le circuit est alimenté par une tension de 3.9V stabilisée par la diode zéner D_{104} et le condensateur C_5 . Le signal (a) délivré par l'oscillateur U_3 attaque le transistor T_2 qui fonctionne en commutation. Ce transistor délivre un signal carré qui est ensuite écrêté (signal b) par la diode zener D_{370} . Le signal (b) obtenu (figure III-10) au niveau de l'anode de D_{370} est injecté à l'entrée (11) (tension de contrôle) de U_{2b} .

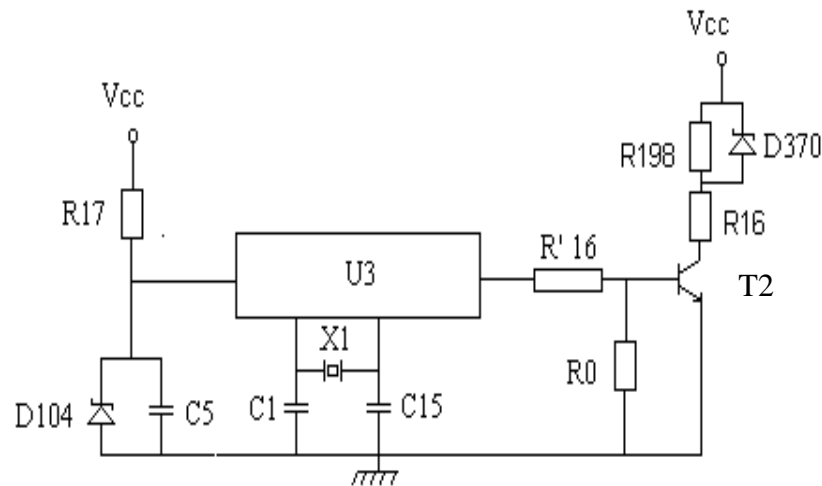


Figure III-9 – Oscillateur à quartz (U_3).

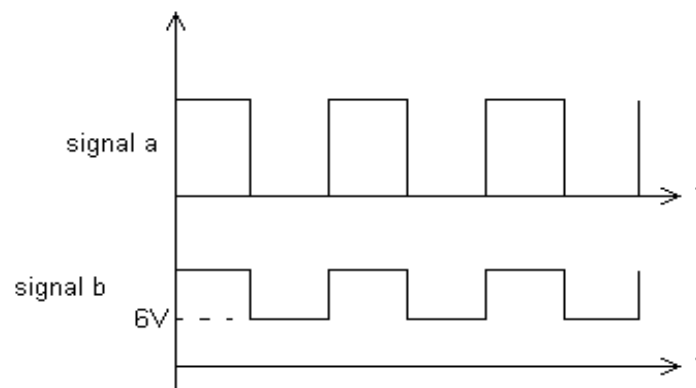


Figure III-10 – Signaux (a) et (b) du circuit U_3 .

III.2.1.1.2.2. TEMPORISATEUR :

Le circuit U_2 (ICM 7556) contient deux circuits 555. L'un d'eux (U_{2b}) est utilisé en monostable (figure III-11). Le schéma interne du 555 est utilisé (figure III-12) pour expliquer le fonctionnement de U_{2b} . Initialement, l'entrée de contrôle (signal b) est égale à V_{cc} donc $R = 0$ et $S = 1$ (les condensateurs étant déchargés). La sortie de U_{2b} (signal B) est à l'état haut. Le condensateur C_{28} se charge à travers R_{41} , C_{26} se charge grâce à R_{13} et R_{203} .

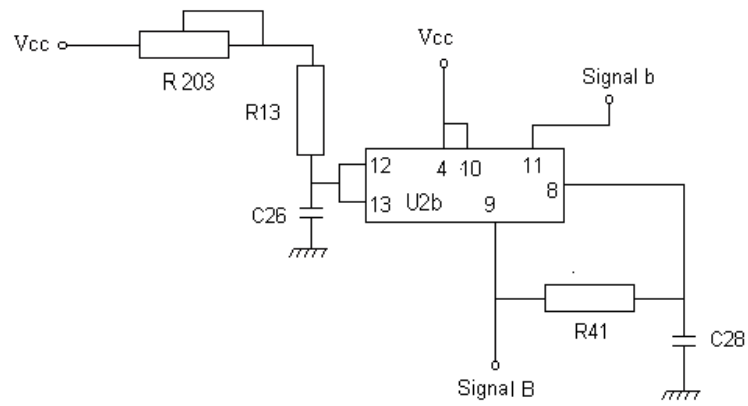


Figure III-11 – Circuit monostable (U_{2b}).

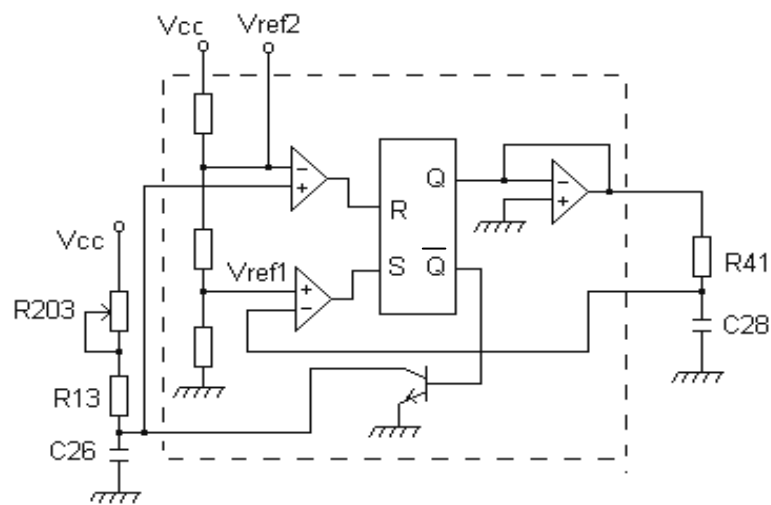


Figure III-12 – Circuit U_{2b} (avec schéma interne).

Dés que la tension de C₂₆ (signal A) a atteint la valeur de V_{ref2}, l'entrée R passe à l'état haut. Ceci provoque le basculement de la sortie de U_{2b} vers l'état bas. Le signal disponible à l'entrée R possède deux niveaux de tension 6V et 12V.

La tension aux bornes de C₂₆ ne dépasse V_{ref2} que lors de la transition de celle ci de la valeur 12V à la valeur 6V (figure III-13).

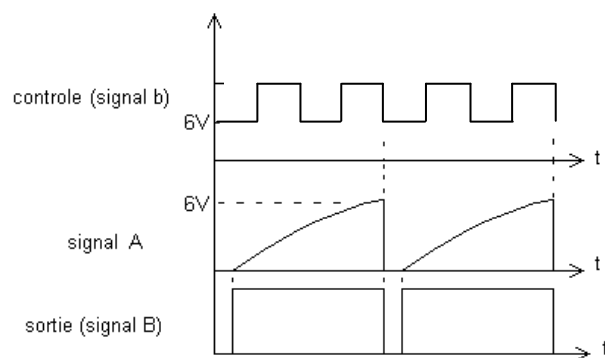


Figure III-13- Signaux du circuit U_{2b}.

La charge de C_{26} obéit à la relation suivante :

$$V_c = V_{cc} (1 - e^{-\sigma t/R_c C_c}) \quad \text{III-1}$$

avec $C_c = C_{26}$
 et $R_c = R_{13} + R_{203}$

Donc R bascule à l'état haut et la sortie à l'état bas. Ceci entraîne la décharge rapide de C_{26} et la décharge de C_{28} à travers R_{41} .

Dés que la tension de C_{28} a atteint V_{ref1} , la sortie retourne à l'état haut. Le temps nécessaire à ce basculement est déterminé par la relation III-2.

$$V_{cc} (1 - e^{-\sigma t/R_c C_c}) = V_{cc} / 4 \quad \text{III-2}$$

Avec $R_c = R_{41} = 470 \text{ k}$ et $C_c = C_{28} = 1 \text{ nF}$

on obtient $\sigma t = 0,55 \text{ ms}$

La période du signal est de 5 ms. On obtient donc à la sortie de U_{2b} un signal de fréquence 200Hz (signal B).

III.2.1.1.2.3. BASCULE A :

Le signal (B) constitue l'entrée d'horloge de la bascule U_{5a} (figure III-14) (HEF 4013) qui délivre deux signaux (C) et (E) complémentaires de fréquence 100 Hz (figure III-15).

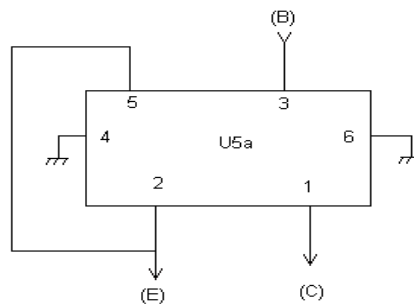


Figure III-14 - Bascule U_{5a} .

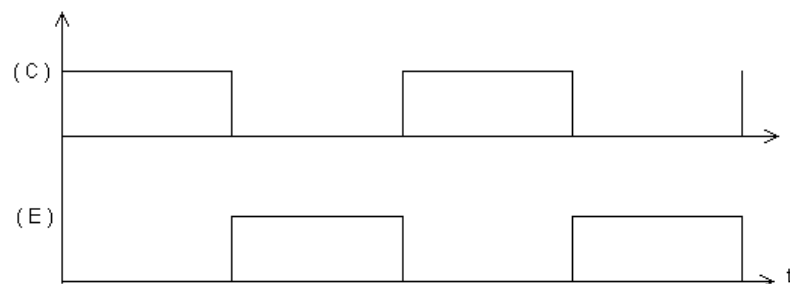


Figure III-15 – Signaux de sorties (C) et (E) de U_{5a} .

III.2.1.1.2.4. INTEGRATEUR :

Le circuit U_{4b} (LF 353) est un intégrateur. Il intègre le signal (C) issu de la bascule U_{5a}, pour délivrer un signal triangulaire. La constante d'intégration est :

$$\begin{aligned}\tau_i &= C_{36} R_{50} \\ &= 4,84 \text{ ms} \sim 5 \text{ ms}\end{aligned}\quad \text{III-3}$$

Le signal triangulaire est décalé de 6V grâce au niveau de tension présent à l'entrée non inverseuse de U_{4b} (figure III-16), cette tension est déterminée par les résistances R₄₂, R₅₇ et le potentiomètre R₂₀₄ qui permet d'affiner le réglage.

Le circuit construit autour de U_{4b} est un générateur de signal (signal D, figure III-8) commandé par le signal (C) issue du circuit U_{5a}.

Le circuit U_{4b} est un intégrateur, la constante d'intégration est déterminée par R₅₀, C₃₆ car la valeur élevée de R₅₆ (2,2 MΩ) permet de la considérer comme un circuit ouvert. La valeur du condensateur C₃₄ étant très supérieure à C₃₆, C₃₄ peut être donc considéré comme un circuit ouvert. Alors :

$$V_{out} = \frac{1}{R_{50}C_{36}} \int V_{in} dt \quad \text{III-4}$$

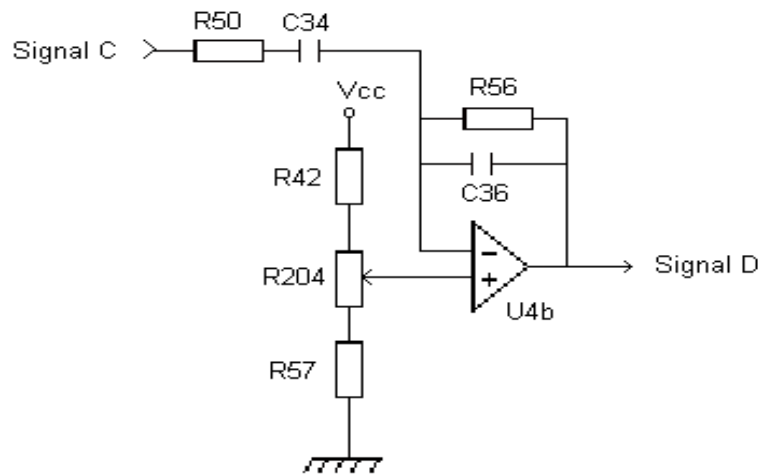


Figure III-16- Circuit intégrateur U_{4b}.

Les éléments R₅₆, C₃₄ ont été ajoutés pour ajuster la forme du signal de sortie de manière à obtenir un signal triangulaire parfait. La fonction globale de transfert de cet intégrateur est la suivante :

$$\left. \begin{aligned} \frac{V_{DC} - V_{out}}{V_{in} - V_{DC}} &= \frac{sR_{56}C_{34}}{(sC_{36}R_{56} + 1)(sR_{50}C_{34} + 1)} \\ \text{ou} \\ V_{out} &= V_{DC} + (V_{in} - V_{DC}) \frac{sR_{56}C_{34}}{(sC_{36}R_{56} + 1)(sR_{50}C_{34} + 1)} \end{aligned} \right\} \quad \text{III-5}$$

La pente du signal triangulaire est principalement fixée par les éléments R_{50} et C_{36} . La relation qui donne le signal triangulaire (portion avec pente négative) est calculée en négligeant les éléments d'ajustement C_{34} et R_{56} (R_{56} très large et $C_{34} \gg C_{36}$)

En choisissant l'unité du temps en ms on obtient une relation qui a approximativement la forme suivante :

$$V_{out} = 6 - 1,2t \quad \text{III-6}$$

(t en ms)

Les portions du signal triangulaire avec pente positive sont régies par la relation suivante :

$$V_{out} = 6 + 1,2t \quad \text{III-7}$$

t en ms

On obtient un signal triangulaire ayant une fréquence de 100Hz (le double de la fréquence de sortie de l'onduleur). Le niveau continu de décalage du signal (D) est fixé par les résistances R_{42} , R_{52} et le potentiomètre R_{204} . Ces éléments injectent la tension $V_{DC} = 6,2V$ à l'entrée non inverseuse de U_{4b} :

$$V_{DC} = \frac{V_{CC}}{R_{42} + R_{57} + R_{204}} (R_{57} + \nu R_{204}) \quad \text{III-8}$$

$$= 6,2V$$

La fraction de réglage ν du potentiomètre est choisie de façon à avoir un niveau continu de 6,2V pour le signal (D).

III.2.1.1.2.5. GENERATEUR D'IMPULSIONS :

Le circuit U_{6c} est utilisé pour créer les impulsions G (figure III-17).

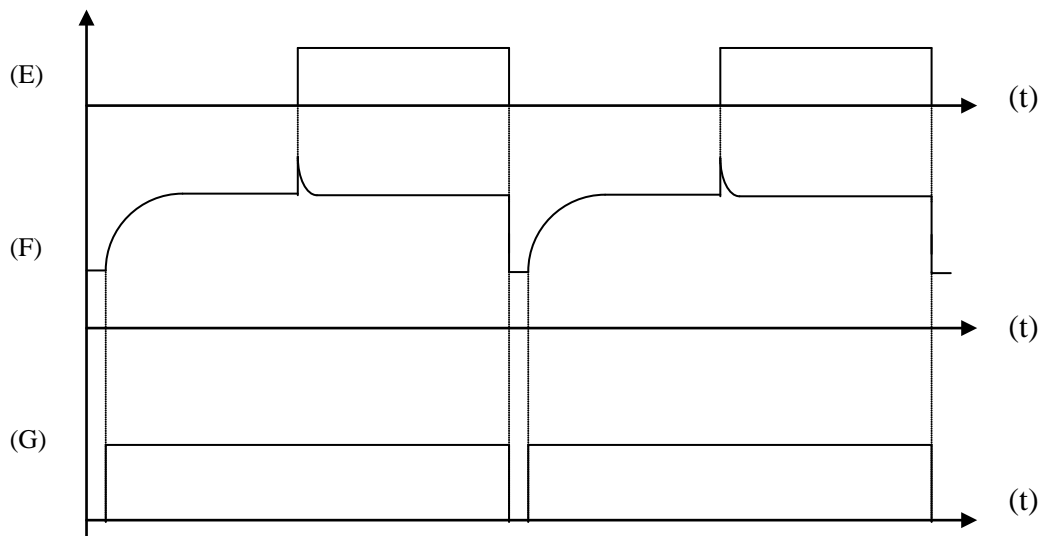


Figure III-17- Signaux E, F et G du circuit U_{6c} .

Le signal G est produit par le circuit U_{6c} (figure III-18) qui compare la tension de charge du condensateur C_{37} (signal F) avec la tension de référence de 6,2V. La charge et la décharge de C_{37} sont commandées par la sortie complémentaire de la bascule U_{5a} (signal E).

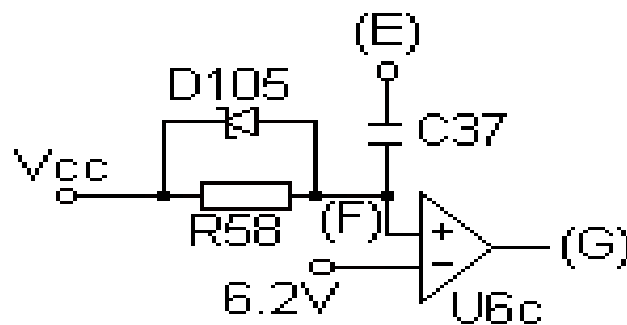


Figure III-18 – Circuit U_{6c} .

Le signal F est créé par la charge de C_{37} à travers R_{58} , quand la sortie de U_{5a} est au niveau bas. Dès cette sortie passe au niveau haut, le signal F dépasse 12V, le courant dans R_{58} s'inverse. La diode D_{105} devient conductrice, ce qui provoque alors la décharge de C_{37} . Ceci empêche l'accroissement du signal F provoqué par le décalage dû au niveau du signal E. Le signal F suit le signal E quand celui-ci est au niveau haut. Dès que le signal E repasse au niveau bas, le condensateur C_{37} se recharge.

III.2.1.1.2.6. BASCULE B :

On obtient également à partir du signal G qui est l'entrée horloge de la bascule U_{5b} (Figure III-19), deux signaux complémentaires N et O (figure III-20) de fréquence 50 Hz. Les signaux N, O, M et L sont combinés entre eux en incluant les signaux issus des circuits de protection.

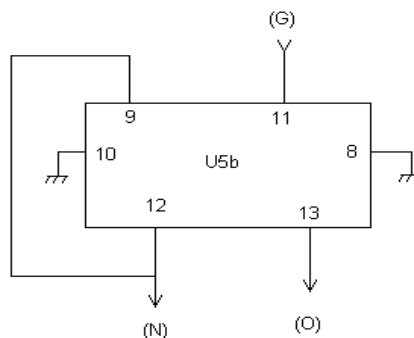


Figure III-19- Circuit bascule U_{5b} .

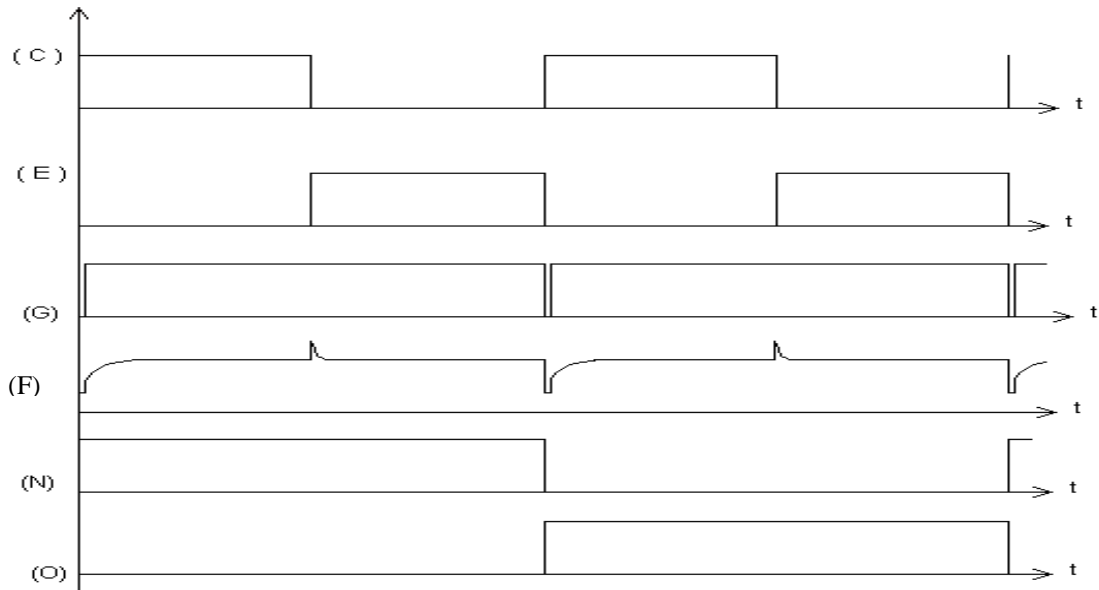


Figure III- 20 - Signaux C, E, F, G, N, O du circuit de commande.

III.2.1.2. REGULATION :

Le circuit de régulation stabilise l’amplitude de la tension de sortie en modifiant la largeur des impulsions de commande des transistors de puissance. Cette régulation est nécessaire pour compenser les perturbations provoquées par la variation de la tension d’entrée et de la charge connectée à la sortie de l’onduleur. La durée de conduction des transistors de puissance dépend de la valeur de la tension continue élaborée à partir du signal délivré par l’intégrateur d’erreur. Cette erreur varie selon la différence entre une tension de référence et la mesure de la tension de sortie.

III.2.1.2.1. SCHEMA SYNOPTIQUE DU CIRCUIT DE REGULATION :

Le schéma synoptique du circuit de régulation est donné par la figure III-21.

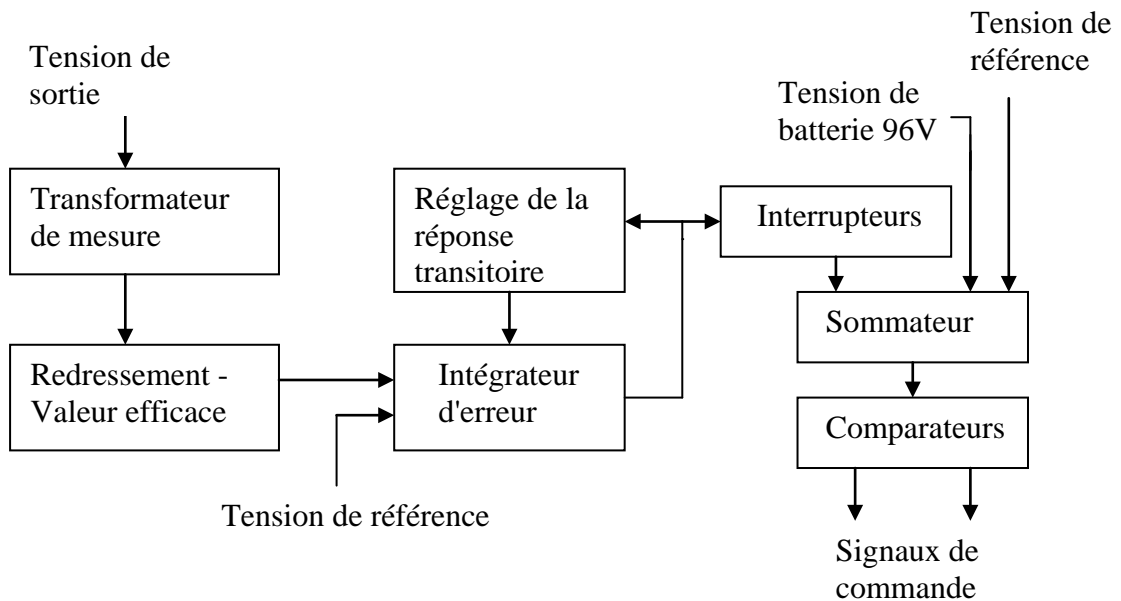


Figure III-21- Schéma synoptique du circuit de régulation.

III.2.1.2.2. DESCRIPTION DU CIRCUIT DE REGULATION :

III.2.1.2.2.1. TRANSFORMATEUR DE MESURE :

Le transformateur de mesure (T_{fed} , figure III-24) est un transformateur abaisseur 220V/15V qui fournit un signal alternatif, utilisé par le circuit de régulation pour suivre l'amplitude de la tension de sortie de l'onduleur.

III.2.1.2.2.2. MESURE DE LA VALEUR EFFICACE DE LA TENSION DE SORTIE :

La tension de sortie est abaissée par un transformateur de tension (T_{fed}), puis redressée par un pont de diodes (D_{354}). Ce pont fournit une tension U_d (Figure III-22) qui est proportionnelle à la valeur efficace U_{eff} de la tension alternative, à condition que cette grandeur ne s'écarte pas de manière importante de l'onde sinusoïdale [30].

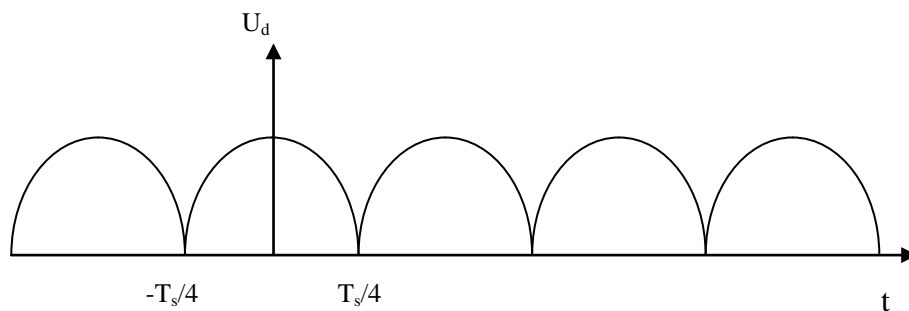


Figure III-22 - Signal de mesure de la tension alternative.

Le signal de mesure U_d de la tension de sortie alternative est constitué d'arches sinusoïdales (2 sommets par période T_s de la tension à redresser)

$$U_d = U_{dM} \cos \omega t \quad \text{III-9}$$

La valeur efficace de la tension U_d est :

$$U_{deff} = \left[\frac{1}{T_s} \int_{-T_s/4}^{T_s/4} U_d^2 dt \right]^{1/2} \quad \text{III-10}$$

$$U_{deff} = \frac{U_{dM}}{\sqrt{2}} \quad \text{III-11}$$

Cette tension est proportionnelle à la valeur efficace du signal alternatif de sortie de l'onduleur. Pour $U_{dM} = 15V$, on obtient $U_{deff} = 15/\sqrt{2}$.

III.2.1.2.2.3. INTEGRATEUR D'ERREUR :

Pour réaliser l'intégrateur, on utilise la structure donnée par la figure III-23.

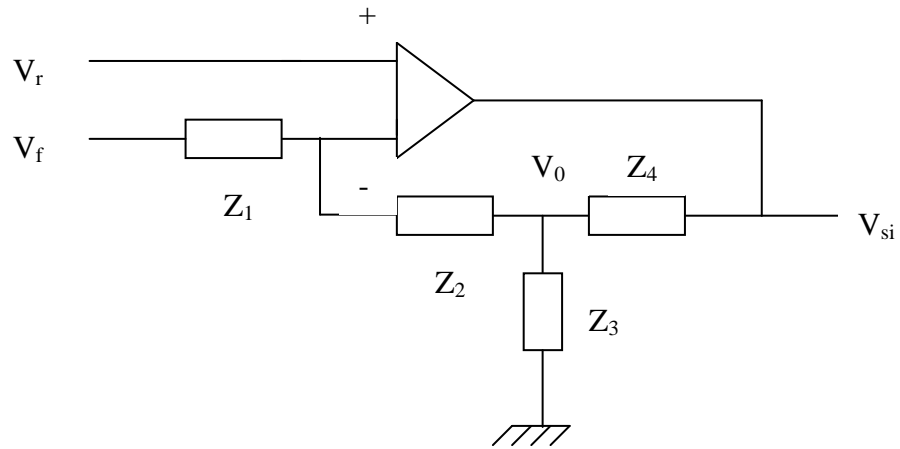


Figure III-23- Structure de l'intégrateur d'erreur.

Le comportement de ce circuit est régi par l'équation suivante :

$$\frac{V_f - V_r}{Z_1} = \frac{V_r}{Z_3} + (V_r - V_f) \frac{Z_2}{Z_1 Z_3} + \frac{V_r}{Z_4} + (V_r - V_f) \frac{Z_2}{Z_1 Z_4} - \frac{V_{si}}{Z_4} \tag{III-12}$$

La tension de sortie est déterminée grâce à la relation suivante :

$$V_{si} = (V_r - V_f) \frac{Z_4}{Z_1} + (V_r - V_f) \frac{Z_2}{Z_1} + V_r \frac{Z_4}{Z_3} + V_r \tag{III-13}$$

En choisissant les impédances Z_1, Z_2, Z_3 et Z_4 de la manière suivante :

$$\left. \begin{aligned} Z_1 &= R_1 \\ Z_2 &= \frac{1}{sC_{1i}} \\ Z_3 &= \frac{1}{sC_{2i}} \\ Z_4 &= \frac{R_2}{1 + sR_2C_{3i}} \end{aligned} \right\} \tag{III-14}$$

On obtient l'expression de la tension de sortie :

$$V_{si} = (V_r - V_f) \frac{R_2}{R_1(1 + sR_2C_{3i})} + (V_r - V_f) \frac{1}{sR_1C_{1i}} + V_r \frac{1}{sC_{2i}(1 + sR_2C_{3i})} + V_r$$

La tension de sortie de l'amplificateur est formée par la somme de plusieurs termes :

$(V_r - V_f) / sR_1C_{1i}$ représente l'intégration du signal d'erreur ϵ .

$(V_r - V_f) R_2 / R_1 (1 + s R_2C_{3i})$ représente un circuit de lissage du premier ordre.

$V_r / sC_{2i} (1 + s R_2C_{3i})$ représente un circuit de lissage du second ordre.

On voit donc que le réseau R_1, C_{3i}, C_{2i} joue le rôle de circuit de lissage afin d'éliminer les ondulations présentes dans le circuit de contre réaction de l'intégrateur.

Dans le but d'obtenir le signal représentant l'intégration du signal d'erreur, sans être gênés par les constantes de temps introduites par les circuits de lissage, on prend le signal aux bornes de l'impédance Z_3 (figure III-23), c'est à dire la tension V_{0i} :

$$V_{0i} = (V_r - V_f) \frac{1}{sR_1C_{1i}} + V_r \tag{III-16}$$

V_{0i} est l'intégrale du signal $(V_r - V_f)$ avec une constante d'intégration égale R_1C_{1i} . On introduit un décalage de la tension V_{0i} grâce au terme V_r car l'amplificateur intégré étant alimenté par une seule tension continue positive, il est nécessaire de tenir compte du fait que le résultat de l'intégration peut être négatif.

Un intégrateur construit autour du circuit U_{1a} (Figure III-24) intègre la différence entre l'image V_f de la tension de sortie fournie par le réseau R_{36}, R_{201}, R_{35} et la tension de référence V_r . La tension V_r est fixée par les résistances R_{29}, R_{30} .

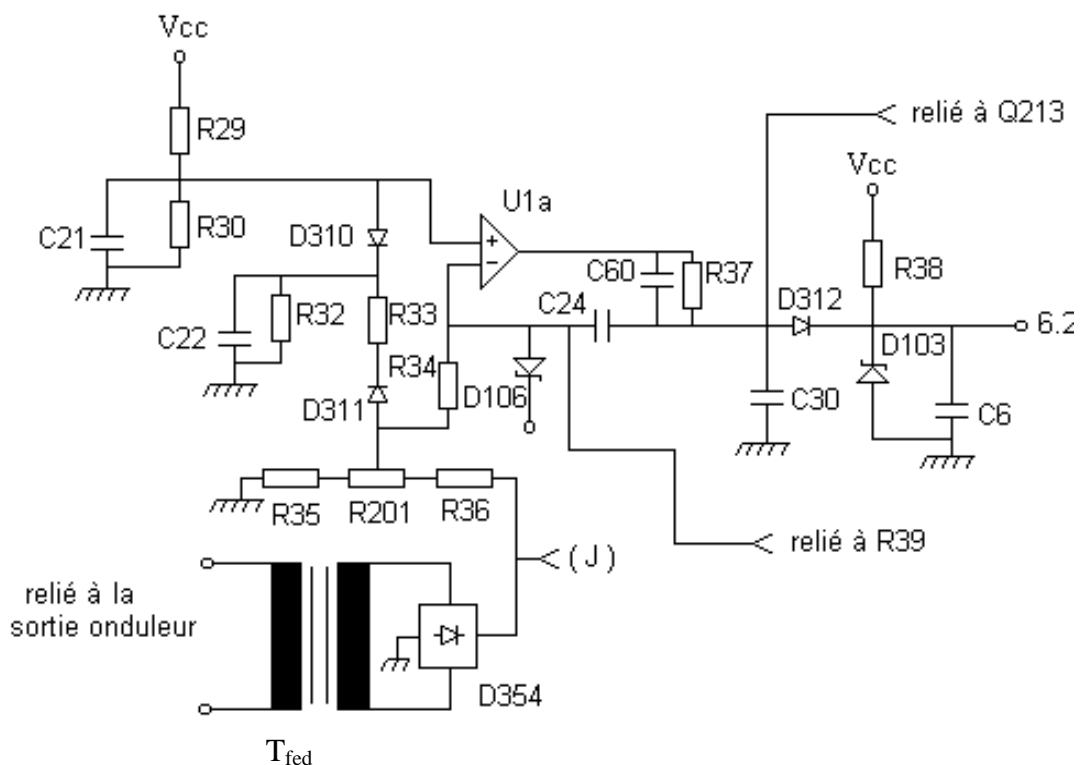


Figure III-24- Circuit intégrateur d'erreur U_{1a} .

$$\begin{aligned}
 V_r &= V_{cc} \frac{R_{30}}{R_{29} + R_{30}} \\
 &= 4,86V
 \end{aligned}
 \tag{III-17}$$

$$V_f = U_{deff} \frac{R_{35} + \alpha_i R_{201}}{R_{36} + R_{35} + R_{201}}$$

α_i est la fraction de réglage du potentiomètre R_{201} . Le signal d'erreur ε est :

$$\varepsilon = V_f - V_r \tag{III-18}$$

Le signal d'erreur doit être nul quand la tension de sortie atteint sa valeur nominale (220V)

$$V_f = V_r = 4,86V$$

$$\varepsilon = 0$$

$$V_f = V_r$$

On détermine la fraction α_i du potentiomètre R_{201} :

$$\alpha_i = 0,46 \text{ (avec } U_{dM} = 15V \text{)}$$

La diode zener D_{106} limite la valeur inférieure de la tension à l'entrée inverseuse de l'intégrateur. La valeur supérieure de la tension de sortie de U_{1A} est limitée à 6,2V par le réseau R_{38} , D_{103} et C_6 .

III.2.1.2.2.4. REGLAGE DE LA REPOSE TRANSITOIRE :

Durant les phases où la charge à la sortie de l'onduleur s'annule brusquement, la réponse transitoire du régulateur de tension est modifiée grâce à l'utilisation du circuit construit autour de U_{1B} , U_{2A} , U_{6D} et U_{7A} , U_{7B} (figure III-25).

