

Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumédiène



Institut d'Electronique

Mémoire

Présenté par

Nadir OURABIA

Pour l'obtention du titre de

MAGISTER

En Electronique

Option: Rayonnement Atmosphérique

Thème :

**Contribution à la Réalisation d'un
Convertisseur Triphasé de Moyenne
Puissance pour le Pompage**

Soutenue, le 10 juin 2001

Devant le jury composé de :

Mr A. ADANE	Professeur	Président
Mr A. MALEK	Maître de Recherche	Directeur de Thèse
Mr A. MAAFI	Professeur	Examineur
Mr M. HADDADI	Maître de Conférence	Examineur
Mme A. BELHADJ-AISSA	Maître de conférence	Examineur
Mr M. BELHAMEL	Directeur de Recherche	Examineur

Remerciements

Je remercie Dr A. Malek, Maître de Recherche et Chef du Laboratoire Photovoltaïque du CDER pour m'avoir inspiré, aidé et guidé tout le long de ce travail.

Je remercie également Dr M. Belhamel pour avoir permis mon inscription en post-graduation et pour son aide morale.

Je suis reconnaissant à mes Professeurs A. Adane et A. Maafi, pour avoir accepté mon inscription à l'université et pour les cours qu'ils m'ont prodigués.

Ma gratitude va aussi à Mr D. Chekali de la société DATA-COM pour son aide dans le domaine de l'électronique numérique, ainsi qu'à Mr A. Bouhanik.

Enfin je remercie vivement toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin à la concrétisation de ce travail.

J'ai une pensée particulière à Mr K. Mouloua, qui était mon complice dans le travail sur les convertisseurs commencés, il y a bien longtemps. Qu'il repose en paix !

Une pensée va également à mon très cher frère Arab. Qu'il repose en paix !

N. OURABIA

TABLE DES MATIERES

Introduction générale	1
------------------------------	----------

Chapitre 1 : CONFIGURATION DU SYSTEME PHOTOVOLTAÏQUE DE POMPAGE

1.1	Introduction	4
1.2	La simulation par SPICE	5
1.2.1	Le moteur triphasé	5
1.2.2	Schéma équivalent du moteur triphasé	5
1.2.3	Caractéristique du moteur	6
1.2.4	Caractéristique couple - glissement du moteur de la machine asynchrone ...	6
1.2.5	Couple maximum	7
1.2.6	Le groupe motopompe	8
1.2.6.1	Le couple de la pompe	8
1.2.6.2	Le coefficient de réglage	8
1.2.7	La Relation de Kloss	9
1.2.7.1	Application	11
1.2.8	Conclusion	11
1.3	La simulation par équations d'état du moteur	11
1.3.1	Les interrupteurs	12
1.3.2	Equations du moteur	13
1.3.2.1	Asservissement à une consigne	14
1.3.2.2	La loi de commande	14
1.4	Conclusion	15

Chapitre 2 : LE CHAMP PHOTOVOLTAÏQUE

2.1	Introduction	16
2.2	Rayonnement solaire	16
2.2.1	Trajet du rayon solaire	16
2.2.2	Principe de calcul	17
2.2.3	Diagramme de Sankey	17
2.2.4	Résultats	19
2.3	Modèle de générateur photovoltaïque	20
2.3.1	Modèle de la cellule	20
2.3.2	Configuration du générateur	21
2.3.2.1	Tension à vide du générateur	22
2.3.2.2	Tension et courant optima	22
2.3.3	Tension correspondant à une puissance donnée	23
2.3.4	Puissance fournie par le générateur	23
2.3.4.1	Programme de calcul de la fréquence et du glissement en régime permanent	23
2.3.4.1.1	Commentaires	23
2.3.4.1.2	Puissance – courbes (I-V) du générateur solaire	25
2.3.4.1.3	Remarque	27
2.3.4.1.4	Discussions	27
2.3.4.1.5	Commentaires	27

2.3.4.2	Programme de calcul du courant et de la tension en régime transitoire	28
2.4.	Conclusion	30

Chapitre 3 : ETUDE DE L'ETAGE DE PUISSANCE

3.1	Introduction	31
3.1	Etages de puissance	32
3.2	Fonctionnement du pont en H	32
3.2.1	Référence de potentiel	32
3.2.1.1	Fonctionnement	33
3.2.1.2	Amplification de courant	33
3.2.1.3	Remarques.....	34
3.2.1.4	Circuit intégré CMOS HEF4050	35
3.3	Etude d'une cellule de puissance.....	35
3.3.1	Le montage Darlington	35
3.3.1.1	Le gain.....	35
3.4	Aide à la commutation du montage Darlington.....	36
3.4.1	La commande adaptée.....	36
3.4.1.1	Schéma de la commande de la base.....	36
3.4.1.2	Extraction rapide des charges de la jonction Emetteur- bases.....	37
3.4.1.3	Demi pont complet.....	37
3.4.2	La réduction de l'échauffement des cellules de puissance.....	41
3.4.3	Protection contre les taux d'établissement	41
3.5	Le filtre d'entrée	42
3.5.1	Introduction	42
3.5.2	Equations du filtre.....	43
3.5.3	Remarque sur les formes d'ondes.....	44
3.5.4	Choix de L et de C.....	44
3.5.5	Remarque	45
3.6	Les circuits périphériques.....	45
3.6.1	Le contrôle du courant.....	46
3.6.1.1	La cellule à effet Hall.....	46
3.6.1.2	Le circuit de traitement du courant.....	47
3.6.1.2.1	Le fonctionnement.....	47
3.6.2	Le contrôle de l'équilibrage des trois phase du moteur.....	49
3.6.3	La sous-tension.....	50
3.6.4	La sur-tension	50
3.6.5	La protection contre la marche à vide de la pompe.....	51
3.6.5.1	Remarque.....	51
3.6.7	La sécurité opérateur.....	51
3.6.8	La charge du condensateur du filtre d'entrée.....	52
3.6.9	La combinaison de toutes les sécurités.....	52
3.7	L'alimentation de l'électronique	54
3.7.1	Le fonctionnement du schéma	54
3.7.1.1	Le circuit intégré UC3842	54
3.7.1.1.1	Le circuit oscillateur.....	54
3.7.1.1.2	Le circuit de sortie.....	55
3.7.1.1.3	La polarisation	55
3.7.1.2	Le circuit global	56
3.7.1.2.1	La commande.....	56

3.7.1.2.2	L'auto – alimentation.....	56
3.7.1.2.3	La régulation de tension.....	56
3.7.1.2.4	Le shutdown.....	57
3.7.2	Le circuit de puissance.....	57
3.7.3	Le circuit secondaire des transformateurs.....	57
3.7.3.1	Les trois transformateurs