A la cathode de la diode D_{309} , on a le même signal que U_d (des arches de sinusoides), à partir duquel un signal peut être obtenu avec la diode D_{307} et un filtrage passe bas (R_{40} , C_{20}). Ce réseau intègre la tension U_d . Aux bornes du condensateur C_{20} , on a la tension continue V_{20} qui atteint la tension maximale U_{dM} de la tension U_d avec une constante de temps τ_f fixée par R_{40} , C_{20} :

$$\left. \begin{aligned}
 \tau_f &= R_{40}C_{20} = 33ms \\
 V_{20} &= U_{dM}
 \end{aligned} \right\} \tag{III-19}$$

Le condensateur se décharge très faiblement à travers les résistances de charge R_{24} , R_{25} qui sont très élevées ($R_{24} = R_{25} = 560 \text{ M}\Omega$). Une fraction de la tension V_{20} fixée par R_{24} , R_{25} se retrouve à l'entrée inverseuse du comparateur V_{1B} :

$$V_{-1B} = U_{dM} \frac{R_{25}}{R_{24} + R_{25}} \tag{III-20}$$

$$= \frac{U_{dM}}{2}$$

L'autre entrée de U_{1B} est une tension qui a la même forme que le signal présent à la cathode de D_{309} (arches de sinusoïdes). L'amplitude de cette entrée V_{+1B} est déterminée par R_{26} , R_{27} et le réglage du potentiomètre R_{202} .

$$V_{+1B} = U_d \frac{R_{26} + \gamma R_{202}}{R_{26} + R_{27} + R_{202}} \tag{III-21}$$

γ étant la fraction de réglage du potentiomètre R_{202} .

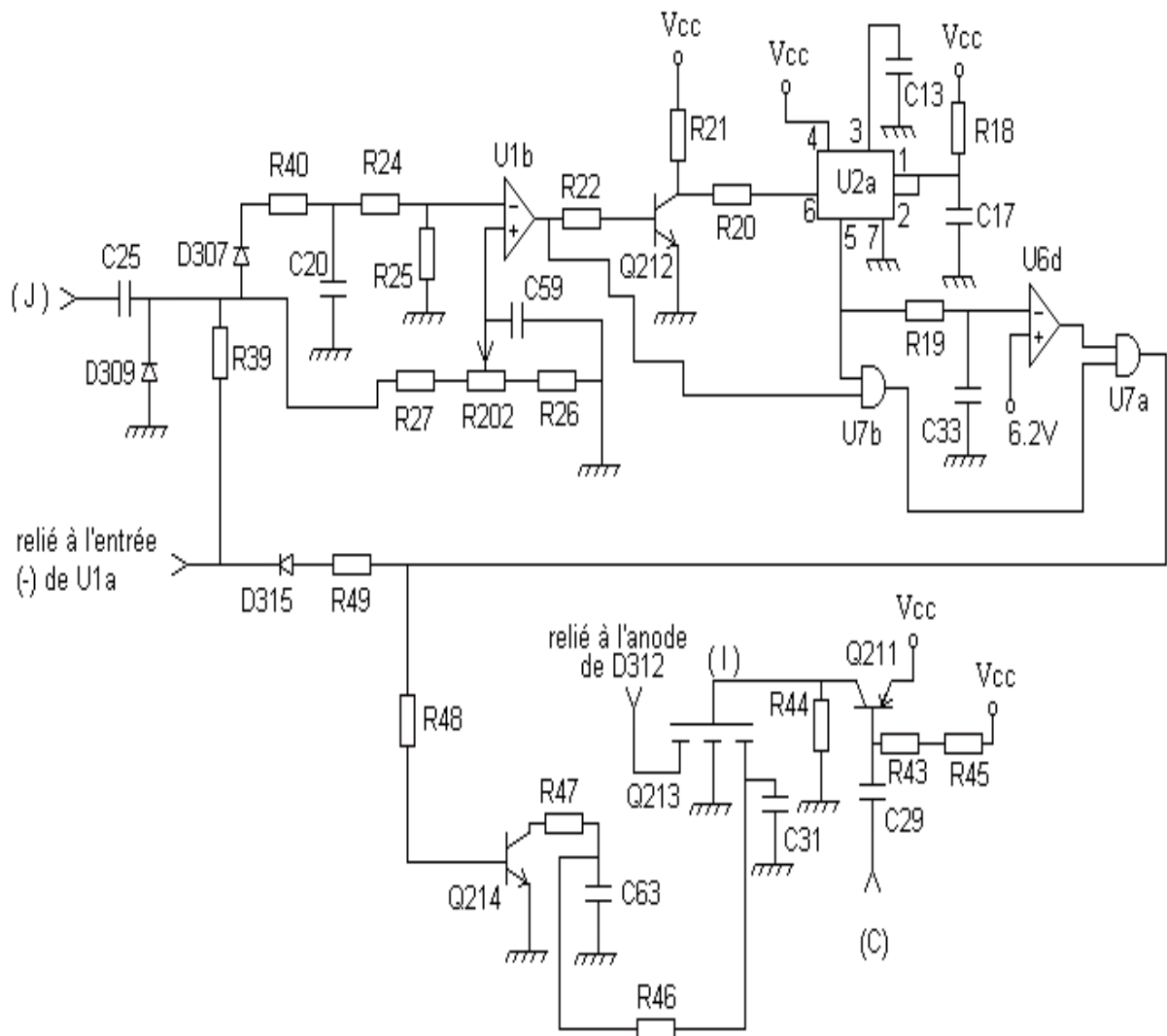


Figure -III -25- Circuits de réglage de la réponse transitoire.

Le circuit U_{1B} effectue donc la comparaison entre ses deux entrées et génère un train d'impulsions à sa sortie (figure III-26).

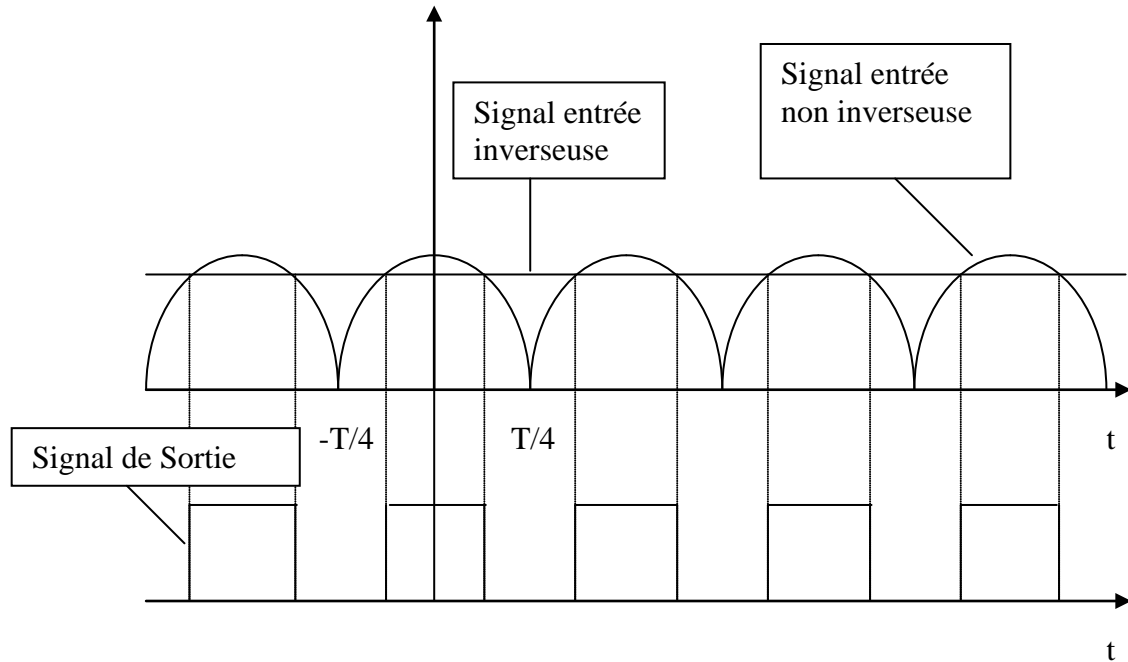


Figure III-26- Signaux du circuit U_{1b}

Le niveau logique du train d'impulsions délivré par U_{1b} est inversé par le transistor Q₂₁₂ dont le collecteur attaque à travers la résistance R₂₀, l'entrée «déclencheur» du circuit monostable U_{2a}. Sur le front descendant (Figure III-27) des impulsions d'entrée de U_{2a} ; la sortie de ce circuit délivre des impulsions dont la durée τ_{i1} est fixée par R₁₈ et C₁₇ :

$$\tau_{i1} = 1.1 R_{18} C_{17} = 242 \text{ ms} \quad \text{III-22}$$

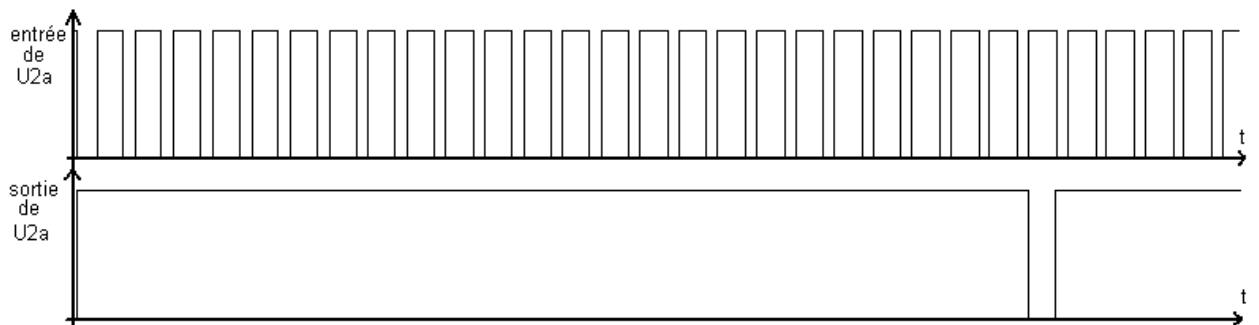


Figure III-27- Signaux du «déclencheur» et du circuit U_{2a}

Les signaux de sortie de U_{1b} et U_{2a} sont combinés (figure III-25) par la porte ET (U_{7b}). La sortie de U_{2a} est aussi utilisée pour attaquer l'intégrateur formé par R_{19} , C_{33} . Cet intégrateur génère un signal qui est injecté à l'entrée inverseuse de U_{6d} . Le signal est comparé avec la tension de référence de 6,2V. On obtient les signaux donnés par la figure (III-28).

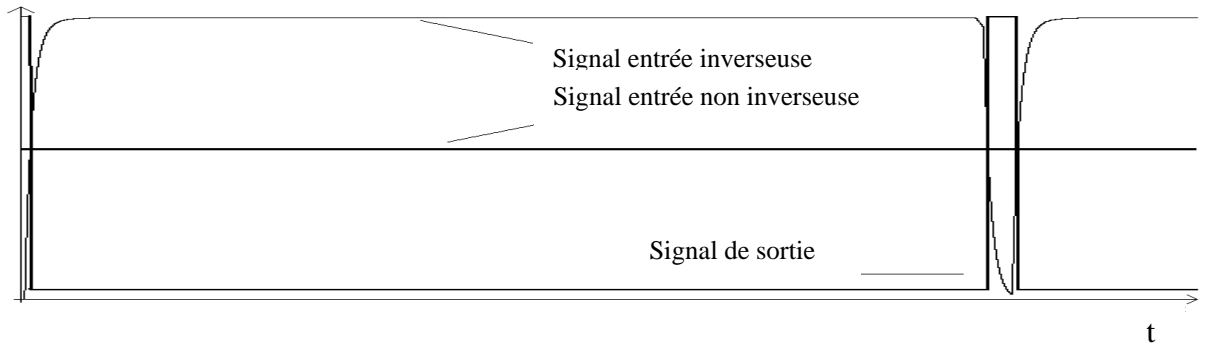


Figure III- 28 - Signaux du circuit U_{6d} .

La constante de temps de l'intégrateur est donnée par :

$$\begin{aligned} \tau_2 &= R_{19} C_{33} \\ &= 18 \text{ ms} \end{aligned} \quad \text{III-23}$$

A la sortie du comparateur U_{6d} , on obtient une impulsion toutes les 242 ms. Cette impulsion est décalée d'un temps t_{p1} , instant où l'entrée inverseuse de U_{6d} atteint la valeur de 6,2V. Cet instant est déterminé par la résolution de l'équation ci dessous :

$$6,2V = R_{19}C_{33} \frac{dV}{dt} + C_{33} \quad \text{III-24}$$

V_{C33} est la tension aux bornes du condensateur C_{33} . La solution de cette équation est :

$$V_{C33} = 12(1 - e^{\frac{-t_1}{R_{19}C_{33}}}) \quad \text{III-25}$$

Pour $V_{C33} = 6,2V$, on trouve $t = t_{p1} = 13,09 \text{ ms}$.

La sortie du comparateur U_{6d} repasse à zéro à l'instant t_{p2} déterminé par l'équation suivante :

$$V_{C33} = 12(-e^{\frac{-t_2}{R_{19}C_{33}}} + 1) \quad \text{III-26}$$

Pour $V_{C33} = 6,2V$, on trouve $t_{p2} = 11,89 \text{ ms}$.

Le temps t_{p2} est le décalage entre l'instant de la commutation de U_{6d} , de l'état haut à l'état bas, relativement à l'impulsion délivrée par U_{2a} . On trouve que la largeur de l'impulsion à la sortie de U_{6d} est plus courte de 1,2 ms ($t_{p1} - t_{p2} = 1,2$ ms) que l'impulsion fournie par U_{2a} (figure III-29).

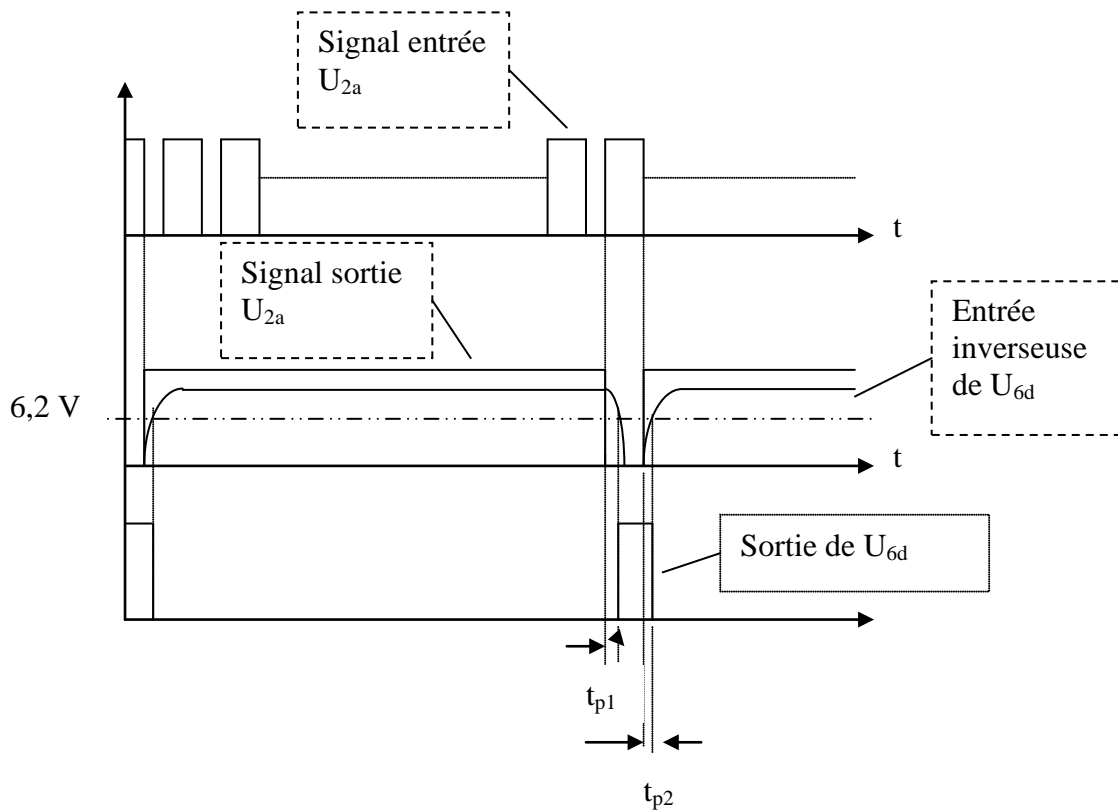


Figure - III-29- Signaux des circuits U_{2a} et U_{6d} .

La porte U_{7a} réalise la combinaison de signaux de sortie correspondants à U_{6d} et U_{7b} . Le front haut du signal de sortie de U_{7a} provoque l'arrêt de l'intégration effectuée par le circuit intégrateur U_{1a} . Pendant l'état haut de la sortie de U_{7a} , la sortie de l'intégrateur diminue (tension aux bornes de C_{30}). On voit donc, la manière d'agir sur l'intégrateur, quand il y'a une brusque variation du signal de sortie de l'onduleur, en utilisant l'ensemble U_{1b} , U_{2a} , U_{6d} , U_{7b} et U_{7a} (figure III-30).

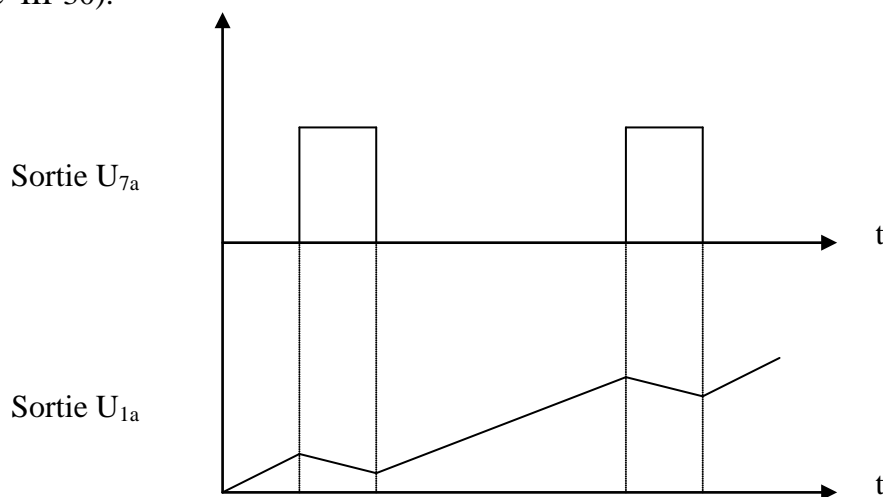
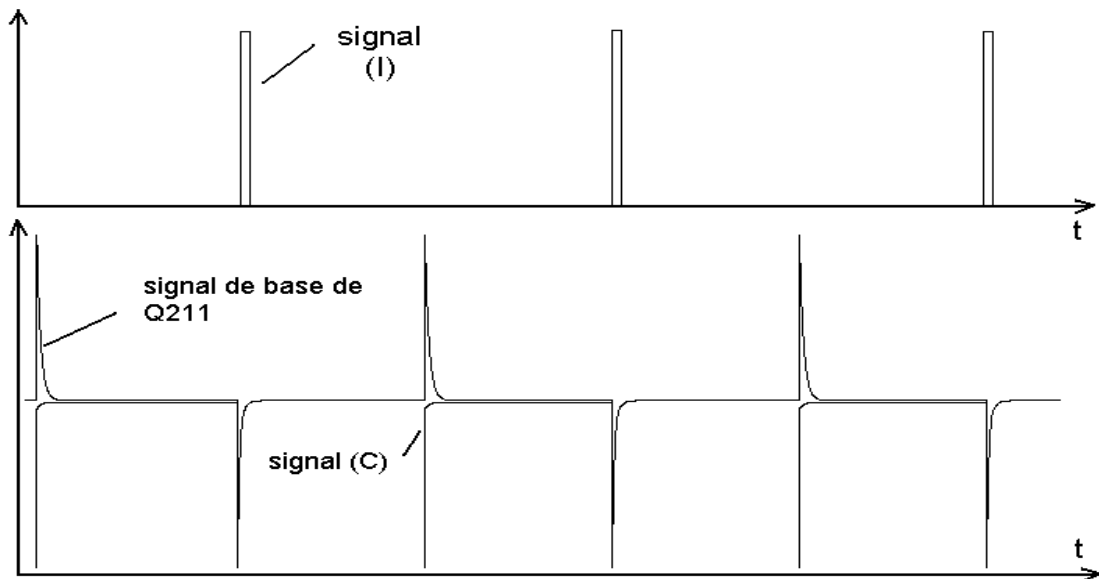


Figure III-30- Signaux de sortie de U_{1a} et U_{7a}

III.2.1.2.2.5. INTERRUPTEURS :

La porte U_{7a} commande simultanément le transistor Q_{214} (figure III-25) qui entraîne, lors de sa fermeture, une décharge partielle du condensateur C_{31} . La charge de C_{31} est effectuée grâce au mosfet Q_{213} dont la fermeture est réalisée pendant de brèves impulsions délivrées par le transistor Q_{211} . Le signal de base de Q_{211} est obtenu en utilisant une bascule U_{5a} qui génère (signal C) des créneaux de fréquence 100 Hz (figure III- 31).

Figure III-31- Signaux C, I et commande de base du transistor Q_{211} .

Le condensateur C_{29} délivre à la résistance R_{43} un potentiel de 12V qui bloque le transistor Q_{211} .

Le front montant de la sortie (signal C) de U_{5a} entraîne l'accroissement de ce potentiel jusqu'à 24 V, Q_{211} étant toujours bloqué. Le front descendant du signal réalise la décharge complète de C_{29} , ceci provoque l'apparition d'une courte impulsion au collecteur de Q_{211} et la fermeture du mosfet Q_{213} . Le potentiel présent au drain de Q_{213} est transmis à sa source. Ce potentiel provient de la sortie de l'intégrateur d'erreur U_{1a} .

Le condensateur C_{31} se charge grâce au potentiel délivré par la source de Q_{213} . Ce potentiel est transmis à travers la résistance R_{46} pendant le blocage du transistor Q_{214} vers l'additionneur U_{4a} . La fermeture de Q_{214} est commandée par des impulsions issues de la porte ET (U_{7a}). Pendant la conduction de Q_{214} , le condensateur C_{31} se décharge partiellement.

L'impulsion de commande de Q_{214} est la réaction de l'ensemble des circuits U_{1b} , U_{2a} , U_{6d} , U_{7a} à une brusque variation de la charge connectée à la sortie de l'onduleur (par exemple une disparition totale de la charge).

III.2.1.2.2.6. SOMMATEUR :

La charge aux bornes de C_{31} est appliquée à l'additionneur U_{4a} à travers la résistance R_{46} , le condensateur C_{63} élimine les transitoires rapides dus aux commutations. La tension continue issue du circuit de régulation est additionnée (figure III-32) à la tension de référence 6,2V. La somme de ces deux tensions influe sur le niveau de décalage du signal triangulaire issu de U_{4b} .

Le circuit additionneur U_{4a} effectue la sommation V_{som} des tensions correspondant au signal (D), U (tension de batterie de 96V) et de V_f tension correspondant à l'intégration de la tension d'erreur (potentiel aux bornes du condensateur C_{63}) ainsi que la tension V_{DC} (6,2V).

Les différentes résistances sont calculées de manière à obtenir une tension de sortie V_{som} de forme triangulaire variant entre 0 et 6V dont le niveau continu minimum est de 3V, ce niveau s'accroît avec la tension d'erreur (V_f) et la tension de batterie (U).

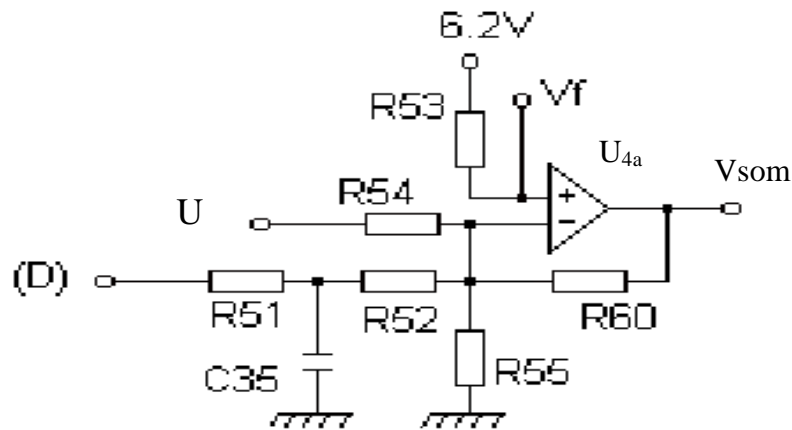


Figure III-32- Circuit sommateur U_{4a}

III.2.1.2.2.7. COMPARETEURS :

La tension V_{som} est comparée par les circuits U_{6a} et U_{6b} (figure III-33) aux tensions V_{r1} et V_{r2} pour former les signaux (M) et (L). La tension V_{som} correspond au signal K (figure III-34) Les tensions V_{r1} et V_{r2} sont respectivement déterminées par les résistances R_{61} , R_{64} et R_{67} , R_{68} .

$$V_{r1} = V_{CC} \frac{R_{64}}{R_{61} + R_{64}} \quad \text{III-27}$$

$$V_{r2} = V_{CC} \frac{R_{67}}{R_{67} + R_{68}}$$

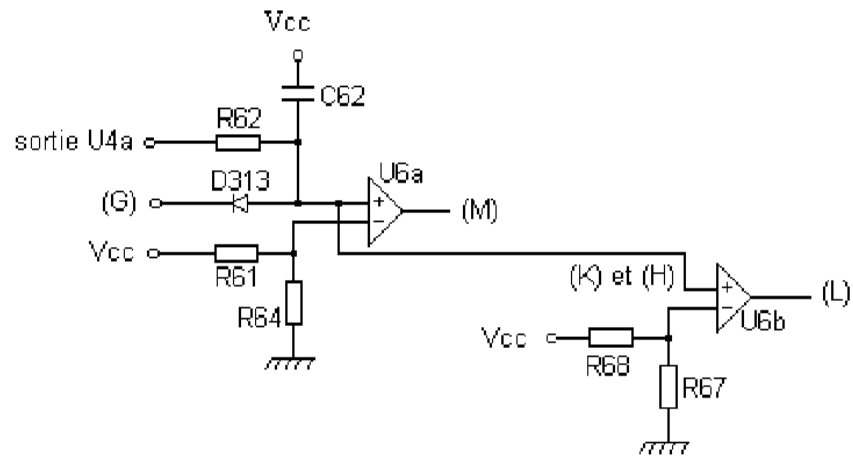


Figure III-33- Circuits comparateurs U_{6a} et U_{6b}

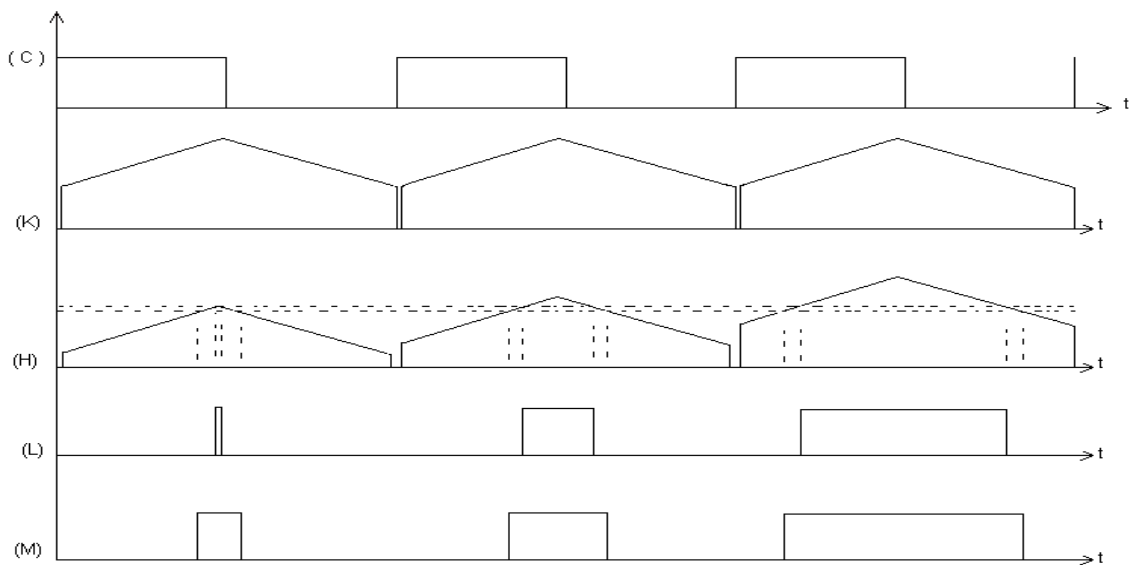


Figure III-34- Signaux C, K, H, M, L

Les signaux (M) et (l) sont modulés en largeur (PWM ou Pulse Width Modulation) afin de réguler l'amplitude du signal de sortie de l'onduleur. Toute variation du signal de sortie provoque une variation proportionnelle de la largeur des impulsions de commande. Cette variation de la sortie se traduit par la modification ΔV_{som} du niveau continu de la tension V_{som} , ceci entraîne donc une variation Δt_{som} des impulsions de commande.

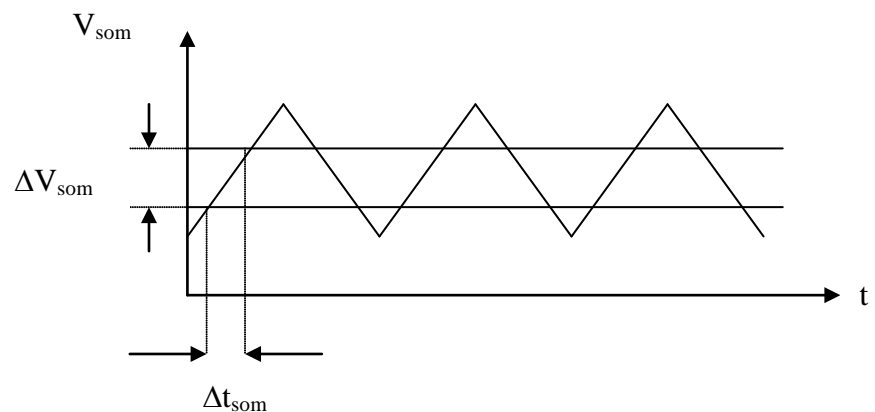


Figure III-35 - Variation de la tension V_{som}

Le rapport $\Delta t_{som} / \Delta V_{som}$ des deux variations dépend de la pente du signal triangulaire.

$$\frac{\Delta t_{som}}{\Delta V_{som}} = \frac{1}{R_{50} C_{30}} \quad \text{III-28}$$

III.2.1.3. PROTECTION :

III.2.1.3.1. PROTECTION CONTRE LES SOUS TENSIONS :

Cette protection (figure III-36) permet d'arrêter l'onduleur si la tension d'alimentation continue (batterie) de l'onduleur baisse au-dessous de la valeur limite inférieure (80V).

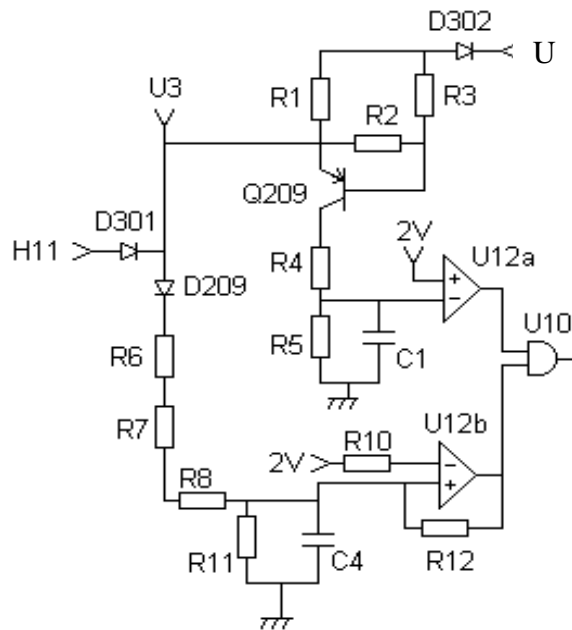


Figure III-36- Circuit de protection sous tension.

Un comparateur (U_{12b}) à hystérésis surveille la tension de batterie. L'onduleur est mis en marche dès que la tension minimale de démarrage est dépassée. Le circuit (U_{12b}) compare la tension déterminée par les résistances R_6 , R_7 , R_8 et R_{11} à l'entrée non inverseuse avec la tension de référence V_{ref3} de 2V.

La résistance R_{12} d'hystérésis est introduite afin d'éviter le phénomène de pompage en ce qui concerne la tension de batterie de l'onduleur. L'équation permettant de calculer la tension (V_{+12b}) disponible à l'entrée non inverseuse de (U_{12b}) est la suivante :

$$V_{+12b} \left(\frac{1}{R_6 + R_7 + R_8} + \frac{1}{R_{11}} + \frac{1}{R_{12}} \right) = \frac{U - 2V_d}{R_6 + R_7 + R_8} + \frac{U_{s12b}}{R_{12}} \quad \text{III-29}$$

La sortie du comparateur bascule vers l'état haut pour une tension de batterie égale à 80V. Lors de la mise sous tension de l'onduleur, il faut éviter que le condensateur de filtrage $C_{2.1}$ (figure III-37) de l'entrée ne se comporte comme un court-circuit vis à vis de la tension de batterie. Pour cela il est nécessaire de procéder à la charge du condensateur.

Dés que le condensateur a atteint la tension nominale, le contact d'un relais de puissance est fermé. Ceci permet de présenter à l'entrée de l'onduleur une tension continue stable en évitant le fort appel de courant dû à la présence du condensateur d'entrée.

Le comparateur (U_{12a}) compare la tension aux bornes du condensateur avec une tension de référence V_{ref3} . La sortie de (U_{12a}) passe à l'état haut dès la détection par le transistor Q_{209} de la charge complète du condensateur de filtrage $C_{2.1}$.

Au démarrage, le transistor Q_{209} (figure III-36) est saturé et la tension de batterie alimente donc le réseau de résistances R_4 , R_5 qui injecte une fraction de cette tension à l'entrée non inverseuse de U_{12a} , (la sortie de U_{12a} est à l'état bas).

Au fur et à mesure que le condensateur $C_{2.1}$ se charge, le transistor Q_{209} quitte l'état saturé et devient moins conducteur jusqu'à se bloquer. A ce moment le condensateur C_1 se décharge à travers R_5 . Dès que la tension de C_1 devient inférieure à la référence, la sortie de U_{12a} bascule à l'état haut. Ce qui permet de commander la fermeture du relais RL_1 et d'alimenter la partie puissance.

La bobine du relais est commandée (figure III-37) par le transistor Q_{215} qui est saturé quand le signal A_o (sortie de U_{10a}) est à l'état haut. Le signal A_o est à l'état haut après la fin de la charge du condensateur C_{21} et si la tension d'entrée batterie est suffisamment élevée.

L'utilisation de cette protection permet de protéger les batteries d'une décharge profonde. Elle évite aussi d'alimenter les charges connectées à l'onduleur avec une tension trop basse.

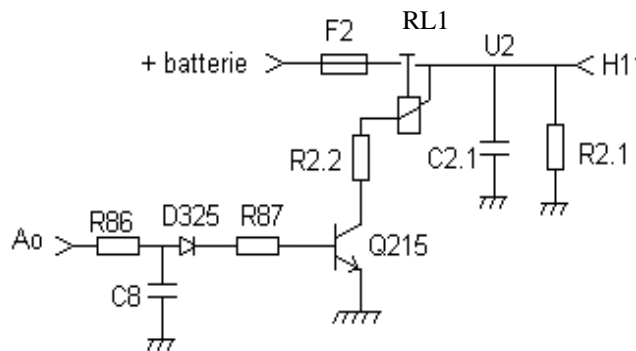


Figure III-37- Commande du relais de puissance RL_1 .

III.2.1.3.2. PROTECTIONS CONTRE LES SURTENSIONS :

Les transitoires de tension (pics) de tensions entre les collecteurs – émetteurs des transistors Q_1 , Q_2 , Q_3 et Q_4 sont supprimés par le circuit contenant les redresseurs D_9 , D_{10} , D_{11} , D_{12} et le condensateur C_5 . Si ces transitoires sont trop élevés, ils provoquent l'élévation de la tension aux bornes de C_5 (figure III-38). Celle-ci est injectée grâce aux résistances R_{75} , R_{76} et comparée à la tension de référence par le pont R_{77} , R_{78} (la diode D_{323} est bloquée lors des transitoires élevés).

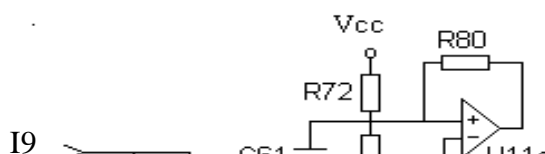


Figure III-38- Circuit de protection contre les surtensions.

La tension maximale lors des transitoires est déterminée par l'équation suivante :

$$V_{\max} \frac{R_{78}}{R_{75} + R_{76} + R_{77} + R_{78}} = V_{-11d} \quad \text{III-30}$$

On trouve que la valeur maximale des transitoires est de 317V. Si la tension V_{\max} est dépassée, le comparateur U_{11d} arrête l'onduleur jusqu'à ce que le condensateur C_5 se soit déchargé à travers la résistance R_{74} .

Le comparateur U_{11d} monté en trigger de Schmitt, permet aussi de surveiller la valeur de la tension d'entrée. Si celle ci dépasse la valeur permise, l'onduleur est stoppé.

La diode D_{323} injecte la tension de batterie au pont diviseur constitué par R_{77} , R_{78} qui détermine la tension V_{-11d} présente à l'entrée inverseuse de U_{11d} . Celui ci effectue la comparaison avec la tension de référence V_{+11d} fixée par le pont de résistances R_{71} , R_{72} . Un hystérésis est introduit par l'utilisation de la résistance R_{80} .

$$V_{-11d} = \frac{(U - V_d)R_{78}}{R_{77} + R_{78}} \quad \text{III-31}$$

$$V_{+11d} = \frac{I}{\frac{I}{R_{71}} + \frac{I}{R_{72}} + \frac{I}{R_{80}}} \left(\frac{V_{cc}}{R_{72}} + \frac{V_{s11d}}{R_{80}} \right) \quad \text{III-32}$$

III.2.1.3.3. PROTECTIONS CONTRE LES COURTS-CIRCUITS ET SURCHARGES :

Le circuit de la figure III-39 est utilisé pour contrôler le fonctionnement de l'onduleur dans le cas d'un court circuit ou d'une surcharge à la sortie.

Les entrées I_1 , I_3 , I_5 , I_7 surveillent les tensions des collecteurs des interrupteurs Q_1 , Q_2 , Q_3 , Q_4 pendant les phases de conduction de chacun d'eux.

En cas de court-circuit ou de surcharge, la tension collecteur s'élève au-dessus de 2V, ce qui provoque l'apparition d'un état bas à la sortie du circuit de surveillance, entraînant l'arrêt de l'onduleur.

Pour les entrées I_5 et I_7 , tant que le signal (L) est à l'état bas, les diodes D_{360} et D_{318} sont conductrices donc la sortie du circuit U_{11d} est à l'état haut. Ceci permet d'éliminer l'influence des tensions présentes aux entrées I_5 et I_7 pendant les phases de blocage de Q_3 et Q_4 .

Quand le signal (L) est à l'état haut, le réseau R_{88} et C_{40} introduit un retard à l'accroissement de l'entrée non inverseuse de U_{11b} . Ceci a pour but de permettre le passage pendant un bref instant du courant de démarrage élevé (pour des charges telles qu'un moteur), en forçant pendant cette durée la sortie de U_{11d} à l'état haut malgré la présence d'une tension élevée aux entrées I_5 et I_7 .

La durée de ce démarrage est déterminée par la relation suivante :

$$V_{cc}(1 - e^{-\frac{\Delta t}{R_{88}C_{40}}}) = 6,2V \quad \text{III-33}$$

On trouve

$$\Delta t_{\text{dém}} = 0,22ms$$

A la fin de ce délai de 0,22ms, la sortie de U_{11b} passe à l'état haut ce qui bloque D_{318} . A ce moment si la tension aux collecteurs des transistors dépasse 2V, la sortie du circuit U_{11d} passe à l'état bas pendant une durée fixée par C_{42} et R_{73} . Ceci entraîne le blocage de l'étage de puissance. A la fin de cet arrêt, les entrées I_5 et I_7 sont de nouveau testées et la procédure décrite recommence.

Le même fonctionnement est réalisé par les circuits U_{11c} , U_{11a} pour surveiller les entrées I_1 et I_3 reliées aux collecteurs des interrupteurs de puissance Q_1 et Q_2 . La porte U_{10d} effectue la fonction ET des sorties U_{11d} et U_{11c} .

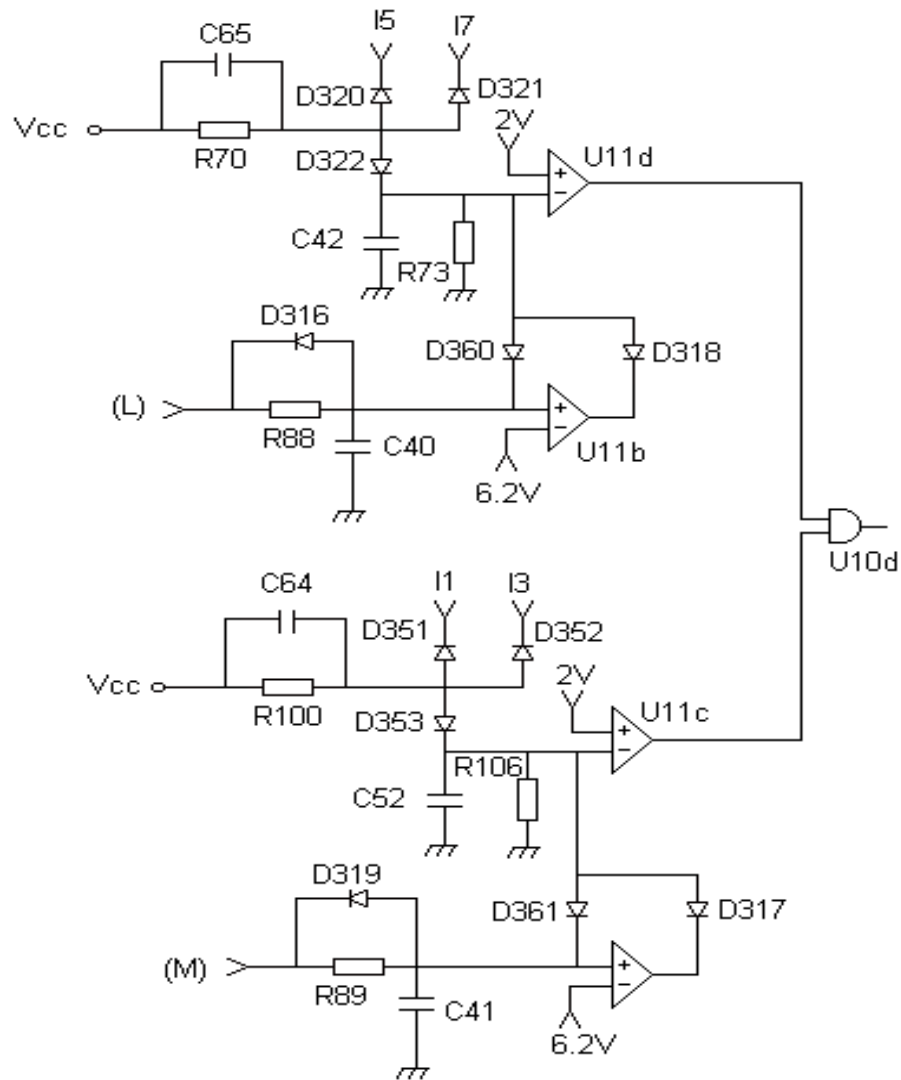


Figure III-39- Circuit de protection court circuits et surcharges.

III.2.1.3.4. PROTECTION CONTRE LES ELEVATIONS DE TEMPERATURE :

Plusieurs résistances à coefficient de température (CTP) sont placées en série pour surveiller les températures des transistors de puissance et des transformateurs. Ces résistances sont placées sur les radiateurs des transistors et à l'intérieur des bobinages des transformateurs principaux.

Un comparateur (figure III-40) monté en trigger de Schmitt arrête l'onduleur dès que la température des transistors dépasse 90°C ou que celle des transformateurs excède 110°C .

Le circuit U_{12c} effectue la comparaison de la tension présente à l'entrée inverseuse (déterminée par la résistance R_{82} et les résistances CTP) avec la tension de référence produite

par les résistances R_{72} , R_{71} . La résistance R_{83} introduit l'hystérésis nécessaire. Le potentiel V_{+12C} à l'entrée non inverseuse est déterminé par l'équation suivante :

$$V_{+12C} \left(\frac{1}{R_{71}} + \frac{1}{R_{72}} + \frac{1}{R_{83}} \right) = \frac{V_{CC}}{R_{72}} + \frac{V_{s12C}}{R_{83}} \quad \text{III-34}$$

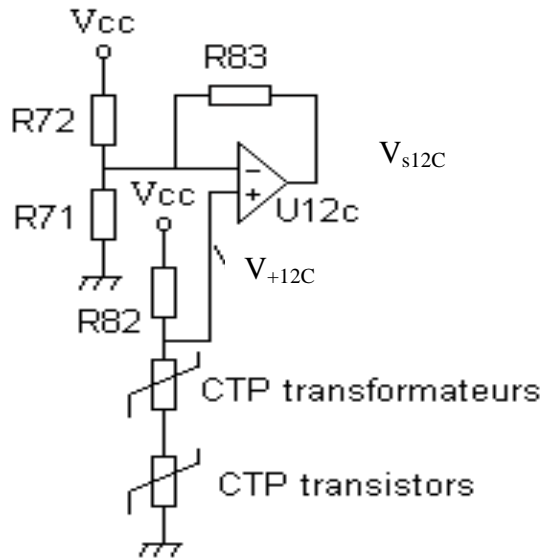


Figure III-40- Circuit de protection température.

III.2.1.4. INTERFACE D'ATTAQUE :

Le rôle de l'interface d'attaque est la formation et l'amplification en courant des signaux de commande des interrupteurs de puissance. Ces signaux sont obtenus par la combinaison des signaux logiques de base et de protections.

III.2.1.4.1. SCHEMA SYNOPTIQUE DU CIRCUIT D'INTERFACE :

Le schéma synoptique du circuit d'interface est donné par la figure III-41. Ce schéma montre l'utilisation de portes logiques ET, d'optocoupleurs et d'amplificateurs de puissance.

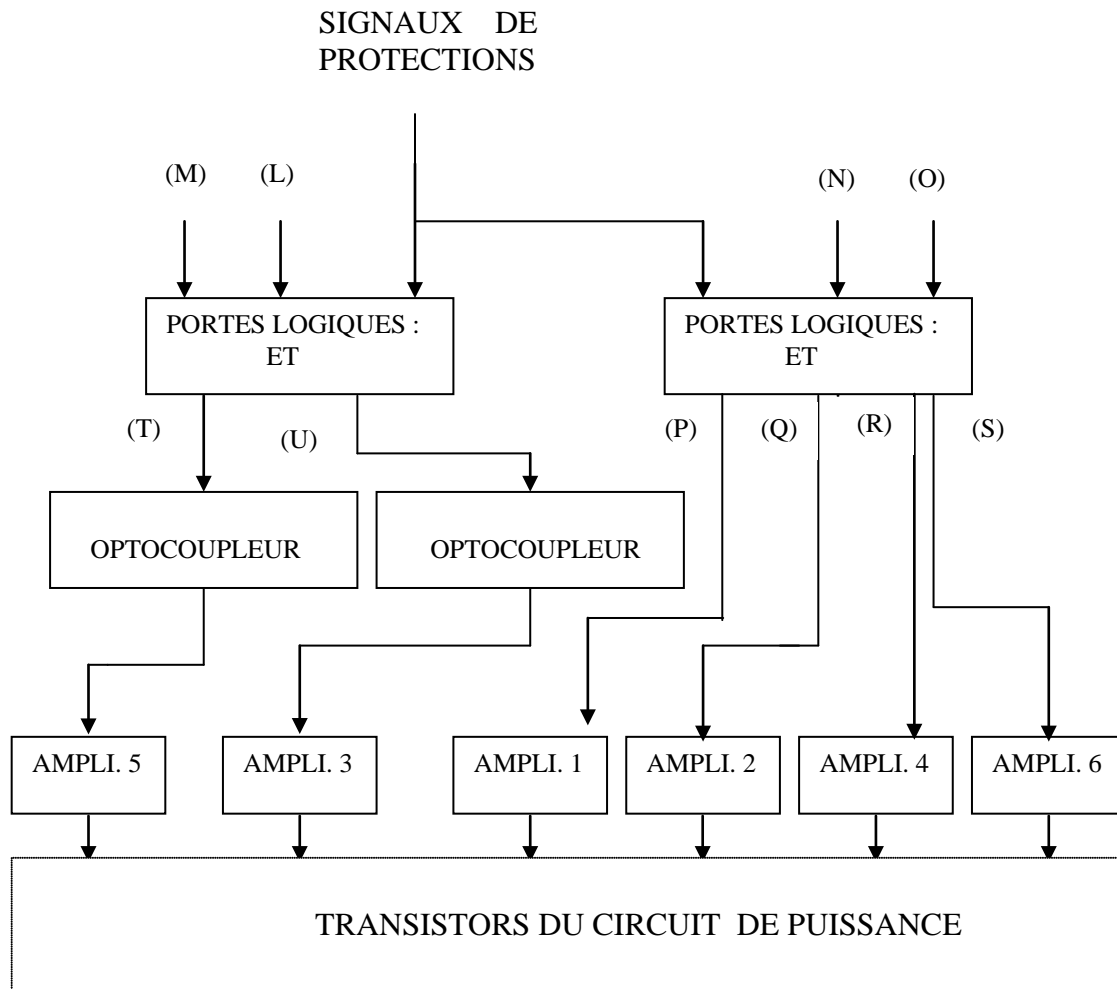


Figure III-41- Schéma synoptique du circuit d'interface.

III.2.1.4.2. DESCRIPTION DU CIRCUIT D'INTERFACE :

Un des rôles du circuit d'interface est la combinaison des signaux de base qui sont les signaux M, L, N, O (qui proviennent du circuit de génération de signaux) et les signaux de protection pour former les signaux P, Q, R, S, T, U (figure III-42). Ces derniers seront amplifiés en puissance afin de pouvoir commander les transistors de puissance. Le circuit d'interface est schématisé par la figure III-43.

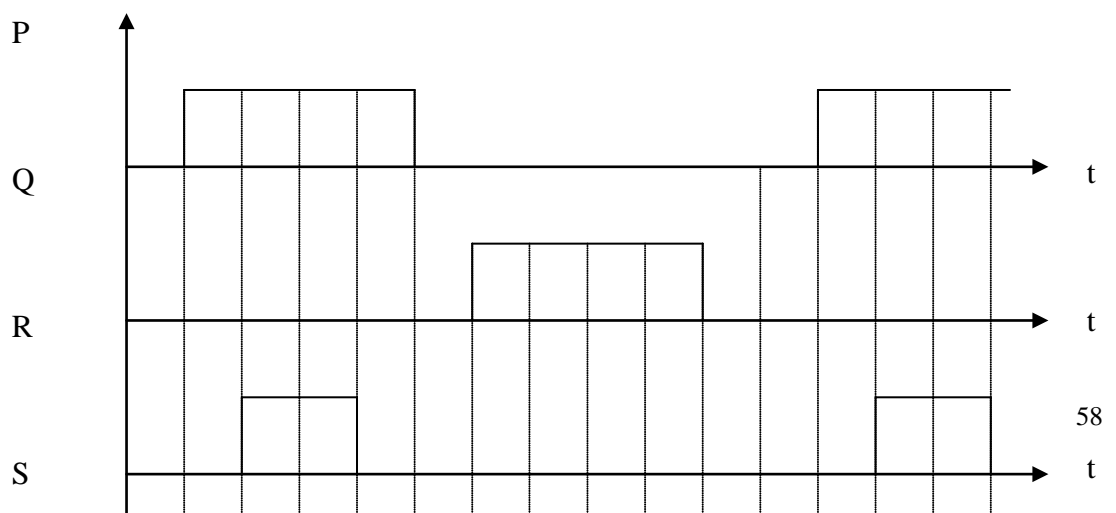


Figure III- 42 - Signaux P, Q, R, S, T, U du circuit d'interface

III.2.1.4.2.1. COMBINAISON DES SIGNAUX DE BASE :

La porte ET (U_{10d}) combine les signaux issus des circuits de protection contre les courts circuits et surcharges. De même la sortie de la porte ET (U_{10a}) dépend des signaux issus des circuits de protection des surtensions et températures élevées.

La porte U_{10b} effectue la fonction ET des signaux venant des circuits de protections contre les sous tensions, les surtensions et les températures excessives. De la même manière, la sortie de la porte U_{7c} dépend des différents signaux de protection et du signal (M). Quant à la porte U_{7d} , elle forme la combinaison des signaux de protection et du signal (L).

III.2.1.4.2.2. ISOLATION GALVANIQUE (OPTOCOUPLEURS) :

Les sorties des circuits U_{7c} et U_{7d} délivrent les signaux d'attaque des optocoupleurs U_{14} et U_{15} . Ces optocoupleurs sont nécessaires à l'isolation galvanique entre les signaux (T), (U) et les transistors du circuit de puissance Q_5 et Q_6 , ces transistors ayant les émetteurs flottants.

III.2.1.4.2.3. AMPLIFICATEURS :

Les signaux issus des optocoupleurs U_{14} et U_{15} sont amplifiés par les transistors Q_{207} et Q_{208} . Les courants de collecteurs de ces transistors constituent les courants de base de Q_{205} et Q_{206} . Ces courants sont limités respectivement par les résistances R_{120} et R_{112} .

Finalement les transistors Q_{205} et Q_{206} délivrent les courants de base de Q_5 et Q_6 . Ces courants d'attaque sont limités par les résistances R_{122} et R_{114} . Les transistors Q_{205} , Q_{206} , Q_{207} , Q_{208} sont alimentés par une tension auxiliaire U_a de 12V.

$$I_{b1 \max} = \frac{U_a - V_{CEsat} - V_{BEsat}}{R_{122}} \quad \text{III-35}$$

$$I_{b1 \max} = 2,33 \text{ A}$$

Les signaux P, Q, R, S sont amplifiés en courant par les transistors Darlington Q_{201} à Q_{204} . Ces signaux sont délivrés par le quadruple portes ET (U_8).

Concernant le signal P, le réseau R_{95} , C_{48} ralentit le front de montée pour ralentir le dV/dt lors de la mise en conduction du transistor Q_{202} . Le même processus est valable pour les autres signaux Q, R et S.

Les transistors Q_{201} à Q_{204} sont alimentés par une tension auxiliaire de 12V à travers les résistances R_{96} et R_{97} . Le courant maximal pouvant être délivré pour chaque transistor Q_{201} à Q_{204} est donné par

$$I_{b2 \max} = \frac{U_6 - V_{CEsat} - V_d - V_{BEsat}}{R_{96}} \quad \text{III-36}$$

$$I_{b2 \max} = 1,27 \text{ A}$$

Le schéma d'ensemble du circuit d'interface est donné par la figure III-43.

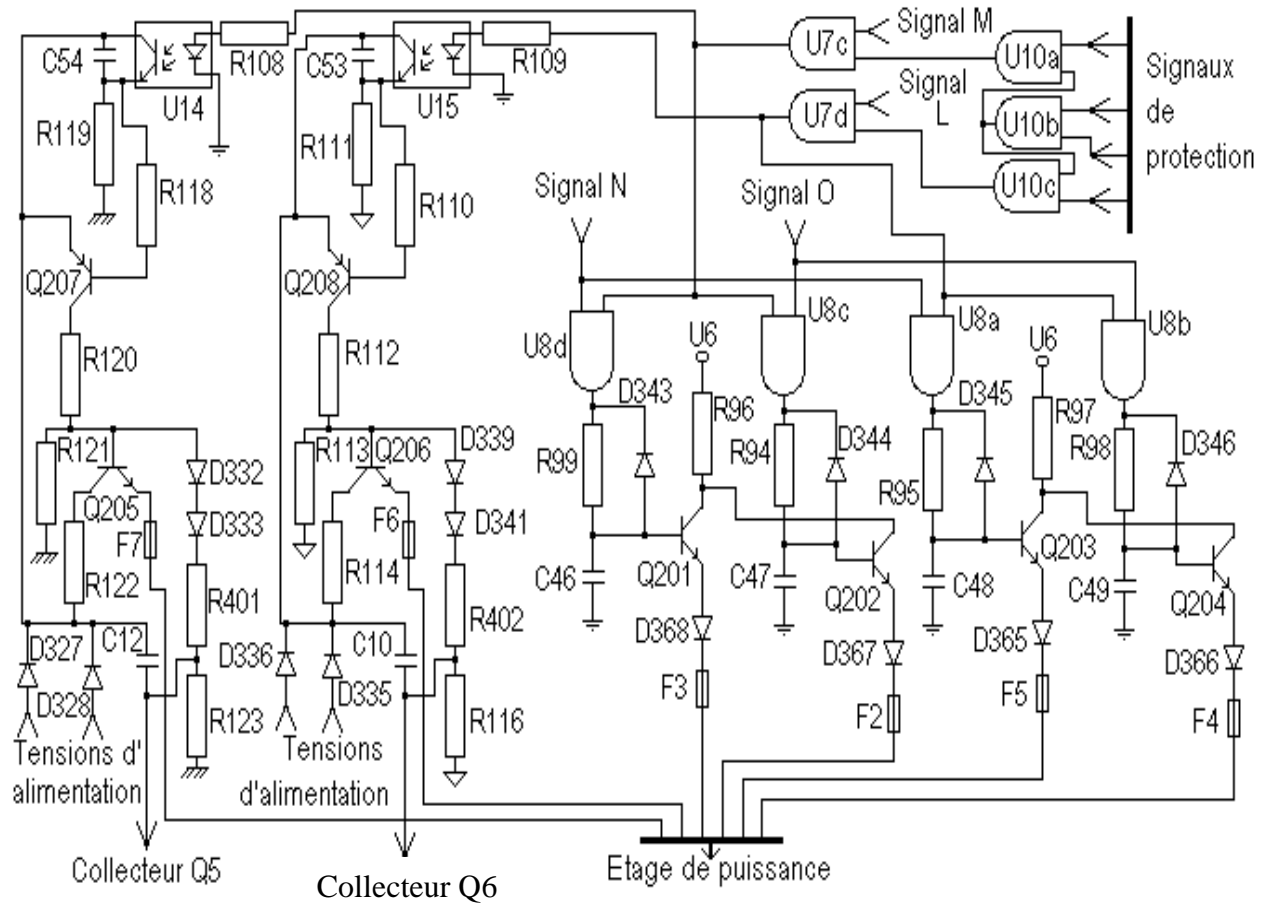


Figure III- 43- Circuit interface d’attaque.

III.2.1.5. ALIMENTATION :

Le circuit qui délivre les différentes tensions continues, alimentant les différentes cartes électroniques est donné par la figure III-44.

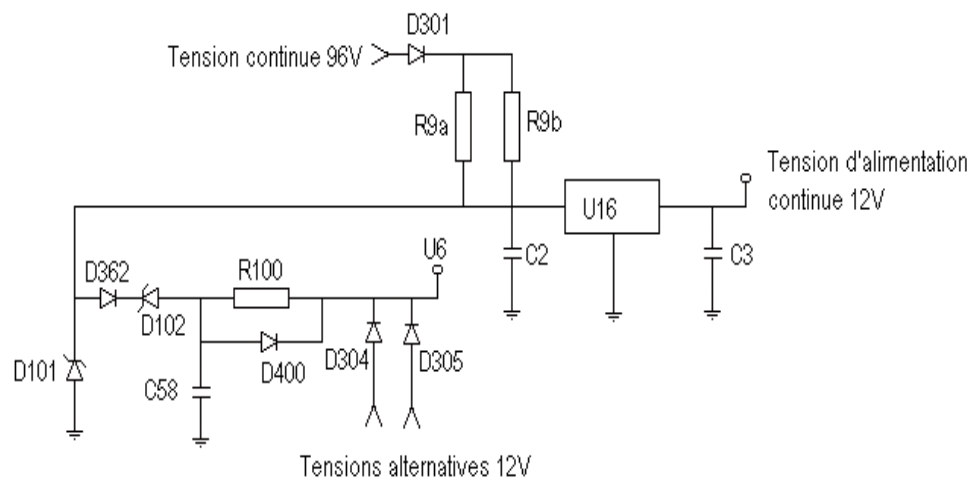


Figure III- 44 - Circuit d’alimentation continue.

Le régulateur U_{16} fournit une tension régulée de 12V à partir de la tension d'entrée de 96V. Les résistances servent à la limitation du courant de sortie de l'alimentation.

Le réseau D_{101} , D_{362} , D_{102} et R_{100} permet d'obtenir la tension U_6 en l'absence des tensions alternatives provenant des enroulements du transformateur de puissance TR_1 .

Ces tensions sont redressées par les diodes D_{304} et D_{305} pour alimenter les transistors (Q_{201} , Q_{202} , Q_{203} et Q_{204}) de l'interface d'attaque (figure III-43).

III.2.2. CIRCUIT DE PUISSANCE :

Le but du circuit de puissance est de fournir une onde de sortie alternative avec la puissance réclamée par les charges placées à la sortie de l'onduleur. Il est composé de l'étage de puissance, d'un filtre d'entrée et du filtre de sortie. L'étage de puissance est formé par les transistors et les transformateurs de puissance. Les transistors réalisent la transformation de la tension d'entrée continue en une tension alternative. Les transformateurs assurent l'élévation des tensions et l'isolation galvanique. Le filtre d'entrée élimine les surtensions présentes dans la tension d'entrée continue. Le filtre de sortie ôte la majeure partie des harmoniques du signal de sortie. Ceci permet d'obtenir un signal de sortie de forme sinusoïdale.

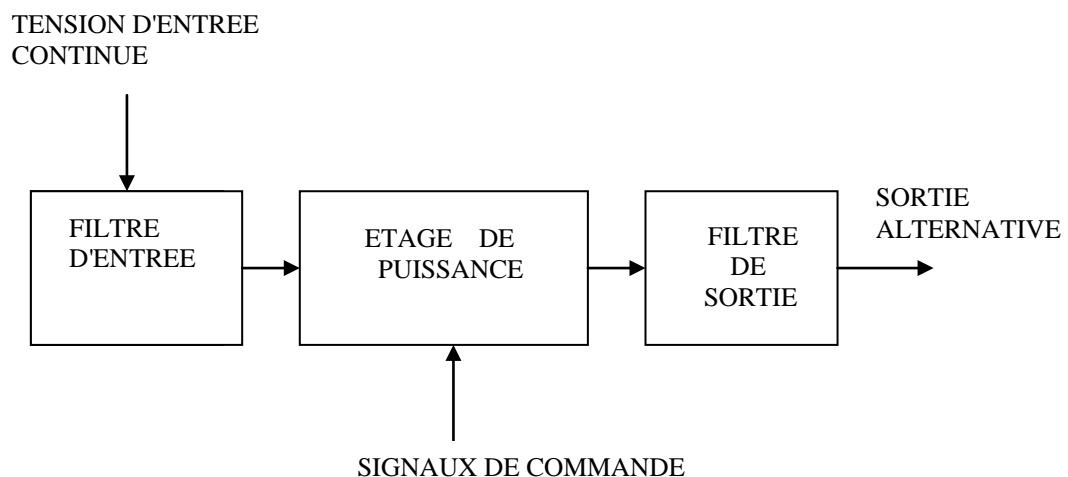


Figure III- 45- Schéma synoptique du circuit de puissance.

III.2.2.1. ETAGE DE PUISSANCE :

L'étage de puissance a pour principale fonction la commutation de la tension d'entrée continue filtrée. Cette commutation est contrôlée par les signaux de commande amplifiés par l'interface d'attaque. L'étage de puissance délivre une tension alternative en forme d'escalier qui sera filtrée pour enfin avoir une onde sinusoïdale à la sortie de l'onduleur.

III.2.2.1.1. DESCRIPTION SCHEMATIQUE DE L'ETAGE DE PUISSANCE :

L'onduleur est constitué de deux onduleurs connectés en série (figure III-46). Le premier est composé des interrupteurs Q_1 , Q_2 et du transformateur TR_1 . Le second onduleur est basé sur les interrupteurs Q_3 , Q_4 et le transformateur TR_2 . La commande de Q_1 et Q_2 permet d'obtenir la tension de sortie U_1 . La commande de Q_3 , Q_4 fournit la tension U_2 .

L'ouverture et la fermeture des interrupteurs Q_5 et Q_6 permettent d'obtenir à la sortie finale de l'onduleur seulement l'une des tensions U_1 , U_2 ou leur somme U_1+U_2 . Ceci permet de créer une tension quasi sinusoïdale à partir de deux ondes rectangulaires décalées.

La séquence de conduction t_1 à t_9 des différents interrupteurs Q_1 , Q_6 est donnée par la table III.1.

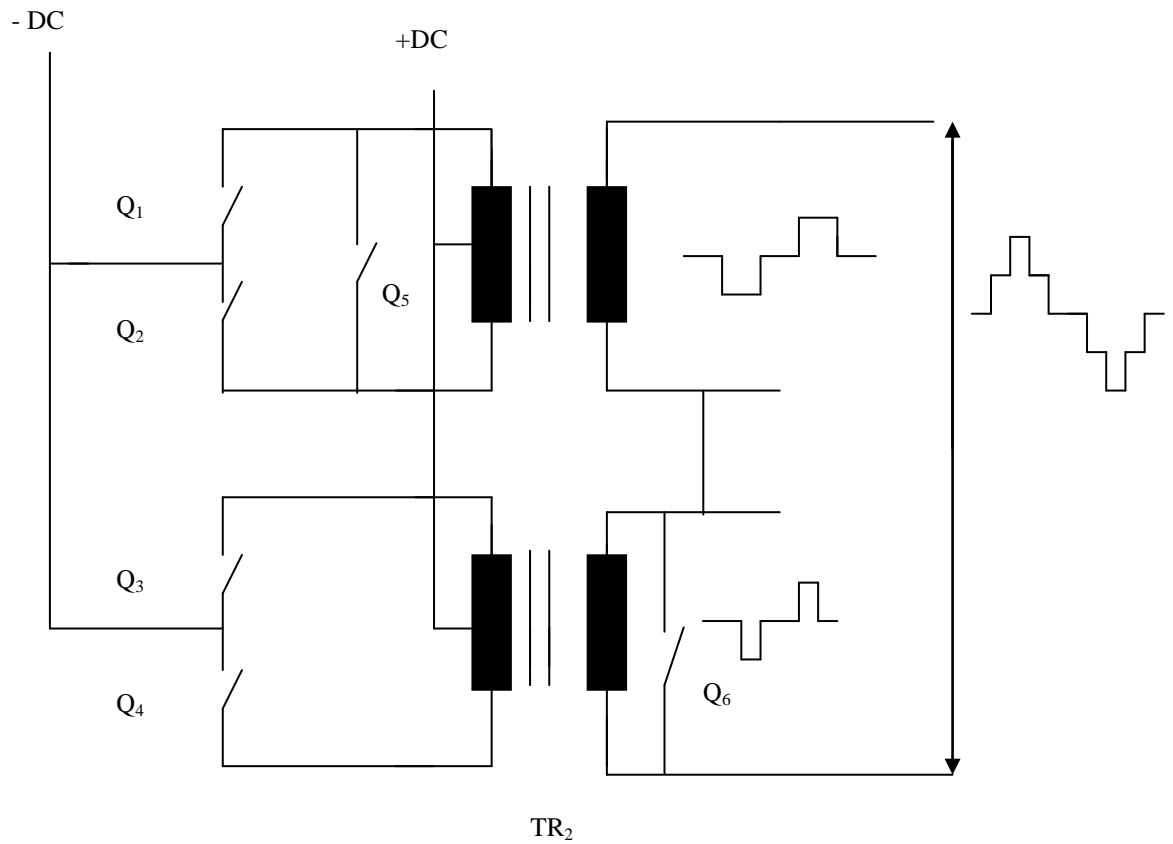


Figure III- 46- Schéma du circuit de puissance.

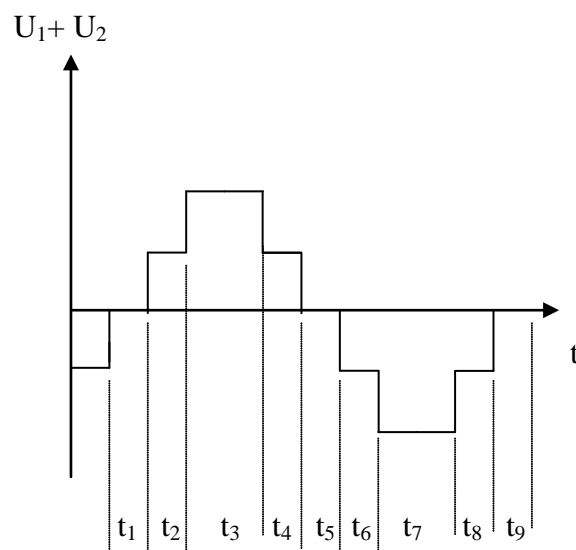


Figure III- 47 - Séquence de conduction des transistors de puissance.

| Période | Interrupteurs fermés |
|----------------|----------------------------------|
| t ₁ | Q ₅ et Q ₆ |
| t ₂ | Q ₁ et Q ₆ |
| t ₃ | Q ₁ et Q ₃ |
| t ₄ | Q ₁ et Q ₆ |
| t ₅ | Q ₅ et Q ₆ |
| t ₆ | Q ₂ et Q ₆ |
| t ₇ | Q ₂ et Q ₄ |
| t ₈ | Q ₂ et Q ₆ |
| t ₉ | Q ₅ et Q ₆ |

Table III-1 - Etats des interrupteurs Q₁ à Q₆.

L'étage de puissance est constitué de 6 interrupteurs, chacun comprenant plusieurs transistors de forte puissance mis en parallèle afin d'augmenter le courant admissible et l'obtention de la puissance désirée.

III.2.2.1.2. SCHEMA DE L'ETAGE DE PUISSANCE :

L'étage de puissance est formé par les interrupteurs Q₁ à Q₆ et les transformateurs TR₁, TR₂ (figure III-46). Le schéma de l'étage de puissance sans les transformateurs est donné par la figure III-48. Il comprend les interrupteurs de puissance (transistors bipolaires de type BUX37) Q₁ à Q₆, les circuits ecreteurs et les redresseurs (D₇, D₈).

Les courants d'émetteurs de Q₂₀₁ à Q₂₀₆ (de l'interface d'attaque) constituent respectivement les courants de base des interrupteurs principaux Q₁ à Q₆.

Les transistors de l'étage de puissance (Q₁ à Q₆) sont des transistors haute tension, fort courant mais à faible gain. C'est pour cette raison que les transistors d'attaque (Q₂₀₁ à Q₂₀₆ de l'interface d'attaque) sont des Darlington à très fort gain en courant (1000 minimum).

Les transistors de puissance sont très sensibles aux surtensions apparaissant pendant la durée de blocage entre collecteur et émetteur. Il est indispensable de protéger les transistors contre ces surtensions. L'origine principale des surtensions est la coupure du transformateur (inductance du transformateur) alimentant le transistor de puissance. Aussi, la présence d'inductances de câblage augmente l'amplitude des surtensions. Il est nécessaire de limiter ces surtensions en utilisant des circuits d' ecrétage composés de diodes, résistances et condensateurs.

Les éléments C₅ et R_{2.4} sont utilisés avec les diodes D₉, D₁₀, D₁₁et D₁₂. Le réseau C₅, R_{2.4} est commun aux circuits ecreteurs qui protègent les interrupteurs Q₁, Q₂, Q₃, Q₄ et Q₅. L'interrupteur Q₆ emploie le réseau ecreteur constitué par D₁₃, R_{2.5} et C₈.

Les redresseurs D₇, D₈ sont des ponts de diodes destinés à fournir les tensions d'alimentation aux transistors qui ont des potentiels flottants à leurs émetteurs (Q₅ et Q₆).

Les résistances R₁ à R₆, sont placées entre les bases et émetteurs des transistors de l'étage de puissance à cause des courants de fuite. Ces résistances de stabilisation pallient les courants

de fuite. L'utilisation de résistances de stabilisation influe sur le temps de stockage des transistors de puissance. La faible valeur de ces résistances permet de réduire efficacement le temps de stockage.

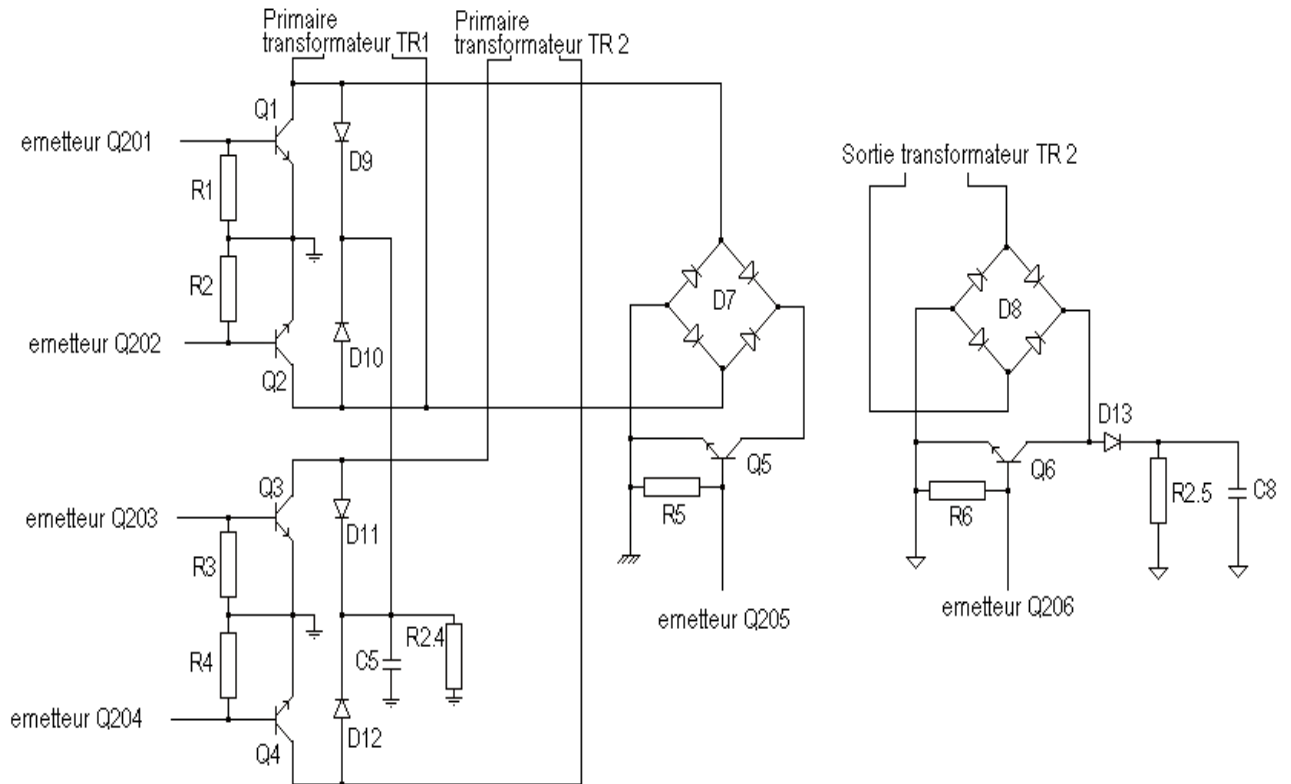


Figure III- 48- Circuit de l'étage de puissance.

III.2.2.1.3. DIMENSIONNEMENT DE L'ETAGE DE PUISSANCE :

Le dimensionnement de l'étage de puissance exige la connaissance des caractéristiques électriques des transistors employés pour les pertes par effet Joule. Les pertes dans les transformateurs sont estimées de manière empirique à 10 % de la puissance d'entrée. La somme des pertes dans l'étage de puissance constitue l'ensemble des pertes dans l'onduleur, en négligeant les autres pertes (circuit de commande, câbles, ventilateur). Le calcul de ces pertes permet aussi l'estimation du rendement de l'onduleur.

La puissance d'entrée nominale est le produit de la tension d'entrée continue (96V) et le courant d'entrée (25 A). La puissance fournie à l'onduleur est donc égale à 2400 VA.

Les principales caractéristiques électriques du transistor employé dans l'étage de puissance (BUV37) sont :

$$V_{CEOsus} \text{ (tension de claquage collecteur-émetteur) } = 400 \text{ V}$$

$$I_{Cmax} \text{ (courant maximum) } = 15 \text{ A}$$

$$V_{CEsat} \text{ (tension de saturation) } = 1,5 \text{ V}$$

$$\beta_{min} \text{ (gain en courant minimal) } = 20$$

La puissance moyenne dissipée dans les transistors est la somme des pertes de commutation et de conduction. Les pertes en régime de commutation (pendant l'ouverture et la fermeture) [31] sont proportionnelles à la fréquence de commutation (50 Hz) et aux temps de commutations (de l'ordre du μs). Donc les pertes en commutation sont très faibles (de l'ordre de quelques mW).

En régime de conduction, les pertes sont proportionnelles à la tension de saturation, au courant de collecteur et fraction de la durée de conduction pour chaque interrupteur. Les pertes de conduction sont exprimées par :

$$P_{COND} = V_{CEsat} I_{Csat} \alpha_{cond} \quad \text{III-37}$$

Avec

V_{Csat} : tension de saturation collecteur-émetteur.

I_{Csat} : courant de saturation.

α_{cond} : fraction de la période de conduction.

La fraction de la durée de conduction de chaque interrupteur est déterminée à partir de la séquence de conduction (table III-1). La somme des pertes P_{Tcond} de conduction des six interrupteurs (Q_1 à Q_6) est donnée par :

$$P_{Tcond} = \sum P_{COND} = \sum V_{CEsat} I_{Csat} \alpha_{cond} \quad \text{III-38}$$

$$\begin{aligned} &= 1,5 * 25 * \left(\frac{4}{11} + \frac{4}{11} + \frac{2}{11} + \frac{2}{11} + \frac{3}{11} + \frac{7}{11} \right) \\ &= 75W \end{aligned}$$

Les pertes dans l'étage de puissance sont évaluées approximativement à 75W. Les pertes dues aux transformateurs et inductances sont estimées à 10 % de la puissance fournie à l'onduleur, elles sont donc égales à 240W. L'ensemble des pertes dans l'onduleur est égal à 315W. Le rendement de l'onduleur est égal au rapport de la puissance disponible P_{so} (à la sortie de l'onduleur) à la puissance fournie P_{eo} (à l'entrée de l'onduleur) :

$$\eta_i = \frac{P_{so}}{P_{eo}} = \frac{2400 - 315}{2400} = 0,87 \quad \text{III-39}$$

Le rendement estimé de l'onduleur est de l'ordre de 87 % à pleine charge (2085W).

Le courant nominal (25A) étant élevé, il est nécessaire d'employer plusieurs transistors en parallèle pour chaque interrupteur. Dans l'étage destiné à l'expérimentation, huit transistors bipolaires (BUV37) sont placés en parallèle pour constituer chacun des commutateurs de puissance (Q_1 à Q_6). Ce nombre de transistors en parallèle augmente la fiabilité de l'onduleur car les contraintes de commutation de courant et de dissipation thermique sont partagées entre les transistors du même commutateur.

III.2.2.2. FILTRE D'ENTREE :

Le filtre d'entrée est un simple condensateur dont le rôle est d'absorber les pics de tension pouvant atteindre l'entrée continue de l'onduleur. Le circuit équivalent de la source continue d'entrée (batterie) comprend une inductance L_s (elle comprend l'inductance équivalente du câblage). Cette inductance avec le condensateur d'entrée C_f forme un filtre passe bas (figure III-49). On estime de manière approximative à 5 mH la valeur de l'inductance L_s . Pour calculer la valeur du condensateur C_f , la méthode décrite par l'annexe A₃ est suivie. Il est nécessaire de déterminer les coefficients K_i et K_f qui caractérisent le filtre d'entrée. Pour un taux d'ondulation du courant d'entrée $(\Delta I_s / I_M) = 0,025$, on trouve le coefficient $K_f = 0,02$ en utilisant la courbe donnée pour $\varphi = \pi/2$. A partir de cette valeur de K_f , le taux d'ondulation $(\Delta u / U_s)$ de la tension d'entrée est trouvé égal à 0,25 pour la courbe donnée avec $K_i = 1$. Etant que le taux d'ondulation de la tension d'entrée est proportionnel à K_i , pour un taux de 0,025 on trouve que $K_i = 0,1$. La valeur du condensateur C_f est donnée par :

$$\begin{aligned}
 C_f &= \frac{I_M}{U_s \omega K_f K_i} && \text{III-40} \\
 &= \frac{25}{96 * 100 * \pi * 0,24 * 0,1} \\
 &= 34000 \mu F
 \end{aligned}$$

| | | |
|------|------------|--|
| Avec | $U_s = U$ | la source d'entrée continue étant la batterie. |
| | I_M | courant maximal d'entrée. |
| | ω | pulsation du signal de sortie de l'onduleur. |
| | K_f, K_i | coefficients caractéristiques du filtre |

On trouve donc que la valeur du condensateur du filtre d'entrée $C = 34000 \mu F$.

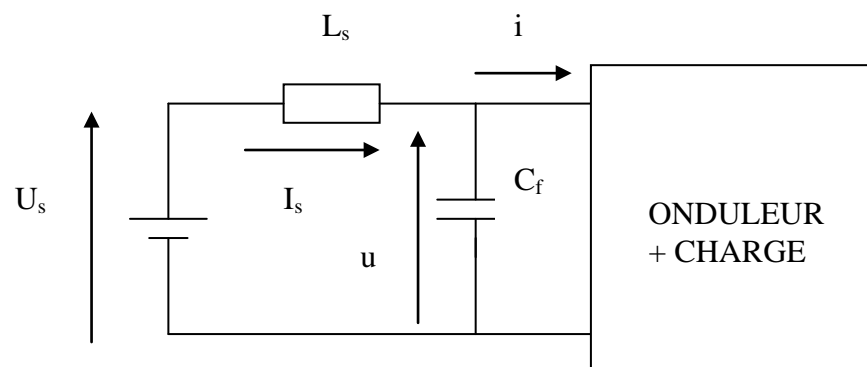


Figure III-49- Filtre d'entrée de l'onduleur

III.2.2.3. FILTRE DE SORTIE :

On dispose d'une onde quasi - sinusoïdale à la sortie des transformateurs TR₁, TR₂. Le filtrage de cette onde est assuré par l'association d'une inductance L₁ et d'un filtre parallèle L₂, C₂ (figure III-50). Le filtre de sortie lisse la tension quasi - sinusoïdale pour délivrer un signal sinusoïdal contenant un faible taux d'harmoniques.

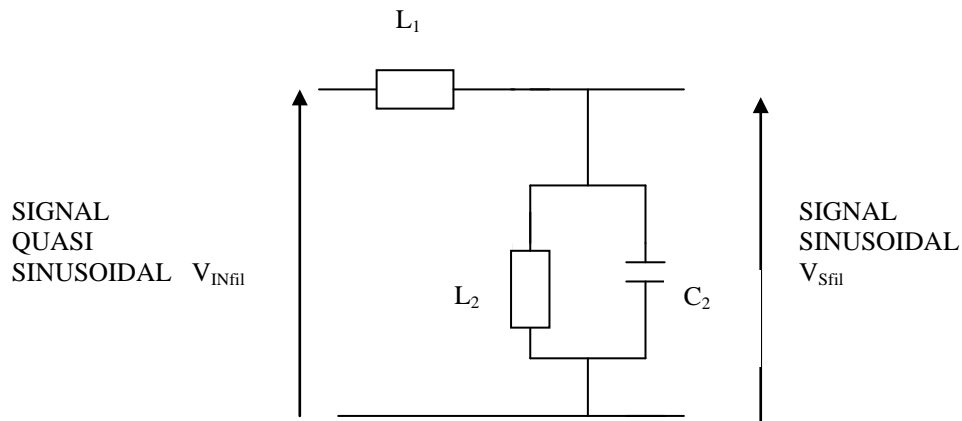


Figure III- 50- Filtre de sortie.

L'atténuation du signal d'entrée V_{INfil} du filtre est donnée par la relation suivante :

$$\frac{V_{Sfil}}{V_{INfil}} = \frac{L_2}{\omega^2 L_1 L_2 C_2 - L_1 - L_2} \quad \text{III-41}$$

La relation III-41 montre que l'atténuation est proportionnelle au carré de la fréquence donc les harmoniques d'ordre élevé sont fortement atténués. L'atténuation dépend aussi des valeurs des inductances L₁, L₂ et de la capacité C₂. Pour la vérification de l'effet du filtre sur le signal quasi-sinusoïdal délivré par les transformateurs de puissance, une simulation sous SPICE est effectuée (voir le chapitre IV).

CHAPITRE IV

REALISATION

IV.1. REALISATION :

La réalisation de l'onduleur comporte la mise au point sous forme modulaire de cartes ayant des fonctions distinctes dans la partie commande et la partie puissance.

IV.1.1. ETAGE DE COMMANDE :

L'étage de commande est constitué de plusieurs cartes dont les rôles sont les suivants :

- génération de signaux
- protection
- régulation
- interface d'attaque
- alimentation

La figure IV-1 donne la photo de l'ensemble des cartes qui forment l'étage de commande.

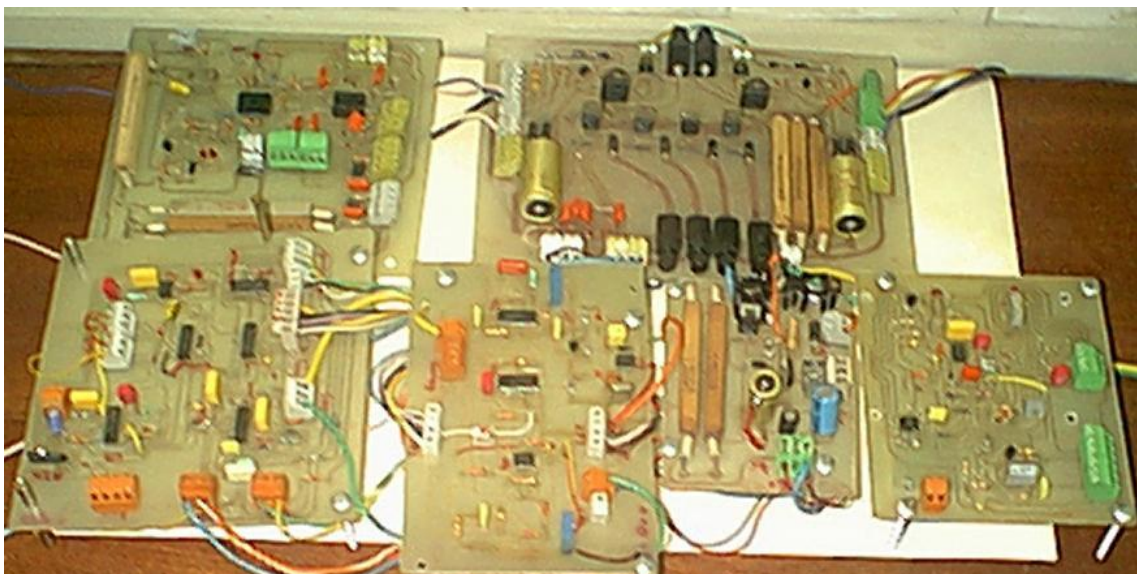


Figure IV-1– Etage de commande de l'onduleur

IV.1.1.1 GENERATION DE SIGNAUX :

La génération des signaux de base est effectuée par deux cartes nommées SIGN1 et SIGN2 dont les schémas électriques sont montrés par les figures IV-2 et IV-3.

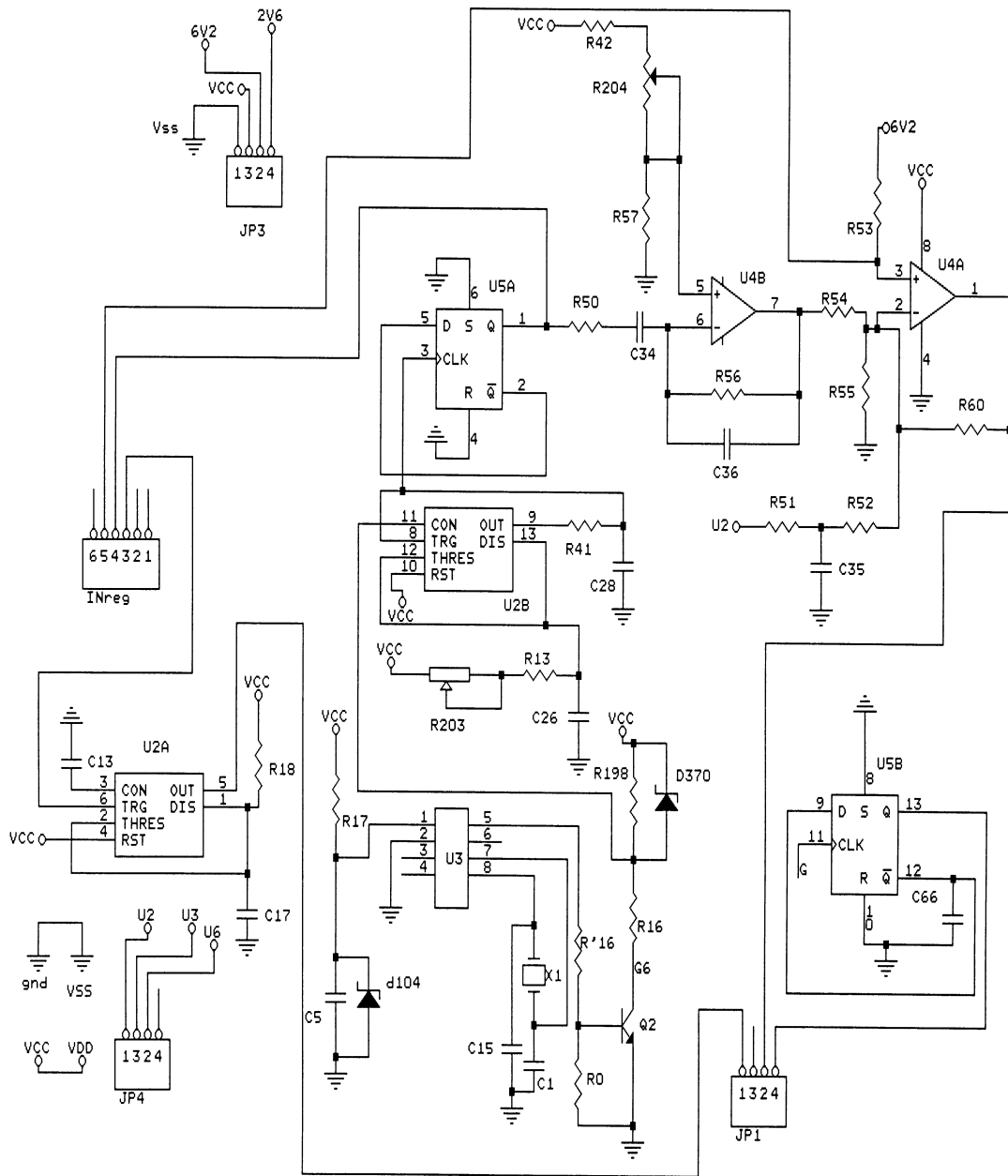


Figure IV-2 – Schéma électrique de la carte de génération de signal SIGN1

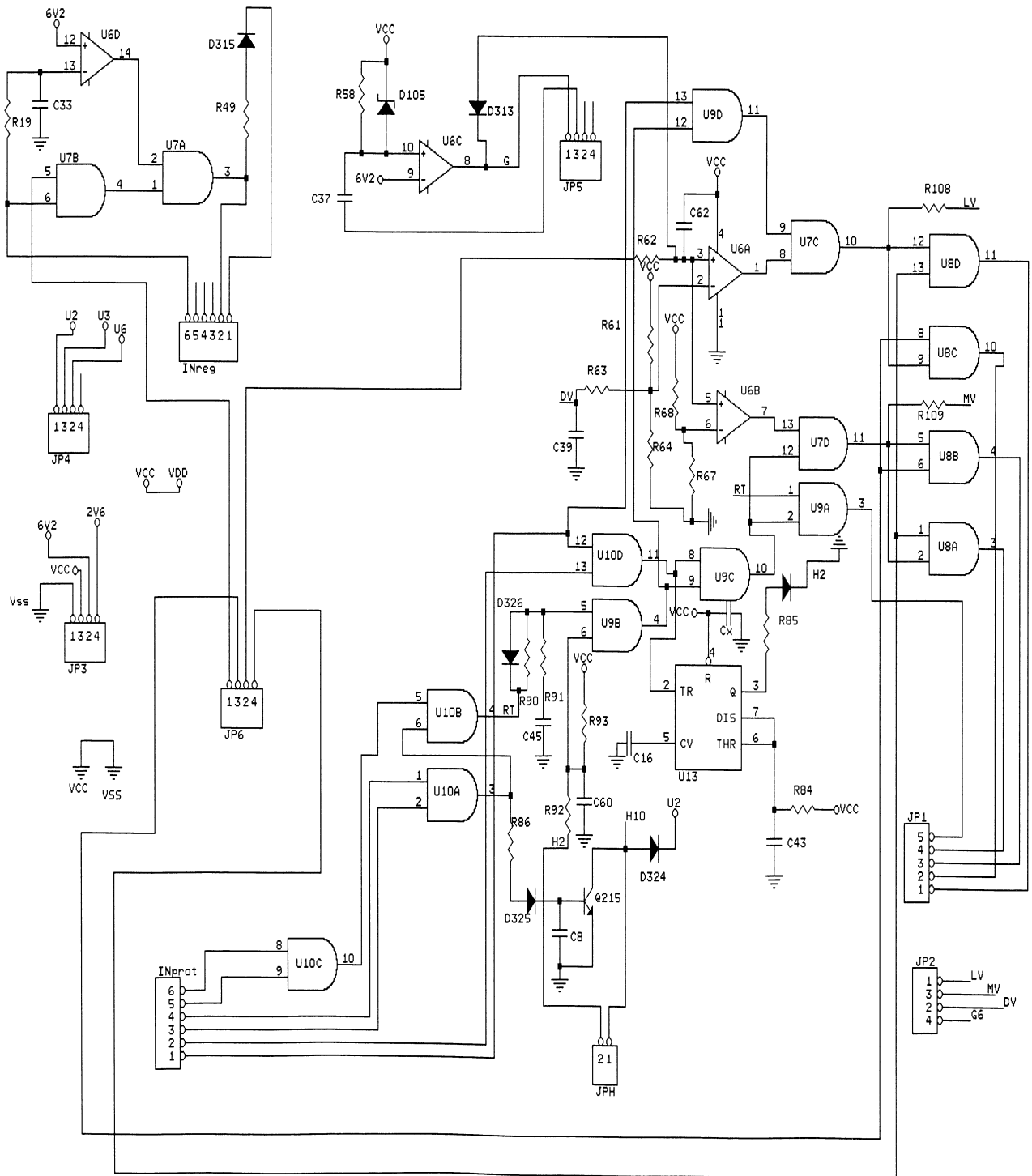


Figure IV-3- Schéma de la carte de génération de signal SIGN2

IV.1.1.2. PROTECTION :

Les circuits de protection sont implantés sur une carte appelée PROTE dont le schéma électrique est explicité par la figure IV-4.

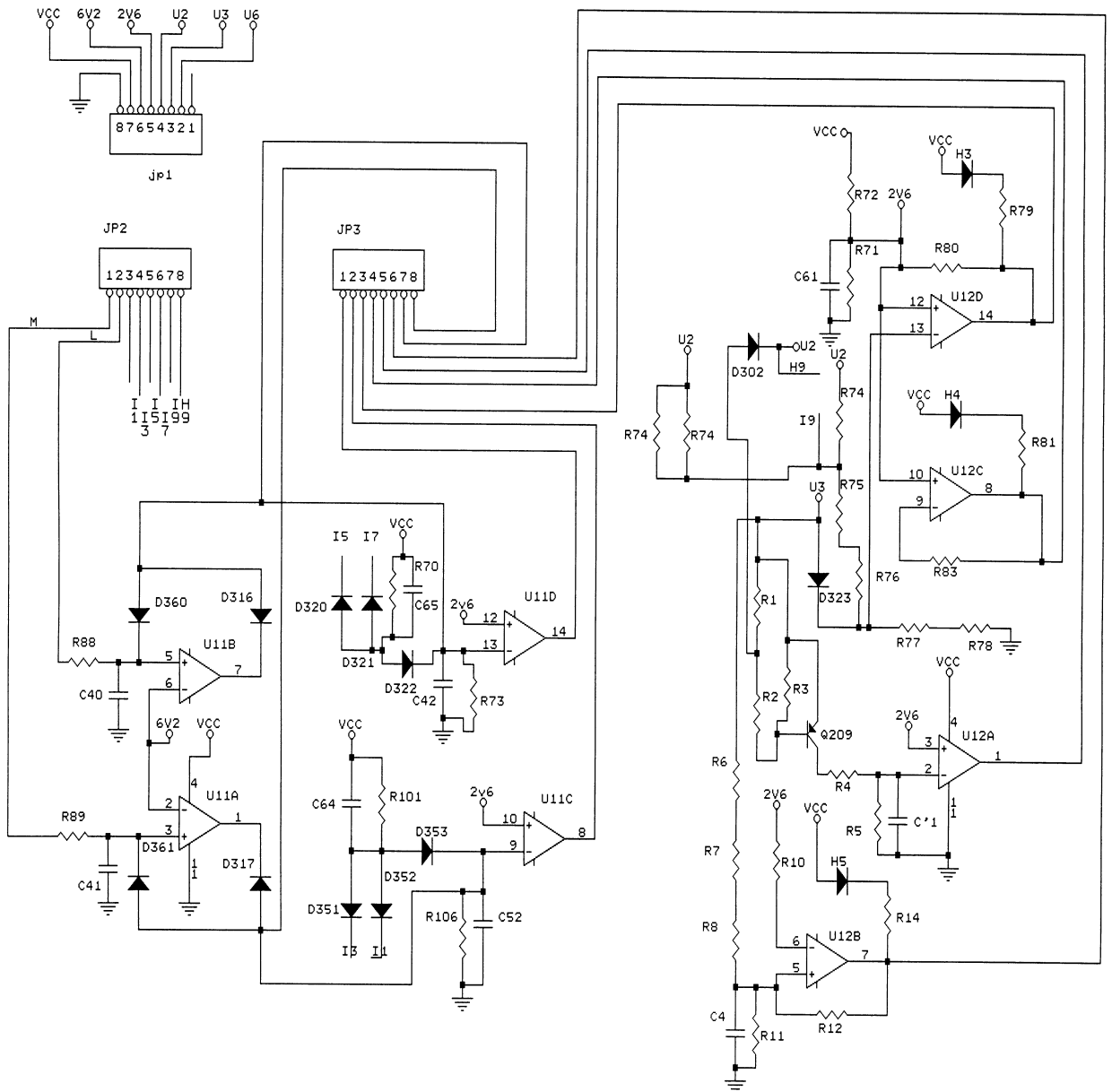


Figure IV-4 - Schéma électrique de la carte de protection

IV.1.1.3. REGULATION :

Le circuit de régulation est réalisé sur la carte REG. Le schéma électrique est montré par la figure IV-5.

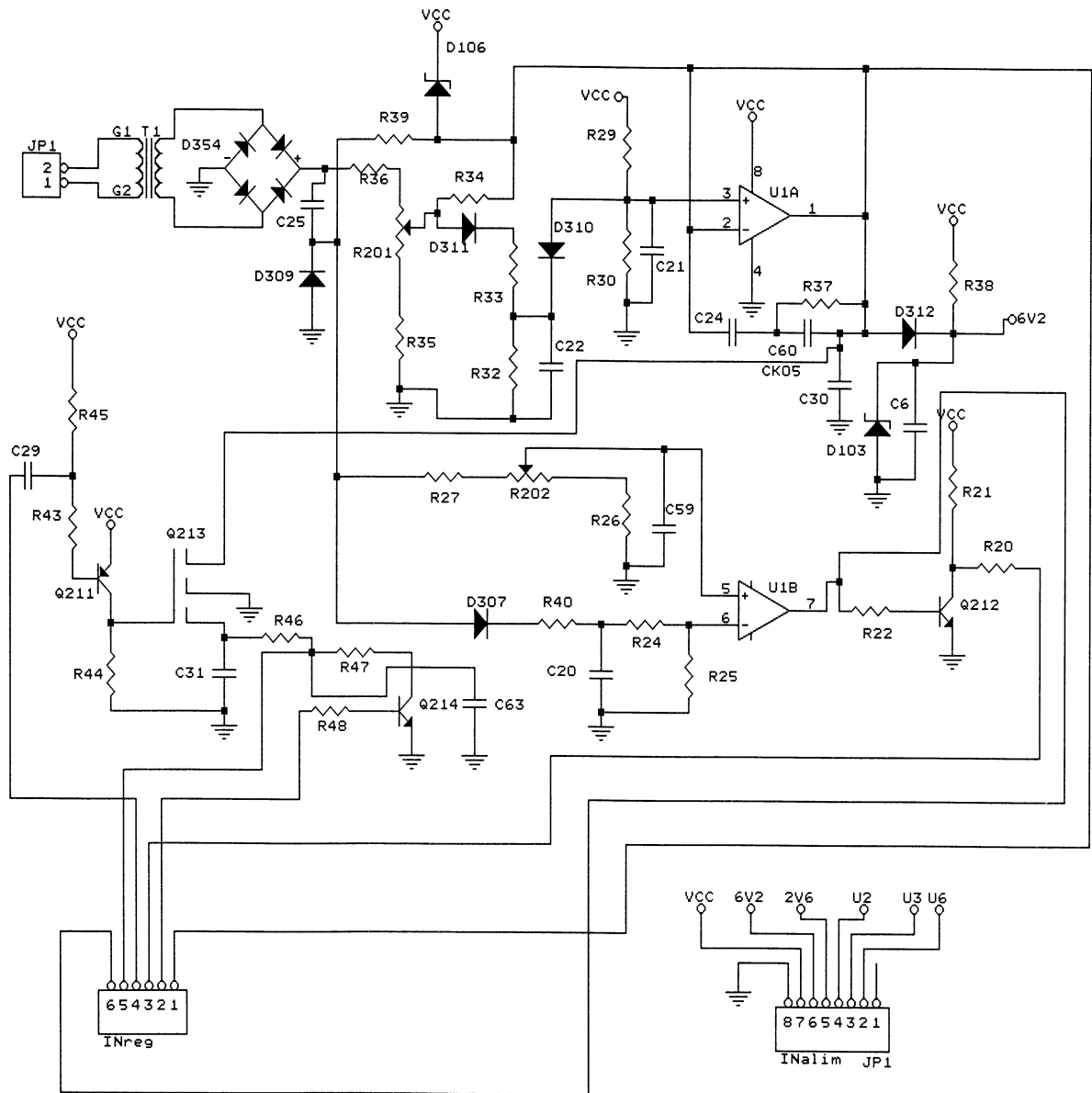


Figure IV-5 - Schéma électrique de la carte de régulation

IV.1.1.4. INTERFACE D'ATTAQUE :

L'interface d'attaque est implantée sur la carte ATAQ. Le schéma électrique du circuit d'interface est schématisé par la figure IV-6.

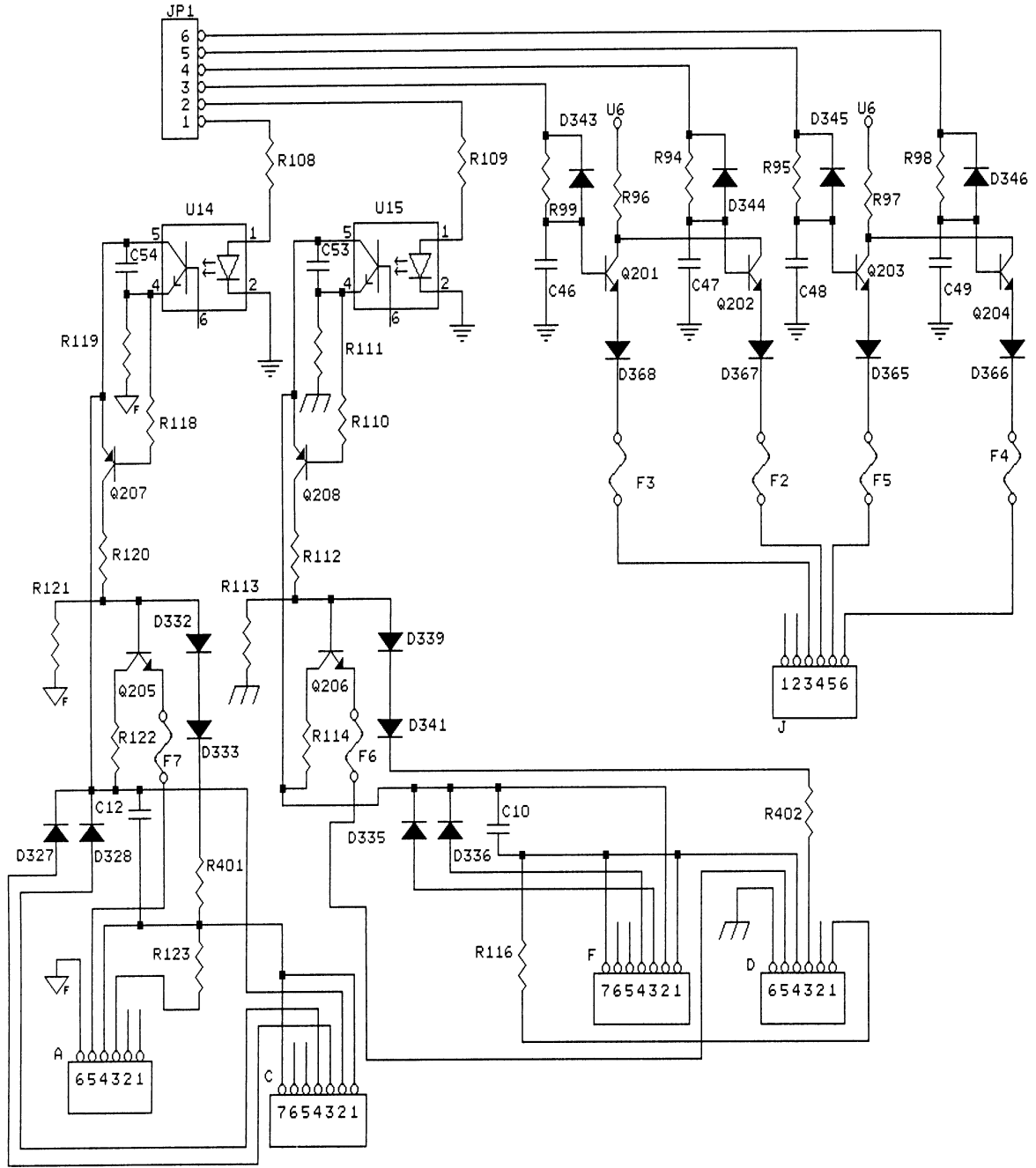


Figure IV-6 – Schéma électrique de la carte d'interface

IV.1.1.5. ALIMENTATION :

Les tensions d'alimentation en basses tensions continues sont fournies par la carte ALIM. Le schéma électrique du circuit d'alimentation est représenté par la figure IV-7.

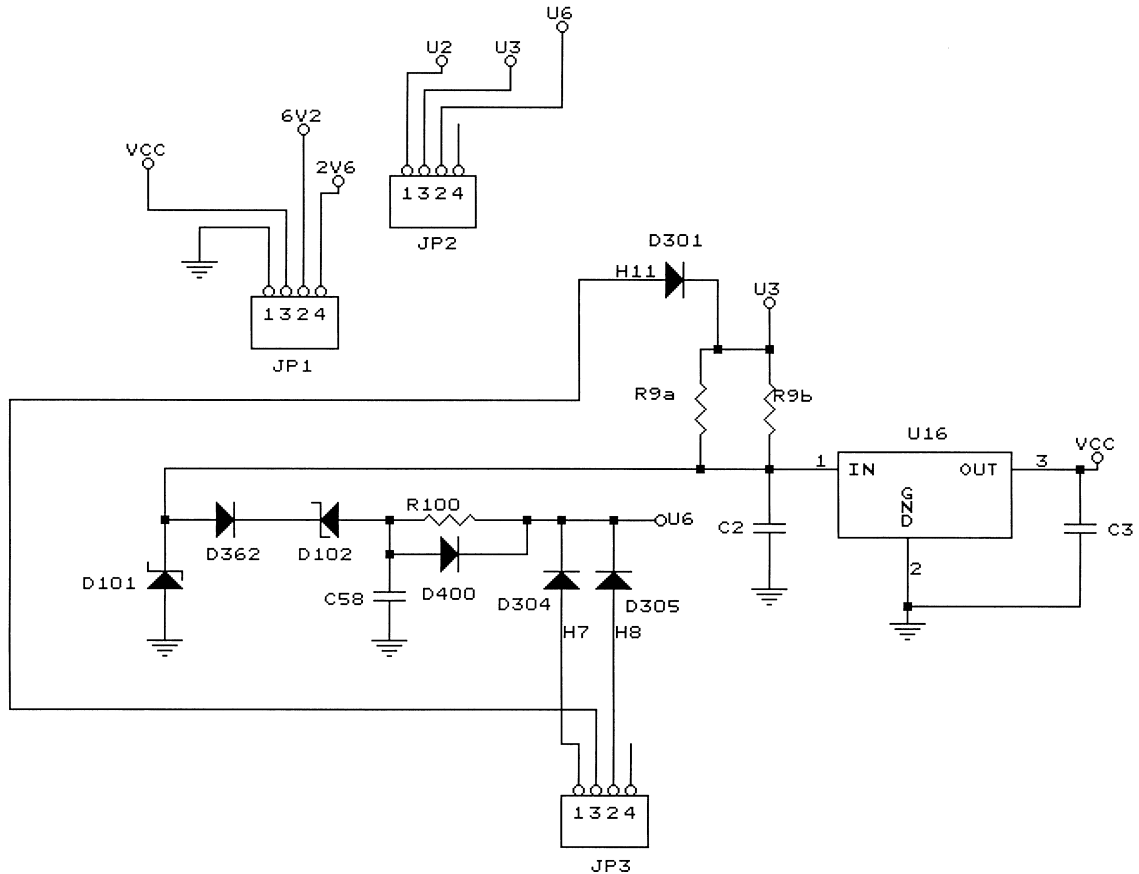


Figure IV-7– Schéma électrique de la carte d'alimentation

IV.1.2. ETAGE DE PUISSANCE :

L'étage de puissance est constitué de six interrupteurs. Les interrupteurs Q_1 , Q_2 et Q_5 forment le premier onduleur. Les interrupteurs Q_1 , Q_2 sont implantés sur la carte PUIS1a, l'interrupteur Q_5 est sur la carte PUIS1b. En outre la carte PUIS1a comporte les redresseurs D_9 et D_{10} ainsi que le condensateur C_5 . La figure IV-8 donne la photo de l'étage de puissance du premier onduleur (interrupteurs Q_1 , Q_2 et Q_5). La figure IV-9 montre plus en détail l'interrupteur Q_5 .

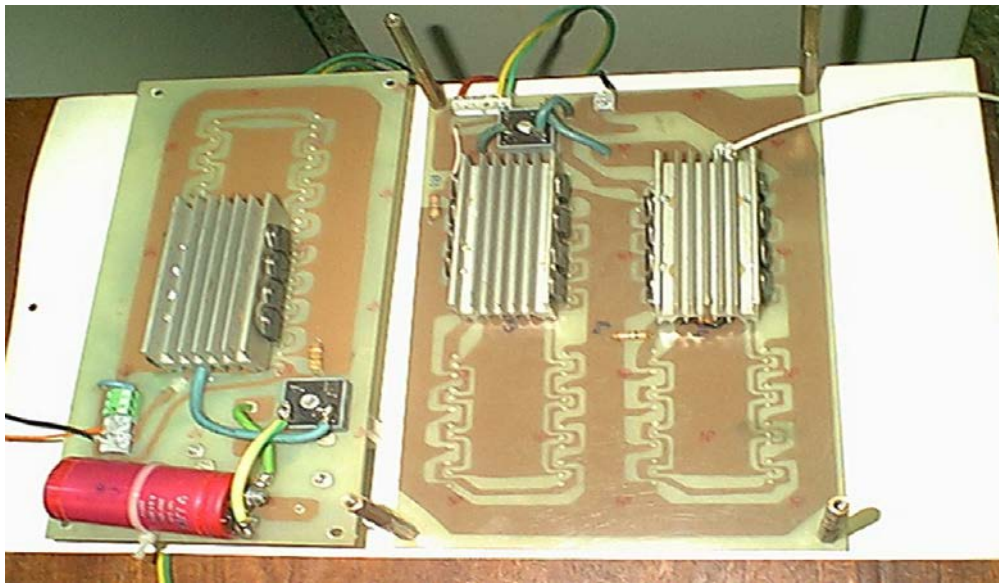


Figure IV-8- Cartes de puissance Puis1. a et b (premier onduleur)

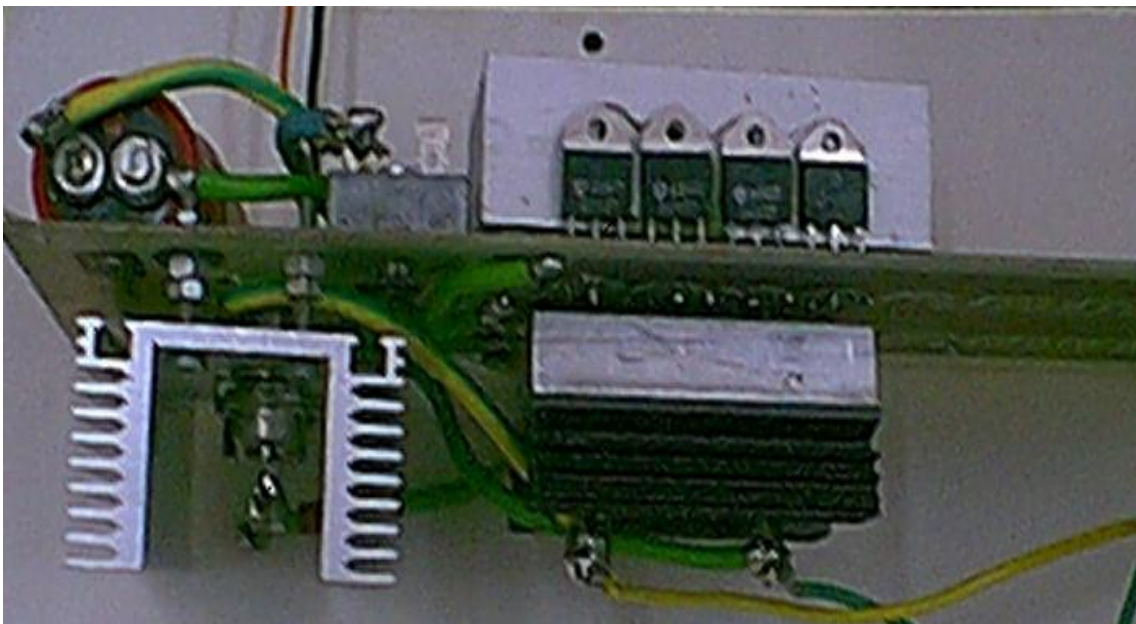


Figure IV-9– carte de puissance Puis1b

Les interrupteurs Q_3 , Q_4 et Q_6 composent l'étage de puissance du second onduleur. Les interrupteurs Q_3 , Q_4 sont implantés sur la carte PUIS2a et l'interrupteur Q_6 sur la carte PUIS2b.

La carte PUIS2b contient aussi les redresseurs D_8 et D_{13} et le condensateur C_8 .

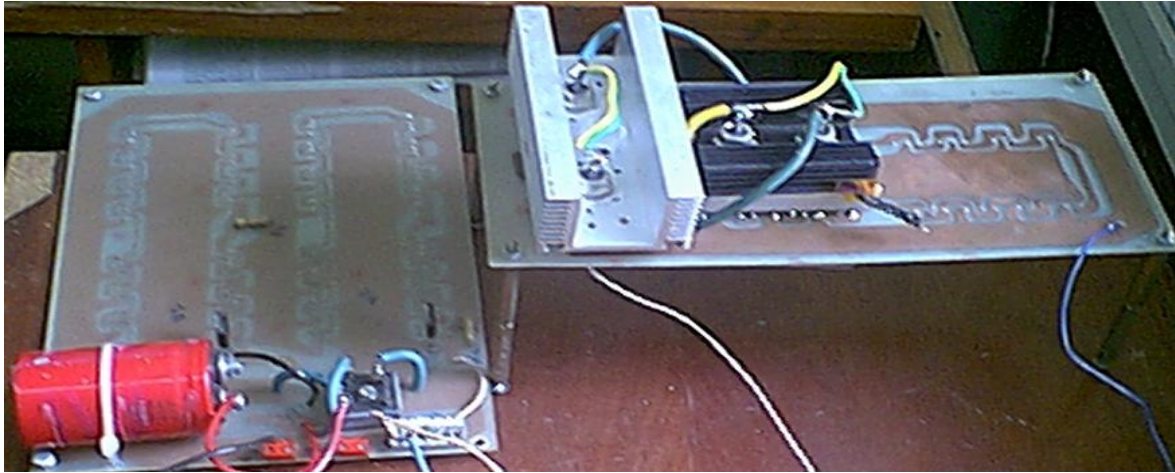


Figure IV-10 – Carte de puissance PUIS2 a et b (second onduleur)

Les deux onduleurs sont reliés entre eux grâce aux transformateurs de sortie. L'ensemble forme l'onduleur complet. La figure IV-11 montre l'étage de commande interconnecté avec les cartes de puissance des deux onduleurs.

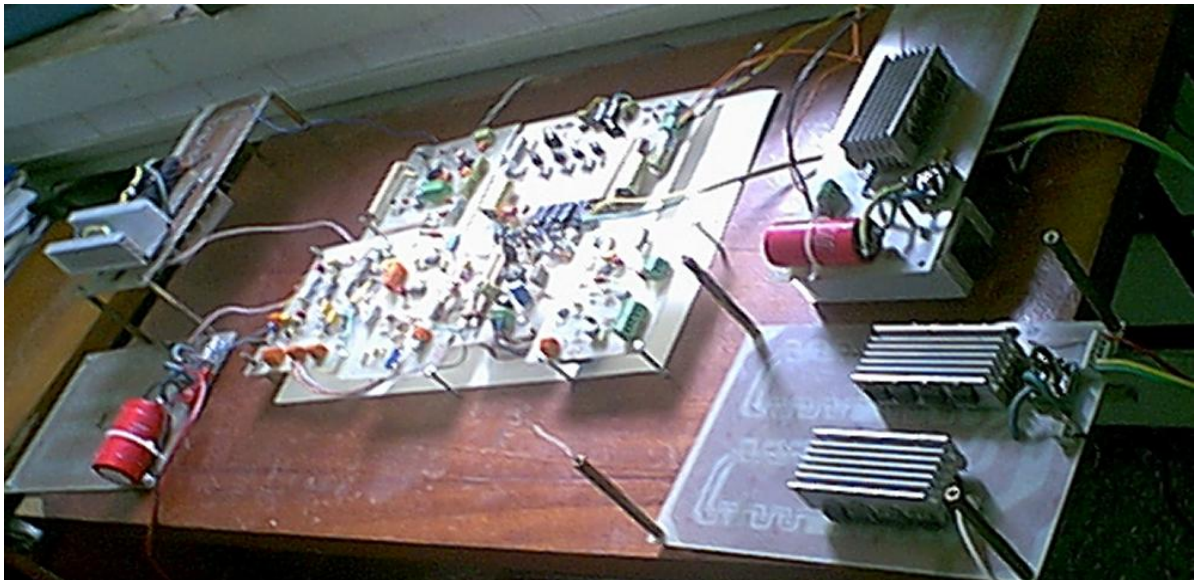


Figure IV-11- Etages de commande et de puissance.

IV.1.3. TRANSFORMATEURS :

L'onduleur constitué par Q_1 , Q_2 et Q_5 a pour transformateur de sortie TR_1 . Son rapport de transformation primaire / secondaire est de $\frac{1}{2}$.

Le transformateur de sortie de l'onduleur constitué par Q_3 , Q_4 et Q_6 a le même rapport de transformation de $\frac{1}{2}$. La figure IV-12 donne la photo des transformateurs TR_1 et TR_2 .

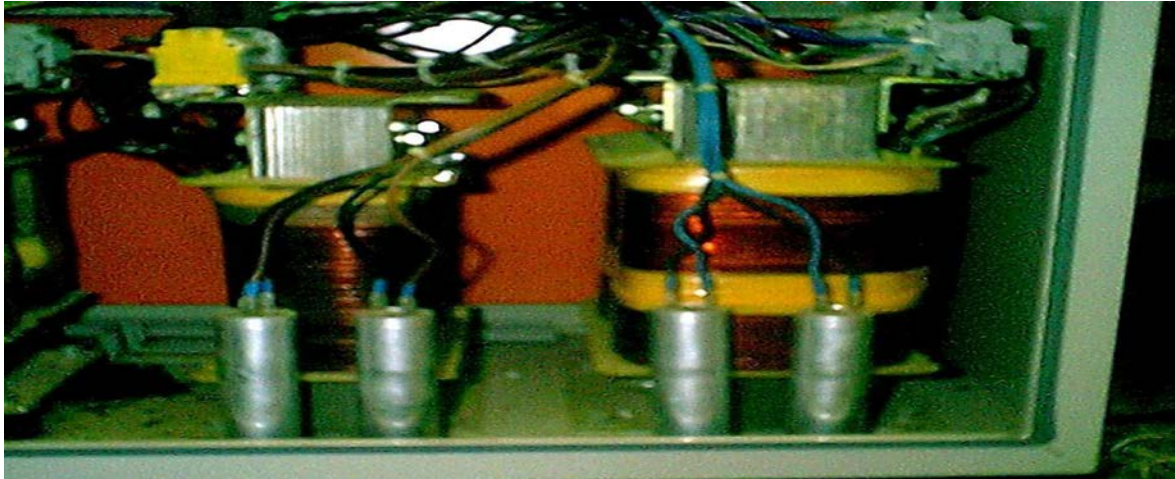


Figure IV-12 - Transformateurs de sortie de l'onduleur

IV.1.4. FILTRE DE SORTIE :

Le filtre comprend deux bobines d'inductions L_1 , L_2 et un condensateur C_2 . L_1 a une inductance de 12 mH. La bobine L_2 a une inductance de 66 mH. Le condensateur C_2 (200 μ F) est constitué de 5 condensateurs en parallèle. La figure IV-13 donne la photo des inductances de filtrage.

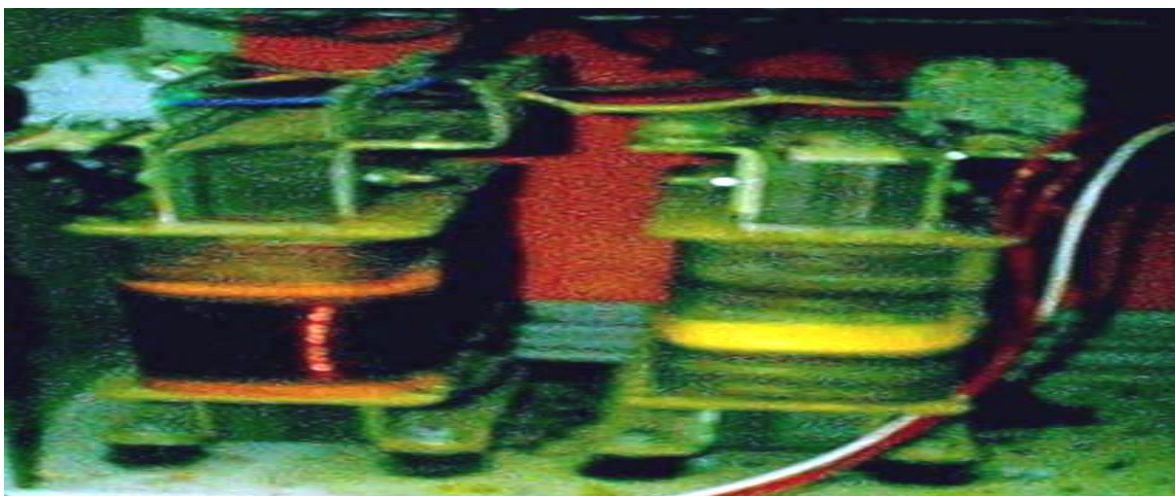


Figure IV-13– Filtre de la tension de sortie

IV.2. MESURES – CARACTERISTIQUES :

IV.2.1. SIGNAUX DE COMMANDE :

Les signaux de commande relevés sur oscilloscope sont donnés sur les photos des figures IV-14 à IV-18.

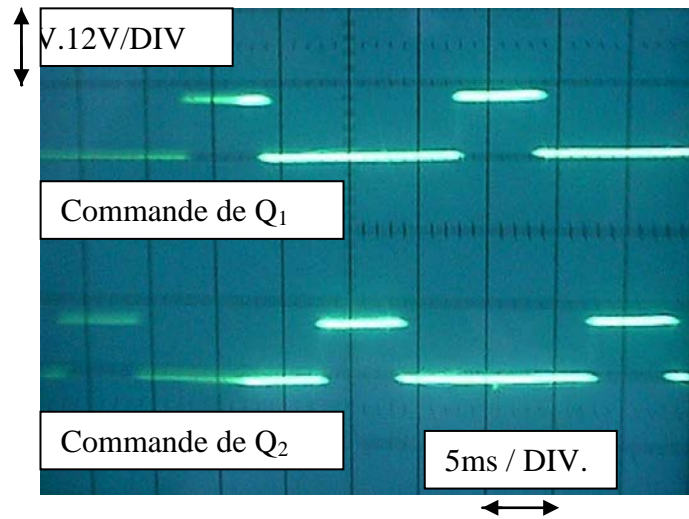


Figure IV-14- Signaux de commande des interrupteurs Q₁ et Q₂

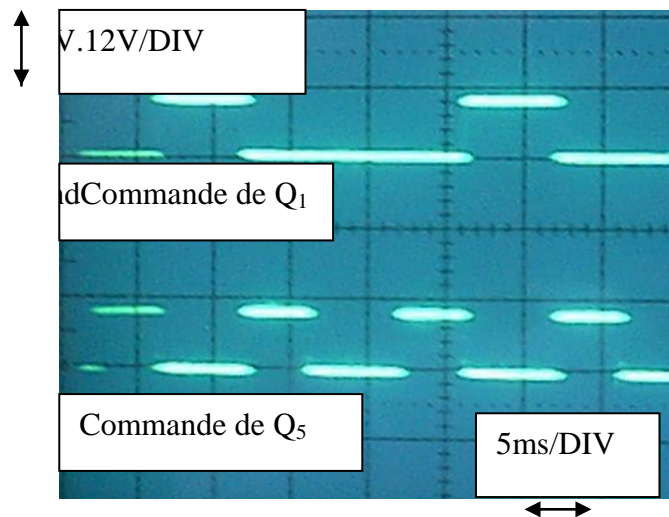


Figure IV- 15- Signaux de commande de Q₁, Q₅

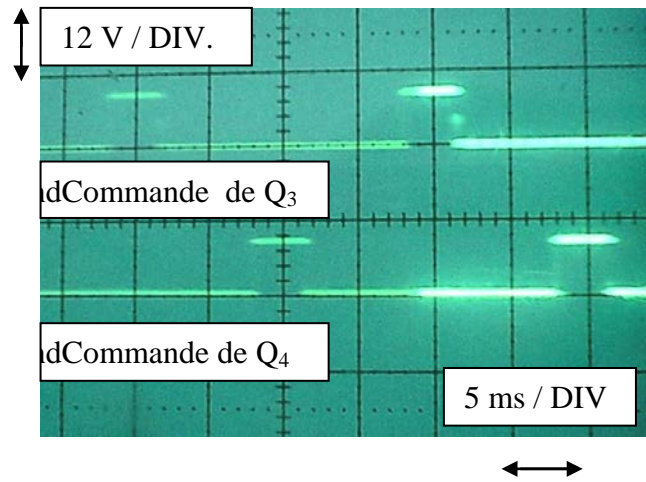


Figure IV-16 – Signaux de commande de Q₃ et Q₄

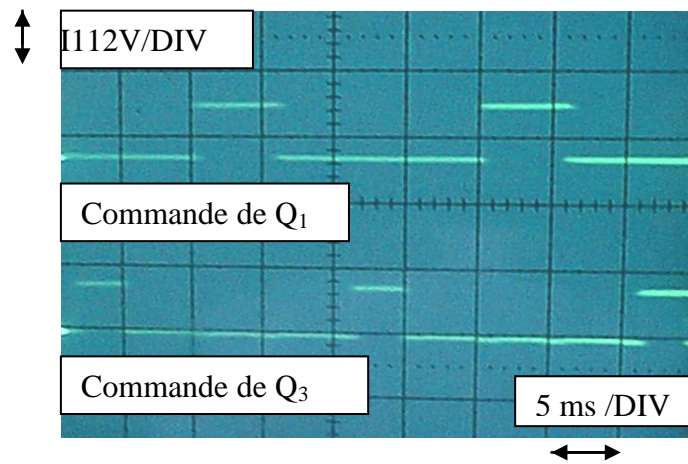


Figure IV-17– Signaux de commande de Q₁, Q₃

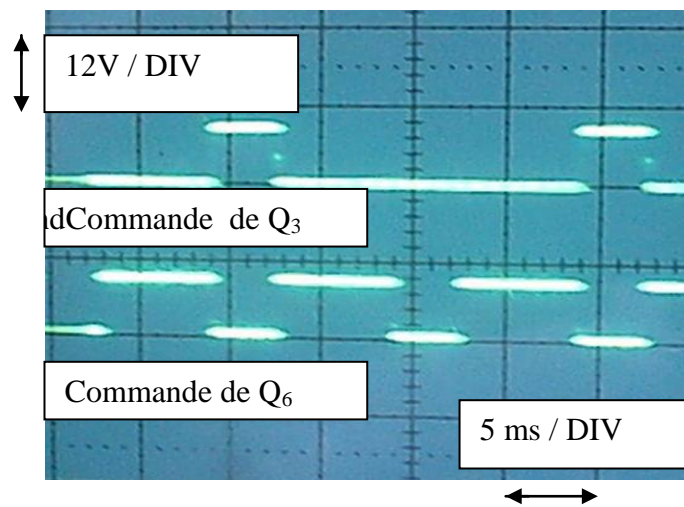


Figure IV-18 – Signaux de commande de Q₃, Q₆

IV.2.2. SIGNAL DE SORTIE :

Le signal de sortie de l'onduleur est relevé à l'entrée et à la sortie du filtre de l'onduleur. Le signal de sortie non filtré est un signal à paliers la figure IV-19. Après filtrage, on obtient un signal de sortie sinusoïdal (figure IV-20).

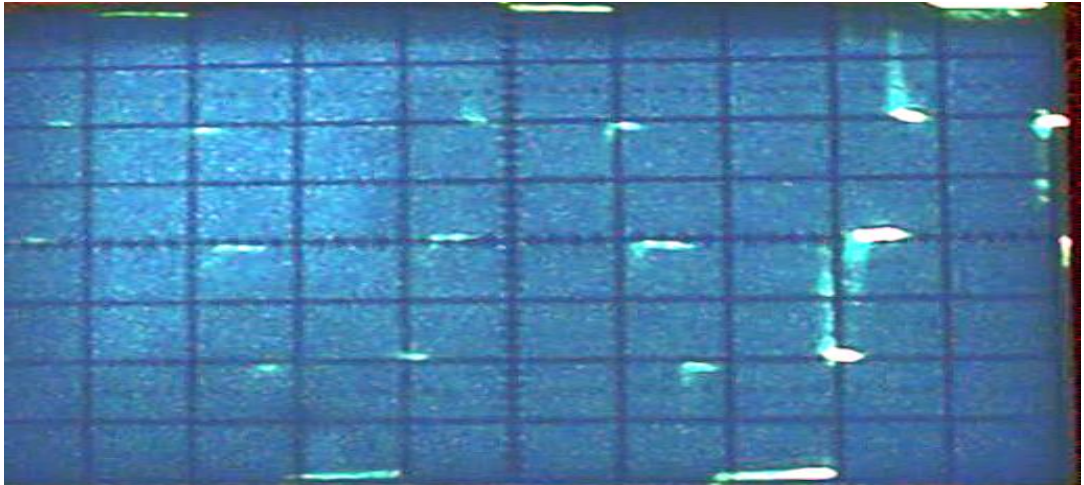


Figure IV-19 - Signal de sortie non filtré

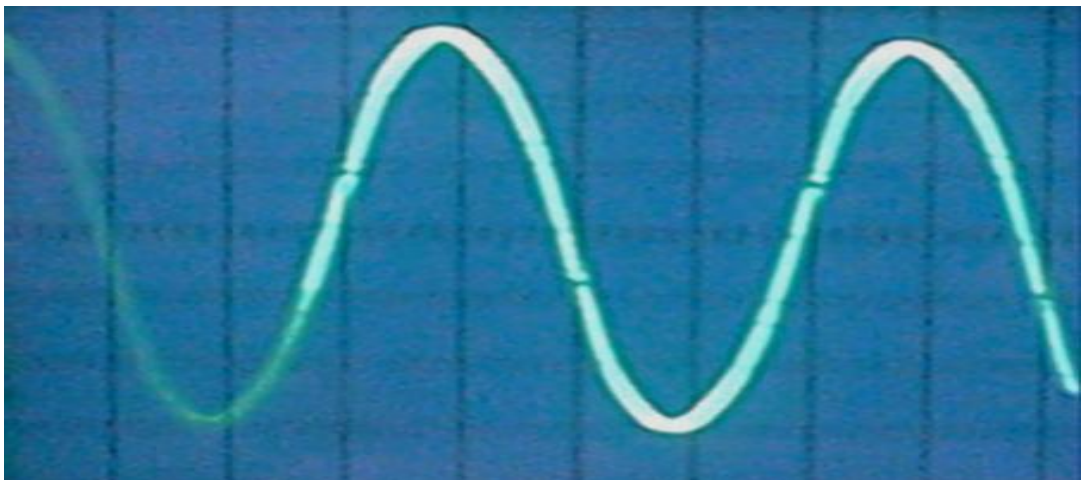


Figure IV-20 – Signal de sortie filtré

IV.2.3. FREQUENCE :

La fréquence de sortie de l'onduleur est 50 Hz

IV.2.4. TAUX D'HARMONIQUES :

Les mesures précises du taux d'harmoniques d'un signal doivent être mesurées par un analyseur de spectre. Ne disposant pas de cet instrument, pour évaluer le taux d'harmoniques contenus dans le signal quasi – sinusoïdal, il a été procédé de la manière suivante : les amplitudes des différents paliers sont relevées sur l'oscilloscope et utilisées dans un programme de simulation sur le logiciel de simulation SPICE.

Le programme de simulation simule l'utilisation d'une source délivrant le même signal que le signal quasi- sinusoïdal présent à la sortie de l'onduleur. La charge de la source est le filtre de sortie de l'onduleur. Le logiciel détermine la forme d'onde du signal délivré par le filtre ainsi que le taux d'harmoniques contenus dans le signal quasi – sinusoïdal ainsi que le signal sinusoïdal.

Le programme de simulation est donné par l'annexe A₂ . Il simule le circuit correspondant à la figure III-50.

Les résultats de la simulation sont présentés par les figures IV-21 et IV-22. On constate l'élimination des harmoniques par le filtre utilisé. :

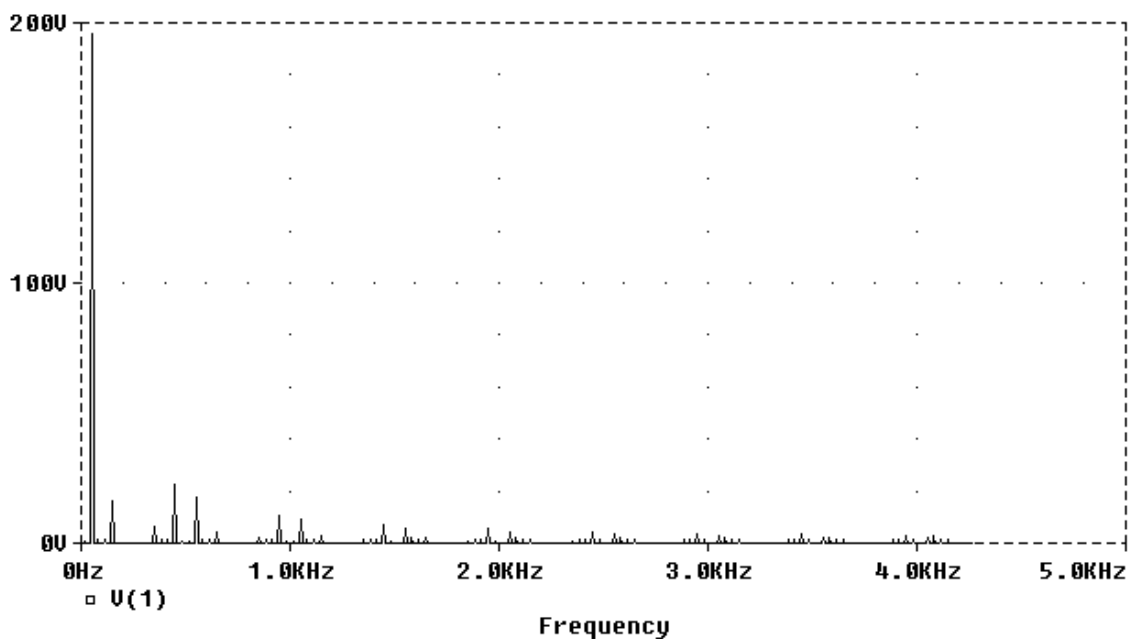


Figure IV-21 – Spectre du signal de sortie non filtré

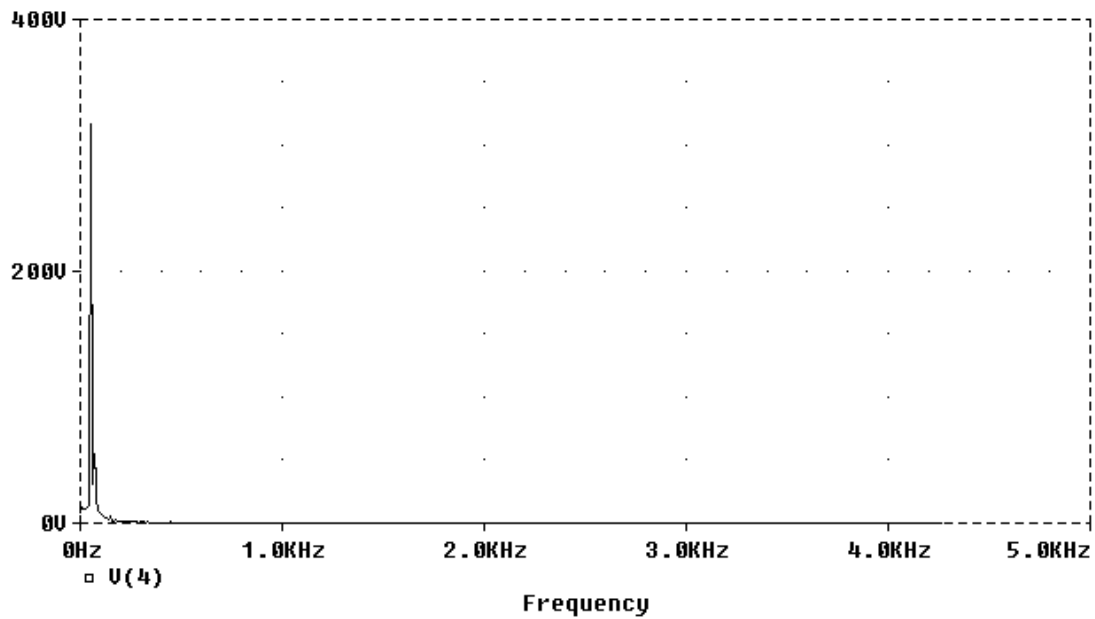


Figure IV-22 – Spectre du signal de sortie après filtrage

La table IV-1 donne l'amplitude des neuf premiers harmoniques contenus dans le signal avant et après filtrage. Avant filtrage le taux de distorsion harmonique (THD) est de 14.37 %, après filtrage il est seulement de 3.79 % .

| Harmonique n° | Fréquence (Hz) | Amplitude avant filtrage (V) | Amplitude après filtrage (V) |
|---------------|----------------|------------------------------|------------------------------|
| 1 | 50 | 183,8000 | 309,2000 |
| 2 | 100 | 1,3290 | 9,6460 |
| 3 | 150 | 14,7000 | 5,4640 |
| 4 | 200 | 0,8575 | 2,2390 |
| 5 | 250 | 0,7991 | 2,0030 |
| 6 | 300 | 0,6490 | 1,4500 |
| 7 | 350 | 6,4860 | 1,1977 |
| 8 | 400 | 0,1167 | 0,9464 |
| 9 | 450 | 20,8700 | 1,1000 |

Table IV-1 – Amplitude des neuf premiers harmoniques

CONCLUSION

Un système de conditionnement de puissance continu / alternatif (onduleur DC/AC) a été conçu et mis au point. Ceci a permis de vérifier la validité de la technique utilisée appelée «onduleur à onde sinusoïdale synthétisée » et de la structure basée sur deux onduleurs interconnectés et nécessitant six interrupteurs de puissance.

Au cours de la conception de l'onduleur, le logiciel de simulation SPICE a permis la simulation des différents modules de l'étage de commande. Les signaux obtenus par simulation correspondent aux signaux relevés sur les cartes de commande réalisées.

De même, le signal de sortie de l'étage de puissance appliqué au filtre, a été simulé. Dans la réalisation, le signal quasi sinusoïdal avant filtrage ainsi que le signal sinusoïdal ont été obtenus. Le taux d'harmoniques réel contenu dans ces signaux n'a pu être mesuré car on ne dispose d'analyseur de spectre. Mais la simulation indique que le taux d'harmoniques est plus faible que le taux imposé qui est de 5%.

Ce travail peut être poursuivi et amélioré en appliquant le programme de calcul des irradiances solaires au niveau du sol, pour générer des données qui seront utilisées pour optimiser le dimensionnement d'une installation photovoltaïque dans laquelle sera utilisé l'onduleur autonome qui a été conçu et réalisé. Des mesures sur site permettront de vérifier la validité des modèles utilisés par le programme donné.

L'onduleur pourra être réalisé en utilisant les techniques numériques pour certaines parties de la commande. La taille des filtres pourra être diminuée en adoptant la technique de modulation de largeur d'impulsion combinée avec la technique de synthèse de signal sinusoïdal.

Finalement ce travail pourra être poursuivi avec pour objectif l'intégration de toutes les fonctions de régulation, de contrôle, de poursuite du point de puissance maximale et de conversion dans un ensemble électronique afin d'améliorer le rendement global.

NOMENCLATURE

| | | |
|--------------------------|---|-------------------------------------|
| A | Facteur d'idéalité ($A \approx 1.5$) | |
| A_r | Coefficient utilisé dans l'équation du filtre résonnant | |
| a_1 | Coefficient entrant dans le calcul de η_i | |
| b_1 | Coefficient entrant dans le calcul de η_i | |
| C_c | Condensateur du circuit de temporisation | [F] |
| C_f | Capacité du condensateur du filtre simple passe bas | [F] |
| C_s | Constante solaire (1367 W/m^2) | $[\text{W/m}^2]$ |
| C_1 | Capacité du condensateur série du filtre résonnant | [F] |
| C_{1i}, C_{2i}, C_{3i} | Condensateurs de l'intégrateur d'erreur | [F] |
| C_2 | Capacité du condensateur parallèle du filtre résonnant | [F] |
| e | Charge de l'électron ($1,602 \cdot 10^{-19} \text{ C}$) | [C] |
| E_c | Facteur de correction. | |
| f | Fréquence de commutation | [Hz] |
| H | Irradiation globale horaire sur un plan horizontal | $[\text{kJ m}^{-2} \text{ h}^{-1}]$ |
| H_d | Irradiation diffuse horaire sur un plan horizontal | $[\text{kJ m}^{-2} \text{ h}^{-1}]$ |
| H_i | Irradiation globale horaire sur une surface inclinée | $[\text{kJ m}^{-2} \text{ h}^{-1}]$ |
| H_r | Irradiation diffuse horaire due au sol | $[\text{kJ m}^{-2} \text{ h}^{-1}]$ |
| H_s | Irradiation diffuse horaire due au ciel | $[\text{kJ m}^{-2} \text{ h}^{-1}]$ |
| h_1 | Rang du premier harmonique | |
| h_2 | Rang du second harmonique | |
| i | Courant (filtré) à l'entrée de l'onduleur | [A] |
| i_B | Courant de base | [A] |
| $i_{B\text{sat}}$ | Courant de base de saturation du transistor | [A] |
| I_{BI} | Courant de base avant l'ouverture | [A] |
| $I_{b1\text{max}}$ | Courant délivré par les transistors Q_{205}, \dots, Q_{208} | [A] |
| $I_{b2\text{max}}$ | Courant délivré par les transistors Q_{201}, \dots, Q_{204} | [A] |
| i_C | Courant de collecteur | [A] |
| $I_{C(B)}$ | Courant de collecteur lors du blocage | [A] |
| I_{cel} | Courant traversant une cellule photovoltaïque | [A] |
| I_{ceo} | Courant de fuite maximal avec courant de base nul | [A] |
| I_{CEX} | Courant de fuite maximal avec $V_{BE} < 0$ | [A] |
| I_{CI} | Courant de collecteur avant l'ouverture | [A] |
| $I_{C\text{max}}$ | Courant de collecteur maximal | [A] |
| $I_{C\text{sat}}$ | Courant de saturation du transistor | [A] |
| I_d | Courant de diode | [A] |
| I_{df} | Irradiation diffuse | $[\text{W/m}^2]$ |
| I_{dsat} | Courant de saturation de la diode | [A] |
| $I_{d\lambda}$ | Irradiation monochromatique diffuse au niveau du sol | $[\text{W/m}^2 \mu\text{m}]$ |
| $I_{\text{ecl}} (A)$ | Courant généré par l'éclairement | [A] |
| I_{D1} | Courant de D_1 (onduleur à point milieu) | [A] |
| $I_{D1\text{eff}}$ | Valeur efficace du courant de D_1 (onduleur à point milieu) | [A] |
| $I_{D1\text{max}}$ | Valeur maximale du courant de D_1 (onduleur à point milieu) | [A] |
| $I_{D1\text{moy}}$ | Valeur moyenne du courant de D_1 (onduleur à point milieu) | [A] |

| | | |
|-------------------|--|----------------|
| I_g | Irradiation globale au sol sur un plan horizontal | $[W/m^2]$ |
| I_{gen} | Courant délivré par le générateur | [A] |
| $I_{g\lambda}$ | Irradiation monochromatique globale au niveau du sol | $[W/m^2\mu m]$ |
| I_{ha} | Irradiation solaire hors atmosphère | $[W/m^2]$ |
| I_{k1}, I_{k2} | Courants dans les interrupteurs K_1, K_2 | [A] |
| I_{k1eff} | Valeur efficace du courant dans l'interrupteurs K_1 | [A] |
| I_{k1max} | Valeur maximale du courant dans l'interrupteurs K_1 | [A] |
| I_{k1moy} | Valeur moyenne du courant dans l'interrupteurs K_1 | [A] |
| I_M | Courant d'entrée maximal de l'onduleur | [A] |
| I_{mod} | Courant délivré par un module | [A] |
| I_{moy} | Valeur moyenne du courant i (source de courant) | [A] |
| I_n | Irradiation directe sur un plan normal au soleil | $[W/m^2]$ |
| I_{neff} | Valeur efficace de l'harmonique n du courant i | [A] |
| $I_{n\lambda}$ | Irradiation directe au niveau du sol | $[W/m^2\mu m]$ |
| $I_{on\lambda}$ | Irradiation spectrale solaire hors atmosphère à une distance moyenne du soleil | $[W/m^2\mu m]$ |
| I_{opt} | Courant débité au point de puissance maximale | [A] |
| I_s | Courant de sortie sinusoïdal de l'onduleur à point milieu | [A] |
| i_s | Courant délivré par la source de tension | [A] |
| I_{sc} | Courant traversant la charge | [A] |
| I_{seff} | Valeur efficace du courant de sortie sinusoïdal de l'onduleur à point milieu | [A] |
| I_{sneff} | Valeur efficace de l'harmonique n du courant i_s | [A] |
| I_{smax} | Valeur maximale du courant de sortie sinusoïdal de l'onduleur à point milieu | [A] |
| I_{smoy} | Valeur moyenne du courant i_s | [A] |
| I_2 | Courant au secondaire du transformateur à point milieu correspondant à la tension V_{sec} | [A] |
| J | Numéro du jour dans l'année | |
| k | Constante de Boltzman ($1,381 \cdot 10^{-23}$) | |
| K_f, K_i | Coefficients caractéristiques du filtre d'entrée | |
| $K_{g\lambda}$ | Coefficient de l'atténuation due à l'absorption par les gaz mélangés | |
| $K_{o\lambda}$ | Coefficient de l'atténuation due à l'absorption par l'ozone | $[cm^{-1}]$ |
| $K_{w\lambda}$ | Coefficient de l'atténuation due à l'absorption par l'eau | $[cm^{-1}]$ |
| K_λ | Coefficient de l'atténuation due à l'ensemble des processus combinés | |
| l | Epaisseur de la couche d'ozone | [cm] |
| L_m | Longitude du lieu | [degrés] |
| L_s | Inductance du filtre simple passe bas | [mH] |
| L_1 | Inductance série du filtre résonnant | [mH] |
| L_2 | Inductance parallèle du filtre résonnant | [mH] |
| m | Nombre de paliers dans le signal quasi - sinusoïdal | |
| M | Masse d'air optique | |
| M_a | Masse d'air optique relative, à la pression actuelle | |
| M_r | Masse d'air optique relative, à la pression standard | |
| m_1, m_2, \dots | Rapport des enroulements des transformateurs dans les onduleurs à onde sinusoïdale synthétisée | |

| | | |
|-------------------|---|--------------|
| n | Rang de l'harmonique | |
| N_p | Nombre de branches en parallèle | |
| N_s | Nombre de cellules en série | |
| n_1 | Nombre de spires du primaire du transformateur Tr | |
| n_2 | Nombre de spires du secondaire du transformateur Tr | |
| P | Pression locale | [mbars] |
| P_A | Pertes de commutation à la fermeture | [W] |
| P_a | Puissance de l'onduleur (limite inférieure de l'intervalle [P_a, P_b]) | [kVA] |
| P_B | Pertes de commutation à l'ouverture | [W] |
| P_b | Puissance de l'onduleur (limite supérieure de l'intervalle [P_a, P_b]) | [kVA] |
| P_{cond} | Pertes de conduction d'un interrupteur | [W] |
| P_{eo} | Puissance à l'entrée de l'onduleur | [kVA] |
| P_i | Puissance de l'onduleur (appartenant à l'intervalle [P_a, P_b]) | [kVA] |
| P_{nom} | Puissance nominale de l'onduleur | [kVA] |
| P_s | Pression du mélange gaz-vapeurs | [mbars] |
| P_{so} | Puissance à la sortie de l'onduleur | [kVA] |
| P_{Tcond} | Pertes totales de conduction de l'ensemble des interrupteurs | [W] |
| Q_r | Charge recouvrée | [C] |
| Q_1, \dots, Q_6 | Interrupteurs de l'étage de puissance | |
| R_b | Rapport de l'irradiation sur un plan incliné à l'irradiation sur un plan horizontal en l'absence de l'atmosphère. | |
| R_c | Résistance du circuit de temporisation | [Ω] |
| R_s | Résistance série | [Ω] |
| R_{sh} | Résistance shunt | [Ω] |
| R_{ts} | Distance actuelle terre - soleil | [km] |
| R_0 | Distance moyenne terre – soleil ($1,496 \cdot 10^8$ km) | [km] |
| R_1, R_2 | Résistances de l'intégrateur d'erreur | [Ω] |
| s | Opérateur de Laplace | |
| T | Durée d'un palier (sauf ceux d'amplitude maximale ou nulle) | [ms] |
| T_{amb} | Température ambiante | [Kelvin] |
| T_{cel} | Température de la cellule | [Kelvin] |
| t_f | Temps de descente à l'ouverture | [μ s] |
| t_d | Temps de retard (delay time) | [μ s] |
| T_i | Période du courant i | [ms] |
| T_j | Température de jonction | [Celsius] |
| t_{OFF} | Temps total d'ouverture | [μ s] |
| t_{ON} | Temps de fermeture | [μ s] |
| t_{p1} | Décalage du front montant de la sortie du circuit U_{6d} | [ms] |
| t_{p2} | Décalage du front descendant de la sortie du circuit U_{6d} | [ms] |
| t_r | Temps de montée (rise time) | [μ s] |
| T_s | Période du signal de sortie de l'onduleur | [ms] |
| t_s | Temps d'évacuation des charges stockées | [μ s] |
| T_0 | Demi - période du signal quasi- sinusoïdal à m paliers | [ms] |
| U | Tension d'alimentation continue (onduleur monophasé) | [V] |
| u | Source de tension réelle | [V] |
| U_a | Tension d'alimentation des transistors Q_{205} et Q_{206} | [V] |

| | | |
|----------------------|---|-----|
| U_{ag} | Tension de sortie (onduleur triphasé) | [V] |
| U_{bg} | Tension de sortie (onduleur triphasé) | [V] |
| U_{cg} | Tension de sortie (onduleur triphasé) | [V] |
| U_d | Tension de mesure de la sortie de l'onduleur | [V] |
| U_{dM} | Tension maximale de la mesure de la sortie de l'onduleur | [V] |
| U_{deff} | Tension efficace de la mesure de la sortie de l'onduleur | [V] |
| U_{moy} | Valeur moyenne de la source de tension u | [V] |
| U_{neff} | Valeur efficace de la source de tension u | [V] |
| U_{opt} | Tension au point de puissance maximale | [V] |
| U_s | Source de tension parfaite | [V] |
| U_{s12b} | Tension de sortie du circuit U_{12b} | [V] |
| U_6 | Tension d'alimentation des transistors Q_{201}, \dots, Q_{204} | [V] |
| u'_1, u'_2, u'_3 | Tensions primaires de l'onduleur à sortie quasi – sinusoïdale | [V] |
| u'' | Tension secondaire de l'onduleur à sortie quasi – sinusoïdale | [V] |
| u''_n | Développement par les séries de Fourier de la tension de sortie quasi sinusoïdale | [V] |
| u''_{eff} | Valeur efficace de l'onde quasi sinusoïdale | [V] |
| V_{BE} | Tension base – émetteur | [V] |
| V_{BEsat} | Tension base - émetteur de saturation | [V] |
| V_c | Tension aux bornes du condensateur du circuit temporisateur | [V] |
| V_{CE} | Tension collecteur base | [V] |
| V_{CEOsus} | Tension de blocage maximale avec $V_{BE} = 0$ | [V] |
| V_{CEX} | Tension de blocage maximale avec $V_{BE} < 0$ | [V] |
| $V_{CE(B)}$ | Tension collecteur - émetteur lors du blocage | [V] |
| $V_{cel} (V)$ | Tension aux bornes d'une cellule | [V] |
| V_{CESat} | Tension collecteur - émetteur de saturation | [V] |
| V_{C33} | Tension aux bornes du condensateur C_{33} | [V] |
| V_d | Tension de seuil de diode | [V] |
| V_{DC} | Tension de référence de l'intégrateur d'erreur (entrée -) | [V] |
| V_f | Tension de retour (feedback) de l'intégrateur d'erreur | [V] |
| V_i | Tension d'entrée du filtre résonnant | [V] |
| V_{if} | Tension d'entrée (du filtre de sortie de l'onduleur) | [V] |
| V_{in} | Tension d'entrée de l'intégrateur (circuit génération de signaux) | [V] |
| V_{INfil} | Tension d'entrée du filtre de sortie | [V] |
| V_{gen} | Tension aux bornes du générateur | [V] |
| V_{k1}, V_{k2} | Tensions aux bornes des interrupteurs K_1, K_2 | [V] |
| V_{mod} | Tension aux bornes du module | [V] |
| V_{max} | Tension maximale des transitoires de tension | [V] |
| V_{oi} | Tension d'erreur (aux bornes de l'impédance Z_3) | [V] |
| V_{out} | Tension de sortie de l'intégrateur | [V] |
| V_r | Tension de référence de l'intégrateur d'erreur | [V] |
| V_{ref1}, V_{ref2} | Tensions de référence du circuit temporisateur | [V] |
| V_{r1} | Tension de référence à l'entrée inverseuse du circuit U_{6d} | [V] |
| V_{r2} | Tension de référence à l'entrée inverseuse du circuit U_{6d} | [V] |
| V_{Sfil} | Tension délivrée par le filtre de sortie | [V] |
| V_{s11d} | Tension à la sortie du circuit U_{11d} | [V] |
| V_{-1B} | Tension à l'entrée inverseuse du circuit U_{1B} | [V] |
| V_{-11d} | Tension à l'entrée inverseuse du circuit U_{11d} | [V] |
| V_{+1B} | Tension à l'entrée non inverseuse du circuit U_{1B} | [V] |
| V_{+11d} | Tension à l'entrée non inverseuse du circuit U_{11d} | [V] |
| V_{+12b} | Tension à l'entrée non inverseuse du circuit U_{12b} | [V] |

| | | |
|-------------------------------|--|--------------|
| V_{+12c} | Tension à l'entrée non inverseuse de U_{12c} | [V] |
| V_0 | Tension de sortie du filtre résonnant | [V] |
| V_1, V_2 | Tensions des enroulements primaires du transformateur Tr | [V] |
| V_{20} | Tension aux bornes de C_{20} | [V] |
| V_s | Amplitude d'un palier dans le signal quasi sinusoïdal | [V] |
| V_{sf} | Tension de sortie (du filtre de sortie de l'onduleur) | [V] |
| V_{s1eff} | Valeurs efficace totale de l'onde de sortie | [V] |
| $V_{s2eff}, \dots, V_{sneff}$ | Valeurs efficaces des harmoniques de rang 2 à n | [V] |
| V_{s1eff} | Valeur efficace de l'onde fondamentale | [V] |
| V_{s12c} | Tension de sortie de U_{12c} | [V] |
| V_{sec} | Tension de l'enroulement secondaire du transformateur Tr | [V] |
| V_{si} | Tension de sortie de l'intégrateur d'erreur | [V] |
| | | |
| w | Epaisseur d'eau précipitable | [cm] |
| | | |
| z | Altitude du lieu | [m] |
| Z_1, \dots, Z_4 | Impédances du circuit d'intégrateur d'erreur | [Ω] |

Symboles grecs :

| | | |
|------------------------|---|-------------|
| α | Coefficient fixant la durée αT du palier d'amplitude maximale | |
| α_a | Paramètre de longueur d'onde (formule d'Angstroem) | |
| α_b | Paramètre correspondant à l'intervalle où le courant délivré par le filtre d'entrée de l'onduleur est nul | |
| α_{cond} | Durée de conduction de chaque interrupteur | [ms] |
| α_i | Fraction de réglage de la tension de retour V_f | |
| α_s | Hauteur du soleil | [degrés] |
| β | Coefficient fixant la durée βT du palier d'amplitude nulle | |
| β_a | Paramètre de trouble (formule d'Angstroem) | |
| β_i | Inclinaison du capteur | [degrés] |
| β_f | Gain forcé du transistor | |
| β_1 | Coefficient déterminant l'intervalle où le courant i est nul (filtre) | |
| δ | Déclinaison solaire | [degrés] |
| $\Delta\lambda$ | Intervalle entre deux longueurs d'ondes monochromatiques | [μm] |
| $\Delta t_{dém}$ | Intervalle du temps de démarrage | [ms] |
| Δt_{som} | Variation de la durée des impulsions de commande | [ms] |
| ΔV_{som} | Variation de la tension V_{som} | [V] |
| ε | Erreur à l'entrée de l'intégrateur | [V] |
| ϕ_r | Humidité relative (fraction de 1) | |
| ϕ_l | Latitude du lieu | [degrés] |
| λ | Longueurs d'onde monochromatique du spectre de l'irradiation solaire | [μm] |
| λ_1, λ_2 | Longueurs d'onde monochromatique | [μm] |
| ν | Fraction de réglage du potentiomètre R_{202} | |
| θ_0 | Angle correspondant à la durée T des paliers | [radians] |
| θ_Z | Angle zénithal | [degrés] |
| η_a | Rendement de l'onduleur à la puissance P_a | |
| η_b | Rendement de l'onduleur à la puissance P_b | |
| η_i | Rendement de l'onduleur à la puissance P_i | |
| φ | Déphasage courant – tension | [radians] |

| | | |
|-------------------|---|-----------|
| ρ | Albédo du sol | |
| σ | Constante du circuit temporisateur | [ms] |
| τ | Taux de distorsion harmonique | |
| $\tau_{a\lambda}$ | Transmittance due aux aérosols | |
| τ_f | Constante de temps de la tension aux bornes du condensateur C_{20} | [ms] |
| $\tau_{g\lambda}$ | Transmittance due aux gaz. | |
| τ_i | Constante d'intégration du circuit de génération de signaux | [ms] |
| τ_{i1} | Durée des impulsions délivrées par U_{2a} | [ms] |
| τ_{i2} | Constante de temps de l'intégrateur d'erreur (R_{19}, C_{33}) | [ms] |
| $\tau_{o\lambda}$ | Transmittance due à l'ozone. | |
| $\tau_{r\lambda}$ | Transmittance de Rayleigh | |
| τ_{tr} | Transmittance | |
| τ_{λ} | Transmittance monochromatique combinant les effets des différentes atténuations et absorptions dans l'atmosphère. | |
| $\tau_{w\lambda}$ | Transmittance due à l'eau. | |
| ω | Pulsation de l'onde de sortie | [radians] |
| ω_a | Angle horaire | [degrés] |
| ω_f | Pulsation caractéristique du filtre de sortie de l'onduleur | [radians] |
| ω_n | Pulsation de l'harmonique de rang n | [radians] |
| ω_o | Pulsation caractéristique du filtre résonant | [radians] |
| ω_s | Angle horaire au lever du soleil (surface horizontale) | [degrés] |
| ω'_s | Angle horaire au lever du soleil pour une surface inclinée | [degrés] |
| ψ | Azimut du lieu | [degrés] |

BIBLIOGRAPHIE

- [1] **M. Buresch**, “ Photovoltaic Energy Systems “, Mac Graw Hill, New York, 1983.
- [2] **J.N. Avaristotis**, “ The Efficient Exploitation of Photovoltaic Electricity ”, Solar Cell, Vol.14, n°3, 1985.
- [3] **P.P. Groumpos, G. Papageorgiou**, “ An Optimal Sizing Method for Stand-alone Photovoltaic Power Systems”, Solar Energy, Vol.38, n°5, pp 341-351, 1987.
- [4] **G. Notton, M. Muselli, P. Poggi, and A. Louche**, “ Autonomous Photovoltaic Systems: Influences of some parameters on the sizing: Simulation Timestep, Input and output Power Profile “. Renewable Energy, Vol.7, n° 4, pp 353-369, 1996.
- [5] **G. Lewis**, “ Sizing of the Array for Stand-alone Photovoltaic Systems “, Renewable Energy, Vol.7, n° 2, pp 209-214, 1996.
- [6] **B. Yaici**, “ Etude des Performances d’une Centrale Photovoltaïque de Faible Puissance et ses Perspectives “, Thèse de Magister, CDER, Alger, 1987.
- [7] **W. Kleinkauf**, “ Photovoltaic Power Conditioning / Inverter Technology “, 10’th PVSEC, Lisbon, Portugal, 1991.
- [8] **P.R. Mishra, A.K. Pandey, and J.C. Josh**, “ Design of a Battery Voltage Regulator Based on Maximum Power Point Tracking and Charge Equalisation Concepts”, Solar Energy Material and Solar Cells, Vol.44, n°1, 1996.
- [9] **J.H.R. Enslin and D.B. Snyman**, “ Combined Low Cost, High –Efficient Inverter, Peak Power Tracker and Regulator for PV Applications”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.6, n°1, pp 73-82, 1991.
- [10] **R.L. Steigerwald, A. Ferraro, and F.G. Turnbull**, “ Applications of Power Transistors to Residential and Intermediate Rating Photovoltaic Array Power Conditioners ”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 1A-19, n)2, 1983.
- [11] **N. Abdel-Rahim and J.E. Quaicoe**, “ A Single-Phase Delta-Modulated Inverter for UPS Applications”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.40, n°3, 1993.
- [12] **S. Vadivel, G. Bhuvanewari, and G. Sridhara Rao**, “ A Unified Approach to the Real-Time Implementation of Microprocessor-Based PWM Waveforms”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.6, n°4, 1991.
- [13] **F. Chenio, N. Martin, J. Copetti, K. Mukadam, and J.M. Zaragoza**, “ Testing PV Devices for the Community I+D and Demonstration Projects”, CIEMAT – Spain.
- [14] **W. Bower, S. Phillips, and F. Schalles**, “ Performance and Characteristics of Inverters in Remote and stand-alone Applications”, IEEE PV Conference, pp 1075-1080, 1988.
- [15] **L. Keating, D. Mayer, S. McCarthy, and G.T. Wrixton**, “ Concerted Action on Computer Modelling & Simulation”, 10’Th PVSEC, pp 1259-1265, Lisbon, Portugal, 1991.

- [16] **Z. Benyahia**, “ Etude Technico-économique comparative entre centrales diesel et centrales photovoltaïques“, Thèse de Magister, CDER, Alger, 1990.
- [17] **B.D. Bedford, R.G. Hoft**, “ Principles of Inverter Circuits “, Wiley, New York, 1964.
- [18] **P. Longrigg**, “ D.C. to A.C. Inverters for Photovoltaics”, Solar Cells, n°6, pp 343-356, 1982.
- [19] **J.L. Dalmasso**, “ Cours d’Electrotechnique – Tome 2. Traitement de l’Energie Electrique (Convertisseurs Statiques) “, Belin , 1984.
- [20] **H. Buhler**, “ Electronique de Puissance “, Dunod, France, 1989.
- [21] **J-L. Dalmasso**, “ Electronique de Puissance, Commutation “, Belin, Paris,1986.
- [22] **K.H. Edlmoser, F.A. Himmelstoss**, “ High Efficiency DC-AC Inverter for Solar Application “, 14’th PVSEC, pp 2180-2183, Barcelona, Spain, 1997.
- [23] **G. Seguier, F. Labrique**, “ Les Convertisseurs de l’Electronique de Puissance, Tome 4 : La Conversion Continu-Alternatif”, Technique et documentation – Lavoisier, 1989.
- [24] **S. Dahler, R.S. Thé, and F.Antunes**, “ Multilevel Current Source – The Switching Control Strategy for High Power Application”, Proceedings of the IEEE IECON, Vol.3, pp 1752-1757, 1996.
- [25] **W.R. Anis**, “ Stepped Sine Wave DC/AC Inverter, I. Theoretical Analysis ”, Solar Energy Materials and Solar Cells, n°28, pp 123-130, 1992.
- [26] **C.W. Lander**, “ Electronique de Puissance”, Mc Graw-Hill, Paris, 1989.
- [27] **M.H. Rashid**, “ Spice for Power Electronics and Electric Power “, Prentice Hall, New Jersey, 1993.
- [28] **J.H. Jeong, T.K. Lee, and D.S. Hyun**,” An Improved Snubber Circuit with High Efficiency and Overvoltage Clamping in Three-level Inverters “ , Conference Records of IECON6, Vol.3, pp 1790-1795, 1996.
- [29] **J.P. Ferrieux, F. Forest**, “ Alimentations à Découpage – Convertisseurs à résonance. Principes – Modélisation – Composants. “, Masson, Paris, 1987.
- [30] **X. Guillaud, J.P. Hautier**, “ Concepts de Modélisation pour la Commande des Convertisseurs Statiques”, J. Phys. France, Vol. III, n°4, pp 805-819, 1994.
- [31] **G. Séguier**, “ L’électronique de Puissance, les Fonctions de Base et leurs Principales Applications ”, Dunod, Paris, 1990.
- [32] **H. Akagi**, “ The State-of-the-Art of Power Electronics in Japan “, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.13, n°2, pp 345-356, 1998.
- [33] **B. K. Bose**, “ Recent Advances in Power Electronics ”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.7, n°1, pp 6-14, 1992.

- [34] **K. Jezernik, M. Milanovic, and D. Zdravec**, “ Microprocessor Controlled Inverter for UPS Applications ”, EPE, pp1121-1125, Aachen, 1989.
- [35] **T. Kalker**, “ Overcurrent Protection for Power-Mosfets “, EPE, Aachen, 1989.
- [36] **A. Ackva**, “ High Power Transistor Inverter with Novel Protection Scheme”, EPE, pp 783-787, Aachen, 1989.
- [37] **S. Ould Amrouche, M. Belhamel, and A. Malek**, “ Système de Conditionnement de Puissance pour Installation Photovoltaïque”, JNVER 99, Tlemcen, 1999.
- [38] **S. Ould Amrouche, M. Belhamel, A. Malek , and A. Maafi**, “ DC/AC Inverter for Solar Applications”, WREC VI, Part II, pp 821-824, Brighton, 2000.
- [39] **X. Berger**, “ A Simple Model for Computing the Spectral Radiance of Clear Skies”, Solar Energy, Vol.40, N°4, pp 321-333, 1988.
- [40] **K.W. Boer**, “ The Solar Spectrum at Typical Clear Weather Days “, Solar Energy, Vol.19, pp 525-538, 1977.
- [41] **Y. Miyake, R.Shimokawa, Y. Nakanishi, and Y. Hamakawa**, “ Glabal Radiation Model and Angular Distribution of the Diffuse Irradiance “, Solar Cells, n°20, pp 127-143, 1987.
- [42] **R. Bird**, “ A simple, Solar Spectral Model for Direct-Normal and Diffuse Horizontal Irradiance “, Solar Energy, Vol.32, n°4, pp 461-471, 1984.
- [43] **M. Iqbal**, “ An Introduction to Solar Radiation ”, Academic Press Toronto, New York, 1983.
- [44] **B. Leckner**, “ The Spectral Distribution of Solar Radiation at the Earth’s Surface Elements of a model “ Solar Energy, Vol.20, pp 143-150, 1978.
- [45] **M. Sadok**, “Contribution à l’ Etude des Performances d’une Installation Photovoltaïque de Puissance”, Thèse de Magister, CDER, Alger, 1995.
- [46] **S. Ould Amrouche**, “ Etude des Modèles de Reconstitution Spectrale du Rayonnement Solaire ”, Mini Projet Post - Graduation Rayonnement Atmosphérique, pp 1-6, 1997.
- [47] **A. Louche, M. Maurel, G. Simmonot, G. Peri, and M. Iqbal**, “ Determination of Angstrom Coefficient from Direct Solar Irradiance Measurements “, Solar Energy, Vol.38, n°2, pp 89-96, 1987.
- [48] **T.K. Van Heuklon**, “ Estimating Atmospheric Ozone for Solar Radiation Models ”, SolarEnergy, Vol.22, n°1, pp 63-68, 1979.

ANNEXE A₁

RAYONNEMENT ATMOSPHERIQUE

I. DEFINITIONS DES PARAMETRES ASTRONOMIQUES ET GEOGRAPHIQUES :

- La latitude d'un lieu est l'angle ϕ_1 formé par le plan de l'équateur et la droite passant par le lieu et le centre de la terre.
- La longitude L_m d'un lieu est l'angle formé par le méridien local et le méridien de Greenwich.
- L'altitude z d'un lieu est la hauteur de ce lieu relativement au niveau de la mer.
- L'angle horaire ω_a est l'angle formé par la direction du soleil. Il varie de 15° par heure.

$$\omega_a = 15 (12-t) \quad \text{A1-1}$$

t en temps solaire vrai (TSV)

- La hauteur du soleil α_s est l'angle formé par la direction du soleil avec la projection de cette dernière sur le plan horizontal.
- La déclinaison solaire δ est l'angle entre le plan de l'équateur et la direction du soleil.

$$\delta = 23.45 \text{ SIN } (360 (J + 284) / 365) \text{ en degrés} \quad \text{A1-2}$$

J : numéro du jour dans l'année

- La distance (angle) zénithale θ_z est l'angle formé par le zénith local et la direction du soleil.
- L'azimut ψ est l'angle formé par le méridien du lieu et celui contenant la direction du soleil.

- La distance moyenne terre – soleil est $R_o = 1.496 \cdot 10^8$ km A1-3

- Facteur de correction E_c de l'excentricité de l'orbite terrestre :

$$E_c = 1 + 0.033 \text{ COS } (2\pi J / 365) \quad \text{A1-4}$$

- Les expressions suivantes décrivent la relation entre le soleil et une surface horizontale :

$$\text{COS } \theta_z = \text{SIN } \delta \text{ SIN } \phi_1 + \text{COS } \delta \text{ COS } \phi_1 \text{ COS } \omega_a = \text{SIN } \alpha_s \quad \text{A1-5}$$

$$\text{COS } \psi = (\text{SIN } \alpha_s \text{ SIN } \phi_1 - \text{SIN } \delta) / \text{COS } \alpha_s \text{ COS } \phi_1 \quad \text{A1-6}$$

- Le rapport R_b de l'irradiation sur un plan incliné à l'irradiation sur un plan horizontal en l'absence de l'atmosphère est donné par :

$$R_b = \frac{(\pi / 180)\omega_s' \sin \delta \sin(\phi - \beta_i) + \cos \delta \cos(\phi - \beta_i) \sin \omega_s'}{(\pi / 180)\omega_s \sin \delta \sin \phi + \cos \delta \cos \phi \sin \omega_s} \quad A1-7$$

ω_s est la valeur de l'angle horaire au lever du soleil pour une surface horizontale :

$$\omega_s = \cos^{-1}(-\tan \delta \tan \phi) \quad A1-8$$

ω_s' est l'angle horaire au lever du soleil pour une surface inclinée d'un angle β en direction de l'équateur :

$$\omega_s' = \min \left\{ \omega_s, \cos^{-1}(-\tan \delta \tan(\phi - \beta_i)) \right\} \quad A1-9$$

II. IRRADIATION SOLAIRE A LA LIMITE DE L'ATMOSPHERE :

La température interne du soleil varie entre 15 et 40 millions de degrés Kelvin. A la surface, sa température oscille entre 4000 et 6000 °K.

L'irradiation solaire hors atmosphère est donnée par :

$$I_{ha} = C_s (R_o/R_{ts})^2 \cos(\theta_z) \quad A1-10$$

C_s étant la constante solaire (énergie totale reçue par unité de surface normale au soleil)

$$C_s = 1367 \text{ W/m}^2 \quad A1-11$$

(valeur adoptée par l'Organisation Mondiale de la météorologie).

R_{ts} est la distance terre - soleil

D'après les données de la NASA, 99 % de l'énergie est contenue dans la bande 0.25 - 4 μm . La table (3-3-2 [43]) donne l'irradiation spectrale directe $I_{on\lambda}$ ($\text{Wm}^{-2} \mu\text{m}^{-1}$) pour chaque longueur d'onde $\lambda(\mu\text{m})$ comprise entre 0.25 et 25 μm . A la fin de cette table, l'irradiation totale atteint 1367 Wm^{-2} .

III. ATTENUATION DE L'IRRADIATION SOLAIRE PAR L'ATMOSPHERE

1. DESCRIPTION DE L'ATMOSPHERE :

L'atmosphère est décomposée en trois constituants principaux : les molécules d'air sec, les vapeurs d'eau et les aérosols.

- AIR SEC :

L'air sec est composé de plusieurs gaz : l'azote(78%), l'oxygène (21%), l'argon (1%) et le dioxyde de carbone (0.33%).

Les molécules d'air dispersent les rayonnements quelle que soit la longueur d'onde.

Mais l'absorption ne se produit que pour certaines longueurs d'ondes. L'absorption la plus importante est causée par l'ozone (O₃), le dioxyde de carbone (CO₂), l'oxygène (O₂), l'azote (N₂) et les oxydes d'azote (NO₂).

- VAPEURS D'EAU :

La quantité d'eau présente dans l'atmosphère peut être évaluée par le taux de mélange ou la quantité précipitante d'eau.

Le taux de mélange est le rapport de la masse de la vapeur d'eau à la masse d'air sec, par unité de volume.

L'eau précipitante est la quantité de vapeur contenue dans l'air (dans la direction du zénith). Elle est aussi exprimée par l'épaisseur d'eau formée par la condensation de toutes les vapeurs d'eau par unité de surface.

- AEROSOLS :

Les aérosols sont constitués de particules liquides ou solides qui suivent le mouvement de l'air dans certaines limites.

Les particules peuvent être de divers volumes, dimensions, formes et distributions (fumées industrielles, pollen, tempête de sable, etc....).

Une atmosphère contenant des aérosols est considérée comme étant trouble.

La présence d'aérosols peut être quantifiée par :

*le nombre de particules par cm³.

*le trouble atmosphérique

*la visibilité

2. PHENOMENES D'ATTENUATION DU RAYONNEMENT :

Le rayonnement solaire est atténué par les phénomènes d'absorption et de diffusion dus à l'atmosphère.

L'extinction atmosphérique est principalement due à deux différents phénomènes :

- Diffusion du rayonnement par les molécules de gaz, la vapeur d'eau et les particules en suspension dans l'air.

Ce phénomène se traduit par la dispersion du rayonnement dans toutes directions. Une partie de cette énergie atteint le sol, l'autre est retransmise vers le ciel.

- Absorption par différents gaz (O₂, O₃, CO₂...).

La diffusion et l'absorption sont fonction de la longueur d'onde et de l'épaisseur atmosphérique (masse d'air) traversée par le rayonnement solaire.

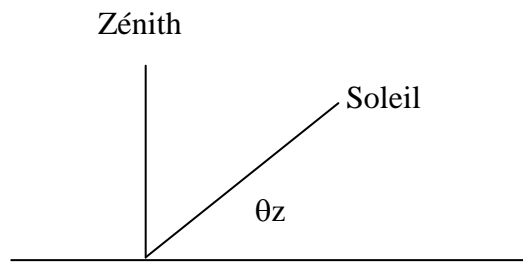
a. Masse d'air :

L'atténuation du rayonnement solaire dépend de la masse d'air traversée.

La masse d'air relative est le rapport de la masse M traversée en oblique (figure A₁₋₁) à la masse traversée dans la direction zénithale. Pour une atmosphère sans réfraction, la masse d'air relative est donnée par :

$$M_r = 1/\cos \theta_z$$

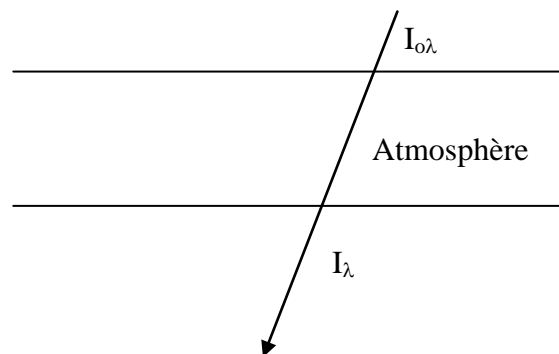
A1-12

Figure A₁₋₁**b. LOI DE BOUGUER :**

$I_{0\lambda}$ et I_λ (figure A₁₋₂) étant l'irradiation en dehors de l'atmosphère et l'irradiation reçue au niveau du sol sur un plan normal au soleil, la loi de Bouguer énonce que :

$$I_\lambda = I_{0\lambda} \exp(-K_\lambda M) \quad \text{A1-13}$$

K_λ est le coefficient d'extinction atmosphérique à la longueur λ .
 M est la masse d'air optique.

Figure A₁₋₂**c. TRANSMITANCE :**

La transmittance est le rapport de l'irradiation hors atmosphère à l'irradiation atteignant le sol.

$$\tau_{tr} = I_{n\lambda} / I_{on\lambda} \quad \text{A1-14}$$

d. DIFFUSION :**α. DIFFUSION DE RAYLEIGH :**

Pour des particules sphériques de diamètre très inférieur à la longueur d'onde de l'irradiation, la diffusion obéit à la théorie de Rayleigh

La transmittance due à la diffusion de Rayleigh est donnée par :

$$\tau_{r\lambda} = \exp(-0.008735 \lambda^{-4.08} M_a) \quad A1-15$$

M_a est la masse relative de l'air

β. DIFFUSION PAR LES AEROSOLS :

La transmittance par les aérosols est donnée par la relation d'Angström :

$$\tau_{a\lambda} = \exp(-\beta_a \lambda^{-\alpha_a} M_a) \quad A1-16$$

β_a dépend de la quantité d'aérosols présents dans l'atmosphère, il est compris entre 0 et 0.5 ou plus.

α_a indique le rapport du nombre de petites particules au nombre de larges particules au nombre de larges particules, il varie entre 0 et 4.

e. ABSORPTION PAR LES GAZ :

L'absorption par les gaz ne s'effectue que pour certaines valeurs ou bandes de longueur d'onde λ .

Dans le spectre visible et ultraviolet, l'oxygène, l'azote et l'ozone sont les principaux facteurs d'absorption de l'irradiation solaire.

Aucune irradiation de longueur d'onde inférieure à 0,2 μm n'atteint la terre car étant absorbé par l'ozone dans les hautes couches de l'atmosphère.

Dans le domaine infrarouge, plusieurs gaz provoquent l'absorption de l'irradiation. Entre autres, il y a les vapeurs d'eau, le dioxyde de carbone, l'ozone, l'oxyde d'azote, l'oxygène, etc.... Pour λ supérieur à 2.5 μm , l'irradiation qui atteint la terre est négligeable.

3. MODELE DE BO LECKNER – EXPRESSIONS DES TRANSMITANCES :

a. TRANSMITANCE DE L'AIR :

La transmittance due à la diffusion de l'irradiation par les molécules de l'air est donnée par la relation de Rayleigh.

$$\tau_{r\lambda} = \exp(-0.008735 \lambda^{-4.08} M_a) \quad A1-17$$

Selon Kasten, la masse relative de l'air à la pression standard est

$$M_r = [\cos \theta_z + 0,15(93,885 - \theta_z)^{-1,253}]^{-1} \quad A1-18$$

Pour une pression P, on effectue la correction suivante afin de déterminer la masse relative M_a :

$$M_a = M_r (P/1013.25) \quad A1-19$$

b. TRANSMITANCE DE L'OZONE :

$$\tau_{o\lambda} = \exp(-K_{o\lambda} l M_r) \quad A1-20$$

| | |
|----------------|---|
| $K_{o\lambda}$ | Coefficients d'extinction établis par Vigroux et interpolés par Leckner |
| l | Épaisseur de la couche d'ozone |
| M_r | Masse optique de l'ozone |

Leckner a estimé l'épaisseur de la couche d'ozone à 0,2cm. L'épaisseur établie par Van Heuklon est la suivante :

$$l = (1/1013.25) [235 + 150 + 40 \text{ SIN}(0,9865(J-30) + 20 \text{ SIN}(3(L_m+20)) \text{ SIN}^2 1,28 \phi_1] \quad \text{A1-21}$$

Avec :

- J : numéro du jour dans l'année
- L_m : Longitude en degrés
- ϕ_1 : Latitude en degrés

c. TRANSMITTANCE DES GAZ :

Bo Leckner présente la transmittance des gaz mélangés et celle des vapeurs d'eau. Ces transmittances donnent des résultats plus précis que la loi de Bouguer.

La transmittance due à l'absorption moléculaire par les gaz uniformément mélangés (CO_2 , O_2) est calculée par

$$\tau_{g\lambda} = \exp [-1.41 K_{g\lambda} M_a / (1 + 118.93 K_{g\lambda} M_a)^{0.45}] \quad \text{A1-22}$$

La transmittance de l'eau est donnée par :

$$\tau_{w\lambda} = \exp [-0.2385 K_{w\lambda} w M_r / (1+20.07 K_{w\lambda} w M_r)^{0.45}] \quad \text{A1-23}$$

- w : $0.493 \phi_r P_s / T_{\text{amb}}$
- T_{amb} : température ambiante en degrés Kelvin
- ϕ_r : humidité relative (fraction de 1)

La pression est donnée par $P_s = \exp (26,23-5416/T)$ A1-24

d. TRANSMITTANCE DES AEROSOLS :

La transmittance des aérosols est déterminée par la relation d'Angstrom .

$$\tau_{a\lambda} = \exp(-\beta_a \lambda^{-\alpha_a} M_a) \quad \text{A1-25}$$

IV. EVALUATION DES RESSOURCES ENERGETIQUES PHOTOVOLTAIQUES :

L'optimisation d'une installation photovoltaïque (PV) pose le problème de la connaissance des ressources énergétiques disponibles. Les mesures n'étant pas toujours disponibles ou complètes, il est impératif d'utiliser des modèles qui permettent d'estimer l'irradiation au niveau du sol.

Les différents modèles emploient des données astronomiques, météorologiques et géographiques. Dans un premier temps, on détermine l'irradiation directe ainsi que les irradiances diffuse et globale sur un plan horizontal.

Dans une seconde étape, on en déduit les irradiances correspondantes sur un plan incliné.

1. ESTIMATION AU SOL DE L'IRRADIATION DIRECTE, DIFFUSE ET GLOBALE PAR CIEL CLAIR :

Il existe un nombre important de modèles [39] permettant de déterminer l'irradiation, sur une bande ou sur la totalité du spectre solaire. Parmi ces différents modèles, on peut distinguer le modèle de type spectral et celui de type paramétrique.

Le modèle de type spectral [40] calcule l'irradiation solaire sur une certaine bande (cas de l'énergie photovoltaïque), il nécessite l'intégration des valeurs monochromatiques sur la largeur du spectre spécifié.

Le modèle de type paramétrique est plus simple et plus rapide que le modèle spectral. Il calcule de manière globale [41], en tenant compte des différents paramètres atmosphériques l'irradiation totale (intégrée sur tout le spectre). Le modèle de Bird [42] en est un exemple.

En énergie solaire ce type de modèle peut être utilisé dans les applications de chauffage et de réfrigération.

a. METHODE SPECTRALE :

L'irradiation directe sur un plan normal au soleil est donnée [43] par :

$$I_n = \sum_{\lambda_1}^{\lambda_2} I_{on\lambda} \tau_{\lambda} \Delta\lambda \quad \text{A1-26}$$

où

| | |
|---------------------------------------|---|
| I_n (W/m ²) | Irradiation directe sur un plan normal au soleil. |
| $I_{on\lambda}$ (W/m ² μm) | Irradiation monochromatique hors atmosphère (table 3.3.2, [43]). |
| τ_{λ} | Transmittance monochromatique combinant les effets des différentes atténuations et absorptions dans l'atmosphère. |
| $\Delta\lambda$ (μm) | Intervalle variable (table 3.3.2, [43]). |

L'irradiation diffuse au sol est :

$$I_{df} = \sum_{\lambda_1}^{\lambda_2} I_{d\lambda} \Delta\lambda \quad \text{A1-27}$$

Où :

| | |
|--------------------------------------|-------------------------------------|
| I_{df} (W/m ²) | Irradiation diffuse. |
| $I_{d\lambda}$ (W/m ² μm) | Irradiation monochromatique diffuse |

L'irradiation globale au sol est donnée en fonction de l'irradiation directe I_n et diffuse I_d par :

$$I_g = I_n \cos \theta_z + I_d \quad \text{A1-28}$$

Où :

I_g (W/m^2) irradiation globale au sol sur un plan horizontal.

θ_z ($^\circ$) angle zénithal.

α . MODELE DE BO LECKNER :

L'avantage du modèle de Bo Leckner [44] est d'être simple relativement aux autres modèles et d'avoir une précision suffisante. Il permet de calculer le spectre de l'irradiation solaire au niveau du sol, pour l'irradiation directe, diffuse et globale.

Ce modèle utilise les valeurs de l'irradiation hors atmosphère établies par Thekaekara [43]. Il nécessite des données décrivant l'état de l'atmosphère grâce à des données météorologiques ou des tables de valeurs moyennes.

Le spectre de l'irradiation solaire directe en fonction de la longueur d'onde λ (μm) est donné par la relation suivante :

$$I_{n\lambda} = E_c I_{on\lambda} \tau_{r\lambda} \tau_{o\lambda} \tau_{g\lambda} \tau_{w\lambda} \tau_{a\lambda} \quad \text{A1-29}$$

Avec :

| | |
|--|---|
| E_c | Facteur de correction. |
| $I_{on\lambda}$ ($\text{W}/\text{m}^2\mu\text{m}$) | Irradiation spectrale solaire hors atmosphère à une distance moyenne du soleil. |
| $I_{n\lambda}$ ($\text{W}/\text{m}^2\mu\text{m}$) | Irradiation directe au niveau du sol. |
| $\tau_{r\lambda}$ | Transmittance de Rayleigh. |
| $\tau_{o\lambda}$ | Transmittance due à l'ozone. |
| $\tau_{g\lambda}$ | Transmittance due aux gaz. |
| $\tau_{w\lambda}$ | Transmittance due à l'eau. |
| $\tau_{a\lambda}$ | Transmittance due aux aérosols. |

L'irradiation diffuse $I_{d\lambda}$ ($\text{W}/\text{m}^2\mu\text{m}$) qui atteint un plan horizontal au niveau du sol est déterminée par :

$$I_{d\lambda} = E_c I_{on\lambda} (0.5)(1 - \tau_{r\lambda} \tau_{a\lambda}) \tau_{o\lambda} \tau_{g\lambda} \tau_{w\lambda} \quad \text{A1-30}$$

L'irradiation globale $I_{g\lambda}$ ($\text{W}/\text{m}^2\mu\text{m}$) au niveau du sol est donnée par la relation suivante :

$$I_{g\lambda} = I_{n\lambda} \cos \theta_z + I_{d\lambda} \quad \text{A1-31}$$

Le modèle de Brine – Iqbal utilise la même expression pour l'irradiation directe mais propose une autre expression pour le rayonnement diffus.

2. ESTIMATION DE L'IRRADIATION GLOBALE SUR UN PLAN INCLINE :

Il est très important d'évaluer quantitativement l'irradiation reçue par une surface inclinée dans le domaine de l'énergie photovoltaïque, pour permettre la conception de systèmes photovoltaïques performants.

La procédure suivie pour l'estimation de l'irradiation globale sur un plan incliné [45] est celle développée par Liu et Jordan.

Pour les sites où l'irradiation globale horaire et l'irradiation diffuse horaire sont connues, il est possible de calculer l'irradiation globale horaire sur une surface inclinée.

$$\left. \begin{aligned} \text{Avec :} \quad & H_i = (H - H_d) R_b + H_r + H_s \\ & H_r = H_d \frac{1 + \cos \beta_i}{2} \\ & H_s = H_\rho \frac{1 + \cos \beta_i}{2} \end{aligned} \right\} \quad \text{A1-32}$$

On obtient la relation suivante :

$$H_i = (H - H_d) R_b + H_d \frac{1 + \cos \beta_i}{2} + H_\rho \frac{1 + \cos \beta_i}{2} \quad \text{A1-33}$$

où

- H_i Irradiation globale horaire sur une surface inclinée.
- H Irradiation globale horaire sur un plan horizontal.
- H_d Irradiation diffuse horaire sur un plan horizontal.
- H_r Irradiation diffuse horaire due au sol.
- H_s Irradiation diffuse horaire due au ciel.
- R_b Rapport de l'irradiation sur un plan incliné à l'irradiation sur un plan horizontal en l'absence de l'atmosphère.
- β_i Inclinaison du capteur.
- ρ Albédo du sol.

Les valeurs horaires des différentes irradiations peuvent être obtenues en intégrant sur la période d'une heure les valeurs des irradiations instantanées. Celles pouvant être fournies par l'utilisation d'un modèle spectral.

3. PROGRAMME DE CALCUL POUR LE MODELE DE BO LECKNER :

Un programme écrit [46] en Fortran 77 permet le calcul des différentes irradiances pour plusieurs modèles de type spectral (Bo Leckner, Brine-Iqbal) et un modèle de type paramétrique (Bird).

Ce programme peut être utilisé pour appliquer le modèle de Bo Leckner dans le domaine photovoltaïque [47,48].

Il offre la possibilité de générer les valeurs des irradiances directe, diffus et global au niveau du sol par ciel clair.

Le programme utilise des données météorologiques telles que la pression, l'humidité et la température ainsi que des données astronomiques et géographiques (déclinaison, latitude, longitude). Le coefficient de trouble peut être estimé de façon approximative [43].

L'organigramme du programme est donné par la figure A₁₋₃

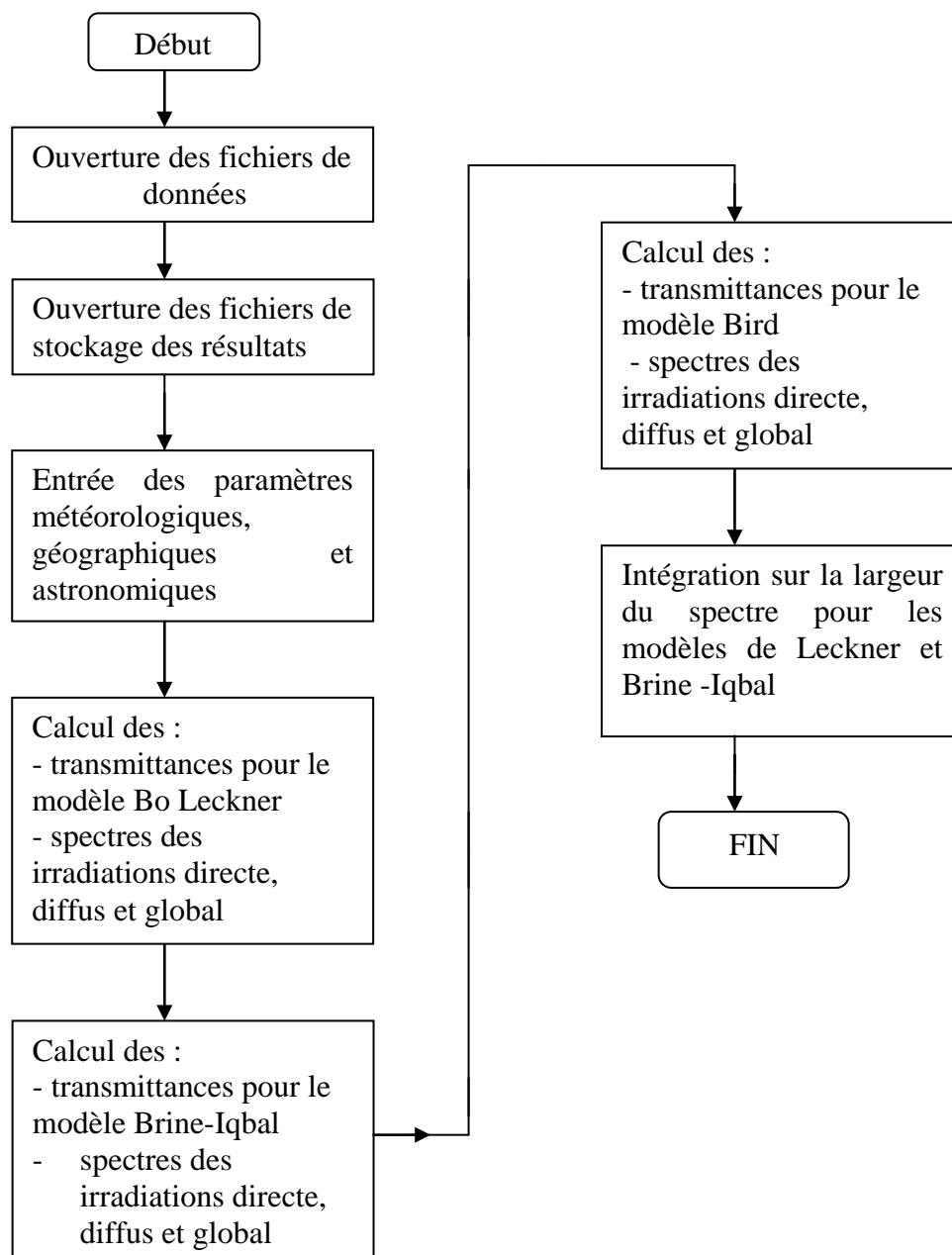


Figure A₁₋₃ Organigramme du programme de calcul des irradiances directe, diffuse et globale.

Le programme écrit est le suivant :

PROGRAMME DE CALCUL DES RAYONNEMENTS SOLAIRES SUR UNE SURFACE HORIZONTALE.

```
C   DECLARATION DES VARIABLES
    INTEGER NJ, HV
    REAL LAT, LON, DEC, MA, TR(168), LO3, W, BETA, ALPHA, TO3(168)
    REAL M, P, LAMBDA(168), Z, IRR(168), CW(168), CG(168), CO3(168)
    REAL TA(168), TW(168), TMB, TD, RRDH(168), RDFH(168), TG(168)
    REAL HUMR, EC, RGH(168), RFI(168), RFIR(168), RFIA(168), RFIM(168)
    REAL Q(168), RGQH(168), E(168), IT1, IT2, IT3, IT4, IT5, KRB, KB, LK

C   OUVERTURE DE FICHIERS
    OPEN (UNIT = 1, FILE = 'BD1.DAT', STATUS = 'OLD')
    OPEN (UNIT = 5, FILE = 'RES1.DAT', STATUS = 'UNKNOWN')
    OPEN (UNIT = 6, FILE = 'RES2.DAT', STATUS = 'UNKNOWN')
    OPEN (UNIT = 7, FILE = 'RES3.DAT', STATUS = 'UNKNOWN')

C   NUMERO DU JOUR DANS L'ANNEE : NJ
    WRITE(*, 10)
10  FORMAT(3X, 'DONNER LE NUMERO DU JOUR DANS L'ANNEE')
    READ (*, *) NJ

C   LATITUDE DU LIEU : LAT
    WRITE (*, 20)
20  FORMAT (3X, 'DONNER LA LATITUDE DU LIEU')
    READ (*, *) LAT
    LAT = LAT*3.14159/180

C   LONGITUDE DU LIEU : LON
    WRITE (*, 30)
30  FORMAT (3X, 'DONNER LA LONGITUDE DU LIEU EN DEGRES')
    READ (*, *) LON
    LON = LON*3.14159/180

C   PRESSION DU LIEU : P
    WRITE (*, 40)
40  FORMAT (3X, 'DONNER LA PRESSION DU LIEU')
    READ (*, *) P

C   HEURE VRAIE : HV
    WRITE (*, 50)
50  FORMAT (3X, 'DONNER L'HEURE VRAIE HV', I2)
    READ (*, *) HV
```

```

C    COEFFICIENT DE TROUBLE : BETA
    WRITE (*, 80)
80  FORMAT (3X, ' DONNER LE COEFFICIENT DE TROUBLE BETA')
    READ (*, *) BETA

C    COEFFICIENT ALPHA : ALPHA
    WRITE (*, 90)
90  FORMAT (3X, ' DONNER ALPHA')
    READ (*, *) ALPHA

C    TEMPERATURE ABSOLUE : TMB
    WRITE (*, 350)
350 FORMAT (3X, 'DONNER LA TEMPERATURE AMBIANTE EN DEGRES')
    READ (*, *) TMB
    TMB = TMB+273

C    HUMIDITE RELATIVE : HUMR
    WRITE (*, 400)
400 FORMAT(3X, ' DONNER HUMIDITE RELATIVE EN UNE FRACTION DE UN')
    READ (*,*) HUMR

C    CALCUL DE L'ANGLE HORAIRE : AH
    AH=15*(12-HV)*3.14159/180
    WRITE (*, *) AH

C    CALCUL DE LA DECLINAISON DU SOLEIL : DEC
    DEC = 23.45*SIN(360*(NJ+284)/365)
    DEC = DEC*3.14159/180
    WRITE (*, *) DEC

C    CALCUL DE L'ELEVATION DU SOLEIL : H
    SNHA = SIN(LAT)*SIN(DEC)
    SNHB = COS (LAT)*COS(DEC)*COS(AH)
    SNH = SNHA + SNHB
    WRITE (*, *) SNH
    H = ASIN (SNH)
    WRITE (*, *) H

C    CALCUL DE L'ANGLE ZENITHAL : Z
    Z = (3.14159/2) - H
    WRITE (*, *) Z

C    CALCUL DE LA MASSE D'AIR RELATIVE : MA
    ZA = 0.15 / ((93.885 - Z*180/3.14159)**1.253)
    M = 1/(COS (Z) + ZA)
    WRITE (*, *) M
    MA = M * P / 1013.25
    WRITE (*, *) MA

C    LECTURE DU FICHIER DE DONNEES : BD1.DAT

```

```

DO 150 TT = 1, 168
READ (1, 200) LAMBDA(TT), IRR(TT), CO3(TT), CW(TT), CG(TT), PHI(TT)
200 FORMAT (3X, F6.3, 3X, F8.3, 3X, F6.3, 3X, F11.4, 3X, F10.6, 3X, F10.6)
150 CONTINUE
C
C -----
C CALCUL DE LA TRANSMITANCE DE RAYLEIGH : TR
DO 60 N=1, 168
TR(N) = EXP (-0.008735 * MA / LAMBDA(N) ** 4.08

C CALCUL DE L'EPaisseur DE LA COUCHE D'OZONE : LO3
A3 = (150+40 * SIN(0.9865 * (NJ-30)*3.14159/180))*(SIN(1.28* LAT))**2
B3 = 20 * SIN (3* (LON + (20*3.14159/180)))*(SIN(1.28*LAT))**2
LO3 = 235 + A3 +B3
LO3 = LO3 / 1013.25

C CALCUL DE LA MASSE RELATIVE D'OZONE : MO3
MO3 = M

C CALCUL DE TRANSMITANCE DE L'OZONE : TO3
TO3 (N) = EXP (- CO3 (N)* LO3*MO3)
WRITE (*, *) TO3 (N)

C CALCUL DE LA TRANSMITANCE DES AEROSOLS : TA
TA (N) = EXP (- BETA* MA / LAMBDA (N) ** ALPHA)
WRITE (*, *) TA(N)

C CALCUL DE L'EPaisseur D'EAU CONDENSABLE : W
W = (0.493*HUMR / TMB) * EXP (26.23 – (5416/TMB))

C CALCUL DE LA TRANSMITANCE DE LA VAPEUR D'EAU : TW
TW(N) = EXP (- 0.2385*CW(N)*W*M / (1+20.07*CW(N)*W*M)**0.45
WRITE(*, *) TW(N)

C CALCUL DE LA TRANSMITANCE DES GAZ : TG
TG(N) = EXP(-1.41*CG(N)*MA / (1+118.93*CG(N)*MA)**0.45)
WRITE (*, *) TG(N)

C CALCUL DU FACTEUR DE CORRECTION : EC
EC = 1+0.033*COS(2*3.14159*NJ/365)

C
C -----
C RAYONNEMENT DIRECT SUR UNE SURFACE HORIZONTALE : RRDH(N)
RRDH(N) = TR(N)*TO3(N)*TA(N)*TG(N)*TW(N)*(1-(TA(N)*TR(N)))

C
C -----
C CALCUL DU RAYONNEMENT GLOBAL : RGH(N), MODELE DE BO
LECKNER
RGH(N) = RRDH(N) + RDFH(N)
C
C -----

```

C
C CALCUL DU RAYONEMENT DIFFUS : RFI, MODELE DE BRINE-IQBAL
C calcul du diffus de Rayleigh : RFIR, pour le modèle de Brine-Iqbal
C $RFIR(N) = EC * IRR(N) * COS(Z) * TO3(N) * TG(N) * TW(N) * (0.5 * (1 - TR(N))) * TA(N)$
C calcul du diffus par les aérosols pour le modèle de Brine-Iqbal: RFIA
C $Z1 = 30 * 3.14159 / 180$
C $Z2 = 40 * 3.14159 / 180$
C $Z3 = 50 * 3.14159 / 180$
C $Z4 = 60 * 3.14159 / 180$
C $Z5 = 70 * 3.14159 / 180$
C $Z6 = 80 * 3.14159 / 180$
C $Z7 = 90 * 3.14159 / 180$
C $IF(Z.GT.Z1) GOTO 610$
C $FC = 0.92$
610 $IF(Z.GT.Z2) GOTO 630$
610 $FC = 0.9$
610 $GOTO 680$
630 $IF(Z.GT.Z3) GOTO 640$
630 $FC = 0.85$
630 $GOTO 680$
640 $IF(Z.GT.Z4) GOTO 650$
640 $FC = 0.78$
640 $GOTO 680$
650 $IF(Z.GT.Z5) GOTO 660$
650 $FC = 0.68$
650 $GOTO 680$
660 $IF(Z.GT.Z6) GOTO 670$
660 $FC = 0.6$
660 $GOTO 680$
670 $FC = 0.5$
680 $WO = 0.95$

C CALCUL DU DIFFUS DES AEROSOLS : RFIA, MODELE DE BRINE-IQBAL
C $RFIA(N) = EC * IRR(N) * COS(Z) * TO3(N) * TG(N) * TW(N) * FC * WO * (1 - TA(N)) * TR(N)$

C CALCUL DE LA REFLECTION MULTIPLE : RFIM, MODELE DE BRINE-IQBAL
C $Q(N) = RFIR(N) + RFIA(N) + RRDH(N) * COS(Z)$
C $MY = 1.9 * P / 1013.25$
C $U1(N) = EXP (-CO3(N) * LO3 * 1.9)$
C $U2(N) = EXP (- 0.2385 * CW(N) * W * 1.9 / (1 + 20.07 * CW(N) * W * 1.9) ** 0.45)$
C $U3(N) = EXP (-1.41 * CG(N) * MY / ((1 + 118.93 * CG(N) * MY) ** 0.45))$

$$T1(N) = U1(N) * U2(N) * U3(N)$$

$$T2(N) = \text{EXP}(-0.008735 * MY / \text{LAMBDA}(N) ** 4.08)$$

$$T3(N) = \text{EXP}(-BETA * MY / \text{LAMBDA}(N) ** ALPHA)$$

$$ROA(N) = T1(N) * (0.5 * (1 - T2(N)) * T3(N) + (1 - 0.78) * 0.95 * (1 - T3(N)) * T2(N))$$

$$RFIM(N) = Q(N) * (0.2 * ROA(N) / (1 - 0.2 * ROA(N)))$$

C CALCUL DU DIFFUS TOTAL : RFI(N), MODELE DE BRINE-IQBAL
 RFI(N) = RFIR(N) + RFIA(N) + RFIM(N)

C
 C CALCUL DU GLOBAL : RGQH, MODELE DE BRINE – IQBAL
 RGQH(N) = RFI(N) + RRDH(N)

C INTEGRATION

WRITE (6, 540) LAMBDA(N), RRDH(N), RDFH(N), RGH(N), RFI(N), RGQH(N)
 540 FORMAT (2X, F8.3, 2X, F8.3, 2X, F8.3, 2X, F8.3, 2X, F8.3, 2X, F8.3)
 60 CONTINUE

IT1 = 0
 IT2 = 0
 IT3 = 0
 IT4 = 0
 IT5 = 0

DO 750 N = 2, 168
 E(N) = 0.5 * (LAMBDA(N) - LAMBDA(N-1))
 IT1 = E(N) * (RRDH(N) + RRDH(N-1)) + IT1
 IT1 = E(N) * (RDFH(N) + RDFH(N-1)) + IT2
 IT1 = E(N) * (RGH(N) + RGH(N-1)) + IT3
 IT1 = E(N) * (RFI(N) + RFI(N-1)) + IT4
 IT1 = E(N) * (RGQH(N) + RGQH(N-1)) + IT5
 750 CONTINUE
 WRITE(7, 540) IT1, IT2, IT3, IT4, IT5

C END

ANNEXE A₂

I. ONDULEUR AUTONOME DE TENSION AVEC TRANSFORMATEUR DE SORTIE A POINT MILIEU (PUSH PULL) :

L'onduleur est représenté par la figure A2-1:

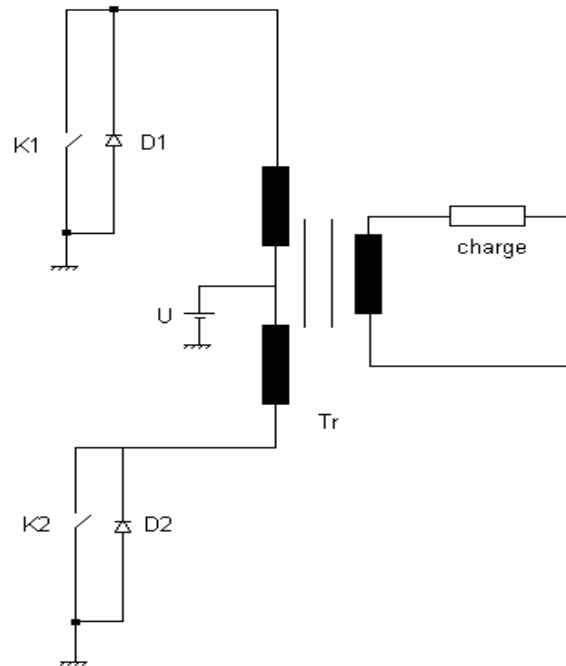


Figure A2-1- Onduleur à point milieu

Les courants et tensions de l'onduleur sont liées par les relations suivantes :

- Pour $0 < t < T / 2$ l'interrupteur k_1 est fermé et k_2 ouvert :

$$V_1 = V_2 = U$$

$$V_{\text{sec}} = \frac{2n_2}{n_1} U$$

$$V_{k1} = 0$$

$$V_{k2} = V_1 + V_2 = 2U$$

$$I_{k1} = I = \frac{2n_2}{n_1} I_2$$

$$I_{k2} = 0$$

A2-1

Si I_{k1} est positif, il passe par k_1 . Sinon il passe par D_1 .

-Pour $T/2 < t < T$, k_1 est ouvert et K_2 fermé :

$$V_1 = V_2 = -U$$

$$V_{\text{sec}} = -\frac{2n_2}{n_1}U$$

$$V_{k1} = -V_1 - V_2 = 2U$$

$$V_{k2} = 0$$

$$I_{k1} = 0$$

$$I_{k2} = I = -\frac{2n_2}{n_1}I_2$$

A2-2

Si I_{k2} est positif, il passe par k_2 . Dans le cas contraire, il passe par D_2 .

Le courant de sortie est supposé sinusoïdal (ceci veut dire que dans le développement harmonique du courant seul l'harmonique fondamental est considéré comme important), la figure A2-2 donne les formes d'onde des tensions V_1 , V_{k1} , V_{sec} et des courants I , I_2 , I_{k1} dans le cas d'un déphasage ϕ positif (déphasage du courant de sortie relativement au fondamental de la tension de sortie, compté positivement dans le cas d'un déphasage arrière).

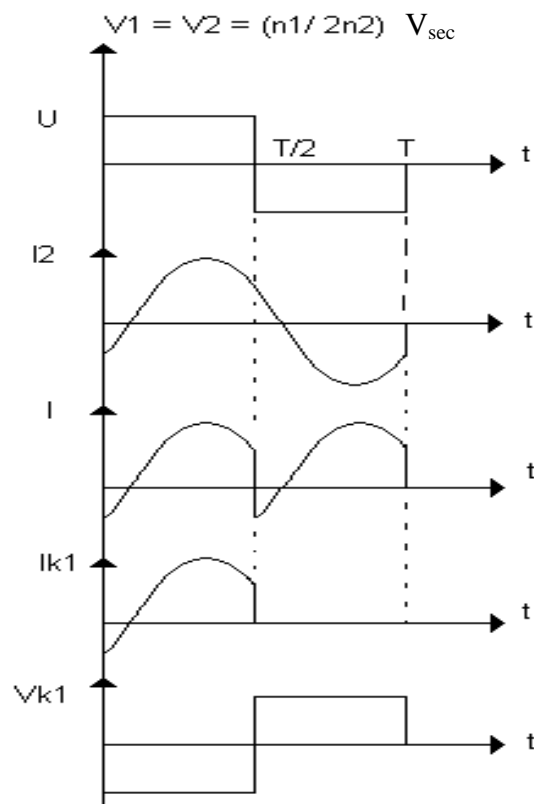


Figure A2-2 - Formes d'ondes pour $\phi > 0$

I.1. TENSION DE SORTIE :

La valeur efficace $V_{S_{eff}}$ de la tension de sortie est donnée par :

$$V_{S_{eff}} = \frac{2n_2}{n_1} U \quad \text{A2-3}$$

La valeur efficace de son fondamental $V_{S1_{eff}}$ est :

$$V_{S1_{eff}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{2n_2}{n_1} U \quad \text{A2-4}$$

Le développement en série de la tension de sortie est :

$$V_{sec} = \frac{8}{\pi} \frac{n_2}{n_1} U \left(\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \dots \right) \quad \text{A2-5}$$

Ce signal contient les harmoniques de rang impair. Le taux d'harmoniques est défini par les relations suivantes :

$$\left. \begin{aligned} \tau &= \frac{1}{V_{S1_{eff}}} \left(\sum_{k=1}^{\infty} V_{S_{2k+1}}^2 \right)^{1/2} \\ &= \frac{1}{V_{S1_{eff}}} \left(\sqrt{V_{S_{eff}}^2} - V_{S1_{eff}}^2 \right) \end{aligned} \right\} \quad \text{A2-6}$$

Le taux d'harmoniques τ est égal à 0.483

I.2. COURANT DE SORTIE :

Le courant de sortie est supposé sinusoïdal, d'amplitude $I_{s_{max}}$ et de valeur efficace I_{seff} est donné par la relation :

$$I_s = I_{s_{max}} \sin(\omega t - \varphi) = I_{seff} \sqrt{2} \sin(\omega t - \varphi) \quad \text{A2-7}$$

I.2.1. COURANT DANS L'INTERRUPTEUR K_1 :

Dans le cas d'une charge inductive, le courant dans l'interrupteur commandé k_1 est :

$$\left. \begin{aligned} I_{k1} &= \frac{2n_2}{n_1} I_{seff} \sqrt{2} \sin(\omega t - \varphi) \\ \varphi &< \omega t < \pi \end{aligned} \right\} \quad \text{A2-8}$$

Le courant I_{k1} est nul dans l'intervalle restant :

$$\left. \begin{array}{l} I_{k1}=0 \\ \pi < \omega t < 2\pi + \varphi \end{array} \right\} \text{A2-9}$$

- La valeur maximale de ce courant est donnée par les relations A2-10 et A2-11 :

$$\left. \begin{array}{l} I_{k1 \max} = \frac{2n_2}{n_1} I_{seff} \sqrt{2} \\ 0 < \varphi < \pi/2 \end{array} \right\} \text{A2-10}$$

$$\left. \begin{array}{l} I_{k1 \max} = \frac{2n_2}{n_1} I_{seff} \sqrt{2} \sin \varphi \\ \pi/2 < \varphi < \pi \end{array} \right\} \text{A2-11}$$

- La valeur efficace du courant est :

$$I_{k1eff} = \frac{2n_2}{n_1} I_{seff} \sqrt{2} \sqrt{\frac{\pi - \varphi}{4\pi} + \frac{\sin 2\varphi}{8\pi}} \quad \text{A2-12}$$

- Sa valeur moyenne est :

$$I_{k1moy} = \frac{2n_2}{n_1} I_{seff} \sqrt{2} \frac{1 + \cos \varphi}{2\pi} \quad \text{A2-13}$$

I.2.2. COURANT DANS LA DIODE D_1 :

Dans le cas d'une charge inductive, le courant dans la diode D_1 est :

$$\left. \begin{array}{l} I_{D1} = -\frac{2n_2}{n_1} I_{seff} \sqrt{2} \sin(\omega t - \varphi) \\ 0 < \omega t < \varphi \end{array} \right\} \text{A2-14}$$

Le courant I_{D1} est nul dans l'intervalle restant :

$$\left. \begin{array}{l} I_{D1}=0 \\ \varphi < \omega t < 2\pi \end{array} \right\} \text{A2-15}$$

- La valeur maximale de ce courant est donnée par les relations suivantes :

$$\left. \begin{aligned} ID1_{\max} &= \frac{2n_2}{n_1} I_{\text{seff}} \sqrt{2} \\ \pi/2 < \varphi < \pi \end{aligned} \right\} \quad \text{A2-16}$$

$$\left. \begin{aligned} ID1_{\max} &= \frac{2n_2}{n_1} I_{\text{seff}} \sqrt{2} \sin \varphi \\ \pi/2 < \varphi < \pi \end{aligned} \right\} \quad \text{A2-17}$$

La valeur efficace du courant est :

$$ID1_{\text{eff}} = \frac{2n_2}{n_1} I_{\text{seff}} \sqrt{2} \sqrt{\frac{\varphi}{4\pi} - \frac{\sin 2\varphi}{8\pi}} \quad \text{A2-18}$$

Sa valeur moyenne est :

$$ID1_{\text{moy}} = \frac{2n_2}{n_1} I_{\text{seff}} \sqrt{2} \frac{1 - \cos \varphi}{2\pi} \quad \text{A2-19}$$

II. FILTRE D'ENTREE DE L'ONDULEUR DE TENSION :

Les harmoniques contenus dans le courant i (figure II-15) créent des termes de mêmes pulsations dans i_s et u . La valeur efficace I_{neff} est liée aux valeurs efficaces I_{sneff} et U_{neff} par les relations suivantes :

$$I_{\text{sneff}} = \frac{I_{\text{neff}}}{\sqrt{1 - L_s C_f n^2 \omega^2}} \quad \text{A2-20}$$

$$U_{\text{neff}} = \frac{L_s n \omega I_{\text{neff}}}{\sqrt{1 - L_s C_f n^2 \omega^2}} \quad \text{A2-21}$$

La pulsation propre ω_f du filtre est égale à :

$$\omega_f = \frac{1}{\sqrt{L_s C_{\text{eff}}}} \quad \text{A2-22}$$

L'ondulation du courant i_s est faible si pour le premier harmonique (h_1) du courant i , le rapport $h_1 \omega / \omega_f$ est largement supérieur à l'unité.

$$\sqrt{L_s C_f} h_1 \omega \gg 1 \quad \text{A2-23}$$

Si cette relation est vérifiée, le rapport $I_{s\text{neff}} / I_{\text{neff}}$ sera encore plus faible pour les harmoniques de rang élevé. On pourra donc se tenir compte que du premier harmonique pour déterminer le produit $L_s C_f$. Si la relation précédente est satisfaite alors l'équation A2-21 devient :

$$U_{\text{neff}} = \frac{I_{\text{neff}}}{C_f n \omega} \quad \text{A2-24}$$

Pour que l'ondulation de la tension aux bornes du condensateur soit faible relativement à sa valeur moyenne U_{moy} de U_s , il est nécessaire pour le premier harmonique que :

$$\left. \begin{array}{l} \frac{I_{n1\text{eff}}}{C_f n_1 \omega} \ll U_{\text{moy}} \\ C_f n_1 \omega \gg \frac{I_{n1\text{eff}}}{U_s} \end{array} \right\} \quad \text{A2-25}$$

La période T_i du courant i est égale à la moitié de la période T_s du signal de sortie.

$$\frac{T_i}{T_s} = \frac{1}{2} \quad \text{A2-26}$$

Le filtre est caractérisé par deux paramètres, k_f et k_i . k_f est le rapport de la pulsation propre ω_f du filtre à la pulsation ω du courant de sortie. k_i est le rapport de l'impédance propre du filtre $(L_s/C_f)^{1/2}$ à l'impédance de normalisation U_s / I_M .

$$\left. \begin{array}{l} k_f = \frac{\omega_f}{\omega} = \frac{1}{\omega \sqrt{L_s C_f}} \\ k_i = \sqrt{\frac{L_s I_M}{C_f U_s}} \end{array} \right\} \quad \text{A2-27}$$

Par le décalage des commandes des différents interrupteurs de puissance, on a des intervalles à courant i nul. La figure A2-3 représente la forme d'onde du courant à l'entrée de l'onduleur (sortie du filtre).

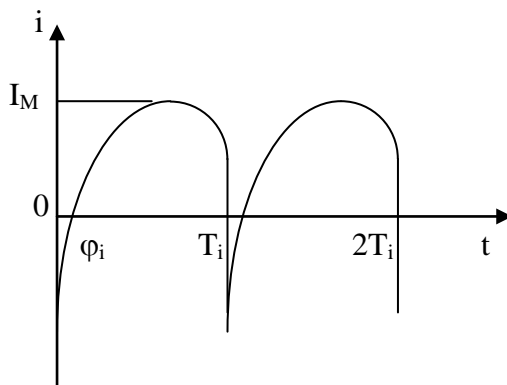


Figure A2-3- Courant de sortie du filtre

Le courant i est exprimé par la relation A2-28 :

$$i = I_M \sin(\omega t - \varphi_i) \quad \text{A2-28}$$

pour

$$0 < t < \alpha_b T_i$$

En utilisant les relations les relations A2-29 et A2-30, on détermine les expressions de i_s et u :

$$\left. \begin{aligned} L_s \frac{di_s}{dt} + u &= U_s \\ i_s - C_f \frac{du}{dt} &= i \end{aligned} \right\} \quad \text{A2-29}$$

$$\frac{d^2 i_s}{dt^2} + \frac{i_s}{L_s C_f} = \frac{i}{L_s C_f} \quad \text{A2-30}$$

- Sur l'intervalle $[0, \alpha_b T_i]$:

$$i_s = I_M \frac{k_f}{2(k_f^2 - 1)} [A_1 \cos k_f \omega t + B_1 \sin k_f \omega t + 2k_f \sin(\omega t - \varphi_i)] \quad \text{A2-31}$$

$$u = U_s \left\{ 1 - \frac{k_i k_f}{2(k_f^2 - 1)} [-A_1 \sin k_f \omega t + B_1 \cos k_f \omega t + 2 \cos(\omega t - \varphi_i)] \right\} \quad \text{A2-32}$$

- Sur l'intervalle $[\alpha_b T_i, T_i]$:

$$i_s = I_M \frac{k_f}{2(k_f^2 - 1)} [A_2 \cos k_f \omega (t - \alpha_b T_i) + B_2 \sin k_f \omega (t - \alpha_b T_i)] \quad \text{A2-33}$$

$$u = U_s \left\{ 1 - \frac{k_i k_f}{2(k_f^2 - 1)} [-A_2 \sin k_f \omega (t - \alpha_b T_i) + B_2 \cos k_f \omega (t - \alpha_b T_i)] \right\} \quad \text{A2-34}$$

Les coefficients A_1 , B_1 , A_2 , B_2 sont donnés par les relations suivantes :

$$A_1 = k_f \sin(\alpha_b \omega T_i - \varphi_i) \cos(1 - \alpha_b) k_f \omega T_i + k_f \sin \varphi_i + \cos(\alpha_b \omega T_i - \varphi_i) \sin(1 - \alpha_b) k_f \omega T_i \quad A2-35$$

$$+ \frac{1}{\operatorname{tg} k_f \omega \frac{T_i}{2}} [\cos(\alpha_b \omega T_i - \varphi_i) \cos(1 - \alpha_b) k_f \omega T_i - \cos \varphi_i - k_f \sin(\alpha_b \omega T_i - \varphi_i) \sin(1 - \alpha_b) k_f \omega T_i]$$

$$B_1 = \cos(\alpha_b \omega T_i - \varphi_i) \cos(1 - \alpha_b) k_f \omega T_i - \cos \varphi_i - k_f \sin(\alpha_b \omega T_i - \varphi_i) \sin(1 - \alpha_b) k_f \omega T_i \quad A2-36$$

$$- \frac{1}{\operatorname{tg} k_f \omega \frac{T_i}{2}} [k_f \sin(\alpha_b \omega T_i - \varphi_i) \cos(1 - \alpha_b) k_f \omega T_i - k_f \sin \varphi_i + \cos(\alpha_b \omega T_i - \varphi_i) \sin(1 - \alpha_b) k_f \omega T_i]$$

$$A_2 = A_1 \cos \alpha_b k_f T_i + B_1 \sin \alpha_b k_f \omega T_i + 2 k_f \sin(\alpha_b \omega T_i - \varphi_i) \quad A2-37$$

$$B_2 = -A_1 \cos \alpha_b k_f T_i + B_1 \sin \alpha_b k_f \omega T_i + 2 \cos(\alpha_b \omega T_i - \varphi_i) \quad A2-38$$

Dans le cas de l'onduleur monophasé on a :

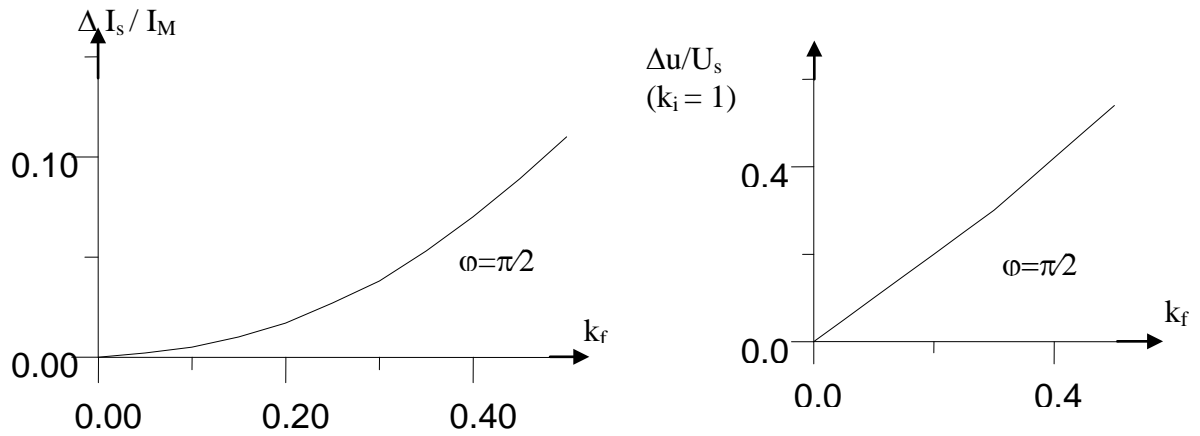
$$\left. \begin{aligned} T_i &= \frac{T_s}{2} \\ \omega T_i &= T_s \\ \alpha_b &= 1 - \frac{\beta_1}{\pi} \\ \varphi_i &= \varphi - \frac{\beta_1}{2} \end{aligned} \right\} \quad A2-39$$

En utilisant les expressions de u et i_s , on peut déterminer les ondulations relatives :

$\Delta i_s / I_M$ en fonction de k_f , φ , α_b et $\Delta u / U_s$ en fonction de k_f , k_i , φ , α_b .

En limitant les ondulations à la même valeur quels que soient φ et α_b , on détermine les valeurs de k_f et k_i en choisissant $\varphi = \pi/2$ et $\alpha_b = 0$.

Pour déterminer L_s et C_f , on utilise les courbes de la figure A2-4 qui donne k_f à partir de la valeur de l'ondulation $\Delta i_s / I_M$ tolérée.

Figure A2-4- Ondulations relatives de i_s et u en fonction de k_f

Ayant choisi k_f , on trouve la valeur de $\Delta u / \Delta U_s$ pour k_i égal à 1. Puisque cette ondulation est proportionnelle à k_i , on en déduit la valeur maximale de k_i .

Avec les valeurs de k_f et k_i , on détermine les valeurs de L_s et C_f :

$$\left. \begin{aligned} k_f &= \frac{\omega f}{\omega} = \frac{1}{\omega L_s C_f} \\ k_i &= \sqrt{\frac{L_s}{C_f} \frac{I_M}{U_s}} \end{aligned} \right\} \quad \text{A2-40}$$

Donc

$$\left. \begin{aligned} C_f &= \frac{I_M}{U_s \omega k_i k_f} \\ L_s &= \frac{k_i U_s}{k_f I_M \omega} \end{aligned} \right\} \quad \text{A2-41}$$

ANNEXE A₃

PROGRAMMES DE SIMULATION SOUS SPICE DE CIRCUITS ELECTRIQUES

PROGRAMME DE SIMULATION SOUS SPICE 5.3 DU FILTRE DE SORTIE DE L'ETAGE DE PUISSANCE

```
V1 1 0 PWL( 0ms 0v 0.001ms 96v 2.ms 96v 2.001ms 192v
+ 6ms 192v 6.001ms 96v 8ms 96v 8.001ms 0v 10.ms 0v 10.001ms -96v
+ 12ms -96v 12.001ms -192v 16.ms -192v 16.001ms -96v 18ms -96v
+ 18.001ms 0v 20.0ms 0v
+ 20.001ms 96v 22.ms 96v 22.001ms 192v
+ 26ms 192v 26.001ms 96v 28ms 96v 28.001ms 0v 30.ms 0v 30.001ms -96v
+ 32ms -96v 32.001ms -192v 36.ms -192v 36.001ms -96v 38ms -96v
+ 38.001ms 0v 40.0ms 0v)

+ 40.001ms 96v 42.ms 96v 42.001ms 192v
+ 46ms 192v 46.001ms 96v 48ms 96v 48.001ms 0v 50.ms 0v 50.001ms -96v
+ 52ms -96v 52.001ms -192v 56.ms -192v 56.001ms -96v 58ms -96v
+ 58.001ms 0v 60.0ms 0v
+ 60.001ms 96v 62.ms 96v 62.001ms 192v
+ 66ms 192v 66.001ms 96v 68ms 96v 68.001ms 0v 70.ms 0v 70.001ms -96v
+ 72ms -96v 72.001ms -192v 76.ms -192v 76.001ms -96v 78ms -96v
+ 78.001ms 0v 80.0ms 0v)

r1 1 2 3
L1 2 3 12mH
L2 3 0 50mH
L3 3 4 16mH
C1 4 0 200uF

.TRAN 0.01ms 80ms
.probe
.four 50 v(3) , v(2) , v(4)
.end
```

PROGRAMME DE SIMULATION DE L'AMPLIFICATEUR D'ERREUR

Vs 2 4 sin (0 12V 50Hz)
C 3 5 0.1uF

D309 0 5 DMOD

D307 5 6 DMOD
R40 6 7 22k
C20 7 0 1.5uF
R24 7 21 560k
R25 21 0 560k

r27 5 19 5.6k
r202 19 20 10k
r26 20 0 5.6k
c59 19 0 10n
X2 19 21 99 0 22 uA741

D1 2 3 DMOD
D3 4 3 DMOD
D2 0 4 DMOD
D4 0 2 DMOD

R36 3 8 50k

* une fraction de la tension de sortie est prelevée grace au
* potentiomètre r201
R201 8 9 50k
R35 9 0 .33k

* tension d'alimentation
Vdc 99 0 12v

* Diode zener 10v
D106 10 99 D1n961A
R39 7 10 200k
R34 10 8 100k
R29 99 13 1000k
R30 13 0 680k
C21 13 0 0.22u
D310 13 14 dmod
C22 14 0 0.68u

D311 8 15 dmod
R33 14 15 2.2k
R32 14 0 100k
C24 10 17 0.33u
C30 17 0 0.47u
R37 17 18 2.2k
C60 17 18 10n

```

* subcircuit opamp
* circuit intégrateur d'erreur U1a
X1 13 10 99 0 18 uA741
r22 22 33 1k

* transistor d'attaque de U2a(ICM 7556)
Q212 34 33 0 q2n2222a
R21 99 34 100k
R20 34 35 10k
C13 36 0 10n
R18 99 38 1000k
C17 38 0 0.22u

* circuit U2a
X4 0 35 37 99 36 38 38 99 555b

R19 37 39 180k
c33 39 0 10n

.model D1N961A D(Is=1.953f Rs=2.305 Ikf=0 N=1 Xti=3 Eg=1.11 Cjo=68p M=.3856
+Vj=.75 Fc=.5 Isr=1.939n Nr=2 Bv=10 Ibv=46.912m Nbv=.84122
+          Ibv1=626.74p Nbv1=.78605 Tbv1=650u)
*          Motorola          pid=1N961A case=DO-35
*          89-9-18 gjg
*Vz =10@12.5mA,Zz = 24 @ 1mA, Zz = 7.25 @ 5mA, Zz = 2.9 @ 20mA

.model Q2N2222A NPN(Is=14.34f Xti=3 Eg=1.11 Vaf=74.03 Bf=255.9 Ne=1.307
+Ise=14.34f Ikf=.2847 Xtb=1.5 Br=6.092 Nc=2 Isc=0 Ikr=0 Rc=1
+          Cjc=7.306p Mjc=.3416 Vjc=.75 Fc=.5 Cje=22.01p Mje=.377 Vje=.75
+          Tr=46.91n Tf=411.1p Itf=.6 Vtf=1.7 Xtf=3 Rb=10)
*          National pid=19          case=TO18
*          88-09-07 bam creation

.subckt uA741 1 2 3 4 5
c1 11 12 8.661E-12
c2 6 7 30.00E-12
dc 5 53 dx
de 54 5 dx
dlp 90 91 dx
dln 92 90 dx
dp 4 3 dx
egnd 99 0 poly(2) (3,0) (4,0) 0 .5 .5
fb 7 99 poly(5) vb vc ve vlp vln 0 10.61E6 -10E6 10E6 10E6 -10E6
ga 6 0 11 12 188.5E-6
gcm 0 6 10 99 5.961E-9
iee 10 4 dc 15.16E-6
hlim 90 0 vlim 1K
q1 11 2 13 qx
q2 12 1 14 qx
r2 6 9 100.0E3
rc1 3 11 5.305E3
rc2 3 12 5.305E3

```

```

re1 13 10 1.836E3
re2 14 10 1.836E3
ree 10 99 13.19E6
ro1 8 5 50
ro2 7 99 100
rp 3 4 18.16E3
vb 9 0 dc 0
vc 3 53 dc 1
ve 54 4 dc 1
vlim 7 8 dc 0
vlp 91 0 dc 40
vln 0 92 dc 40
.model dx D(Is=800.0E-18 Rs=1)
.model qx NPN(Is=800.0E-18 Bf=93.75)
.ends uA741

```

*\$

* This model is for the old bipolar 555 supplied by National
 * Semi Lm555, it is essentially the data schematic entered
 * with some manipulation of the bipolar parameters to correct
 * drive capability and timing. The max frequency of 100k as
 * hinted at by Nat Semi is maintained but does conflict with
 * the trigger propagation delay. It would seem that the real part
 * is capable of higher freqs. The high current transients with
 * change of output are seen with this model.

```

.subckt 555b 1 2 3 4 5 6 7 8
q_q2 18 31 32 qnpn555
q_q1 18 6 31 qnpn555
q_q4 17 5 30 qnpn555
q_q3 17 30 32 qnpn555
q_q5d 15 18 8 qpnp555
q_q5 18 18 8 qpnp555
q_q6d 16 17 8 qpnp555
q_q6 17 17 8 qpnp555
q_q11 19 9 20 qpnp555
q_q9 22 24 19 qpnp555
q_q10 1 25 24 qpnp555
q_q8 21 23 19 qpnp555
q_q7 1 2 23 qpnp555
q_q12 21 22 1 qnpn555
q_q13 22 22 1 qnpn555
r_r1 20 8 1k
r_r3 25 5 5k
r_r4 1 25 5k
q_q16 15 16 1 qnpn555
q_q15 16 16 1 qnpn555
q_q17 14 15 13 qnpn555
q_q18 13 21 1 qnpn555
q_q19 12 13 1 qnpn555
q_q21 14 14 12 qnpn555
r_r5 5 8 5k
r_r6 14 9 7.5k

```

```
r_r8 1 32 10k
q_q22 9 9 8 qnpn555
q_q22d 10 9 8 qnpn555
q_q20 10 12 1 qnpn555
r_r10 13 10 4.7k
q_q23 11 10 26 qnpn555 .5
q_q26 3 29 1 qnpn555 .5
r_r11 27 26 100
r_r12 1 26 3.3k
r_r14 26 29 120
r_r15 11 8 6.2k
q_q27 8 11 28 qnpn555
q_q28 8 28 3 qnpn555
r_r16 3 28 3.9k
q_q24 1 11 3 qnpn555
q_q25 27 4 14 qnpn555
q_q14 7 27 1 qnpn555
cslow1 15 0 40p
cslow2 16 0 40p
cslow11 21 0 40p
cslow22 22 0 40p
.model qnpn555 npn(is=14.34f xti=3 eg=1.11 vaf=74.03 bf=65.62 ne=1.208
+ ise=19.48f ikf=20m xtb=1.5 br=9.715 nc=2 isc=0 ikr=0 rc=1
+ cjc=40p mjc=.3416 vjc=.75 fc=.5 cje=40p mje=.377 vje=.75
+ tr=58.98n tf=1n itf=.6 vtf=1.7 xtf=3 rb=10)
.model qnpn555 pnp(is=650.6e-18 xti=3 eg=1.11 vaf=115.7 bf=70.35 ne=1.829
+ ise=180.5f ikf=20m xtb=1.5 br=4.146 nc=2 isc=0 ikr=0 rc=.715
+ cjc=40p mjc=.5383 vjc=.75 fc=.5 cje=40p mje=.3357 vje=.75
+ tr=119.9n tf=1n itf=.65 vtf=5 xtf=1.7 rb=10)
.ends

.MODEL DMOD D(Is=2.22E-15 BV=1200V IBV=13E-3 CJO=2pF TT=1uS)
.NODESET V(38)=0
.TRAN 1uS 50mS 0.001mS 10uS
.PROBE
.OPTIONS ABSTOL=1.0N RELTOL=.01 VNTOL=1.0M ITL5=1000000
.END
```

PROGRAMME DE SIMULATION DE L'INTEGRATEUR D'ERREUR

- * simulation de l'intgrateur construit autour de U4b (LF 353)
- * faisant partie de la partie gnration de signaux de l'onduleur 5kVA

```
VS 1 0 PULSE (0V 12V 0 1NS 1NS 5mS 10mS)
R50 1 2 220k
C34 2 3 0.47u
C36 3 5 0.22n
R56 3 5 2200k
Vref 4 0 DC 6V
```

```
X1 3 4 5 0 opamp
* subcircuit opamp
.subckt opamp 1 5 2 3
* name      -Vi +Vi  +Vo -Vo
Rin 1 5 2MEG
Ro 4 2 75
E1 3 4 1 5 2E+5
.ENDS OPAMP
```

```
.tran 0.05ms 40ms
.probe
.end
```

ANNEXE A₄**Circuits commande et interface :****RESISTANCES**

| | | |
|---------------------------------------|--|--|
| $R_0 = 1 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_1 = 47 \text{ }\Omega, 11\text{W}$ | | |
| $R_2 = 47 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_3 = 10 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_4 = 100 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_5 = 10 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_6 = 220 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_7 = 62 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_8 = 68 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{10} = 37 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{11} = 10 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{12} = 110 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{13} = 39 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{14} = 2,14 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{15} = 2,7 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{16} = 1 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R'_{16} = 2,7 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{17} = 2,7 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{18} = 1\text{M}\Omega$ | | |
| $R_{19} = 180 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{21} = 100 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{22} = 22 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{24} = 560 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{25} = 560 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{26} = 5,6 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{27} = 5,6 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{29} = 1 \text{ M}\Omega$ | | |
| $R_{30} = 680 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{32} = 100 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{33} = 2,2 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{34} = 100 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{35} = 330 \text{ }\Omega$ | | |
| $R_{36} = 1 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{37} = 2,2 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{38} = 5,6 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{39} = 200 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{40} = 22 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{41} = 470 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{42} = 22 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{43} = 10 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{44} = 100 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{45} = 10 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{46} = 1 \text{ M}\Omega$ | | |
| $R_{47} = 560 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{48} = 22 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{49} = 100 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{50} = 220 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{51} = 470 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{52} = 100 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{53} = 220 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{54} = 22 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{55} = 27 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{56} = 2,2 \text{ M}\Omega$ | | |
| $R_{57} = 22 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{58} = 120 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{59} = 68 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{60} = 22 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{61} = 150 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{62} = 22 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{63} = 470 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{64} = 51 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{66} = 10 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{67} = 20 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{68} = 33 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{70} = 10 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{71} = 33 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{72} = 56 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{73} = 220 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{75} = 91 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{76} = 91 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{77} = 130 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{78} = 2,2 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{79} = 2,7 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{80} = 1\text{M}\Omega$ | | |
| $R_{81} = 2,7 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{82} = 270 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{83} = 180 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{84} = 1 \text{ M}\Omega$ | | |
| $R_{85} = 2,7 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{86} = 2,7 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{87} = 10 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{88} = 47 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{89} = 47 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{90} = 1 \text{ M}\Omega$ | | |
| $R_{91} = 10 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{92} = 1 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{93} = 10 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{94} = 2,7 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{95} = 2,7 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{98} = 2,7 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{99} = 2,7 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{101} = 10 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{106} = 220 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{107} = 100 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{108} = 1 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{109} = 1 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{110} = 2,2 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{111} = 22 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{112} = 330 \text{ }\Omega$ | | |
| $R_{113} = 1 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{118} = 2,2 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{119} = 22 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{120} = 330 \text{ }\Omega$ | | |
| $R_{121} = 1 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{123} = 220 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{198} = 1 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{400} = 4,7 \text{ k}\Omega$ | | |
| $R_{401} = 10 \text{ }\Omega$ | | |
| $R_{402} = 10 \text{ }\Omega$ | | |

POTENTIOMETRES

| |
|---------------------------------|
| $R_{201} = 100 \text{ k}\Omega$ |
| $R_{202} = 10 \text{ k}\Omega$ |
| $R_{203} = 10\text{k}\Omega$ |
| $R_{204} = 10 \text{ k}\Omega$ |

DIODES

| |
|---------------------------|
| $D_{301} : 1\text{N}4148$ |
| $D_{302} : 1\text{N}4148$ |
| $D_{304} : 1\text{N}4148$ |
| $D_{307} : 1\text{N}4148$ |
| $D_{309} : 1\text{N}4148$ |
| $D_{310} : 1\text{N}4148$ |
| $D_{311} : 1\text{N}4148$ |
| $D_{312} : 1\text{N}4148$ |
| $D_{313} : 1\text{N}4148$ |

D₃₁₄ : 1N4148
 D₃₁₅ : 1N4148
 D₃₁₆ : 1N4148
 D₃₁₇ : 1N4148
 D₃₁₈ : 1N4148
 D₃₁₉ : 1N4148
 D₃₂₀ : 1N4148
 D₃₂₁ : 1N4148
 D₃₂₂ : 1N4148
 D₃₂₃ : 1N4148
 D₃₂₄ : 1N4148
 D₃₂₅ : 1N4148
 D₃₂₆ : 1N4148
 D₃₂₇ : 1N5407
 D₃₂₈ : 1N5407
 D₃₃₂ : 1N4007
 D₃₃₃ : 1N4007
 D₃₃₆ : 1N5407
 D₃₃₆ : 1N5407
 D₃₃₉ : 1N4007
 D₃₄₁ : 1N4007
 D₃₄₃ : 1N4148
 D₃₄₄ : 1N4148
 D₃₄₅ : 1N4148
 D₃₄₆ : 1N4148
 D₃₄₇ : 1N4148
 D₃₄₈ : 1N4148
 D₃₅₁ : 1N4148
 D₃₅₂ : 1N4148
 D₃₅₃ : 1N4148
 D₃₅₅ : 1N4148
 D₃₆₀ : 1N4148
 D₃₆₁ : 1N4148
 D₃₆₂ : 1N4148
 D₃₆₅ : 1N5404
 D₃₆₆ : 1N5404
 D₃₆₇ : 1N5404
 D₃₆₈ : 1N5404
 D₄₀₀ : 1N4148

DIODES ZENER

D₁₀₁ : 18V
 D₁₀₂ : 8V
 D₁₀₃ : 6V
 D₁₀₄ : 3,9V
 D₁₀₅ : 10V
 D₁₀₆ : 10V
 D₃₇₀ : 6V

TRANSISTORS

Q₂₀₁ : TIP121
 Q₂₀₂ : TIP121
 Q₂₀₃ : TIP121
 Q₂₀₄ : TIP121
 Q₂₀₅ : TIP142
 Q₂₀₆ : TIP142
 Q₂₀₇ : BC556
 Q₂₀₉ : BF423
 Q₂₁₁ : BC556
 Q₂₁₂ : BC546
 Q₂₁₃ : SD21
 Q₂₁₄ : BC546C
 Q₂₁₅ : TIP162
 Q₃₀₈ : BC556
 T₂ : BC546

CIRCUITS INTEGRES

U₁ : CA3240
 U₂ : ICM7556
 U₃ : ICM 7038
 U₄ : LF 353N
 U₅ : MC 4013
 U₆ : 4741 CP
 U₇ : MC 4081
 U₈ : MC 4081
 U₉ : MC 4081
 U₁₀ : MC 14081
 U₁₁ : LM 324
 U₁₂ : LM 324
 U₁₃ : ICM 7555
 U₁₄ : 4N25
 U₁₅ : 4N25

QUARTZ

X₁ : 3,2768 MHz

CONDENSATEURS

C₁ = 18 pF
 C₂ = 470 μF
 C₃ = 10 μF
 C₄ = 22 nF
 C₅ = 1 μF
 C₆ = 2,2 μF
 C₇ = 10 μF
 C₈ = 2,2 μF
 C₁₀ = 2200 μF
 C₁₂ = 2200 μF

C₁₃ = 0,01 μF
 C₁₅ = 4,7 μF
 C₁₆ = 10 nF
 C₁₇ = 0,22 μF
 C₁₈ = 10 nF
 C₂₀ = 1,5 μF
 C₂₁ = 0,22 μF
 C₂₂ = 0,68 μF
 C₂₄ = 0,33 μF
 C₂₅ = 0,1 μF
 C₂₆ = 0,1 μF
 C₂₇ = 0,047 μF
 C₂₈ = 1 nF
 C₂₉ = 0,01 μF
 C₃₀ = 0,47 μF
 C₃₁ = 0,47 μF
 C₃₃ = 0,1 μF
 C₃₄ = 0,47 μF
 C₃₅ = 0,1 μF
 C₃₆ = 0,022 μF
 C₃₇ = 0,01 μF
 C₃₈ = 1,5 μF
 C₃₉ = 0,22 μF
 C₄₀ = 4,7 nF
 C₄₁ = 4,7 nF
 C₄₂ = 0,47 μF
 C₄₃ = 0,47 μF
 C₄₅ = 0,47 μF
 C₄₆ = 0,047 μF
 C₄₇ = 0,047 μF
 C₄₈ = 0,047 μF
 C₅₂ = 0,047 μF
 C₅₃ = 0,01 μF
 C₅₄ = 0,01 μF
 C₅₈ = 220 μF
 C₅₉ = 0,01 μF
 C₆₀ = 10 nF
 C₆₁ = 0,01 μF
 C₆₃ = 1 nF
 C₆₄ = 0,047 μF
 C₆₆ = 10 nF
 C₆₇ = 10 nF
 C₆₈ = 0,047 μF

TRANSFORMATEURS

T₁ : 220V / 15V (2,3 VA)

Circuit de puissance :**RESISTANCES**

$R_1 : 0,38 \Omega, 0,5W$
 $R_2 : 0,38 \Omega, 0,5W$
 $R_3 : 0,38 \Omega, 0,5W$
 $R_4 : 0,38 \Omega, 0,5W$
 $R_5 : 0,38 \Omega, 0,5W$
 $R_6 : 0,38 \Omega, 0,5W$
 $R_{2,1} : 2 \times 680 \Omega, 5W$
 $R_{2,2} : 2 \times 680 \Omega, 5W$
 $R_{2,4} : 2 \times 5,7 \text{ k}\Omega, 5W$
 $R_{2,5} : 3 \times 10 \text{ k}\Omega, 5W$

TRANSFORMATEURS

$TR_1 : 2 \times 88V/175V,$
 $4950VA$

 $TR_2 : 2 \times 58V/116V,$
 $2575VA$

DIODES

$D_7 : IR701HF80$
 $D_8 : IR701HF80$
 $D_9 : KBPC3506$
 $D_{10} : KBPC3506$
 $D_{11} : KBPC3506$
 $D_{12} : KBPC3506$
 $D_{13} : KBPC3506$

TRANSISTORS

$Q_1 : 8 \times BUV37$
 $Q_2 : 8 \times BUV37$
 $Q_3 : 8 \times BUV37$
 $Q_4 : 8 \times BUV37$
 $Q_5 : 8 \times BUV37$
 $Q_6 : 8 \times BUV37$

CONDENSATEURS

$C_2 : 200 \mu F, 160V$
 $C_5 : 470 \mu F, 400V$
 $C_8 : 800 \mu F, 400V$
 $C_{2,1} : 34000 \mu F, 160V$
 $C_{2,2} : 34000 \mu F, 160V$

INDUCTANCES

$L_1 : 12 \text{ mH}$
 $L_2 : 66 \text{ mH}$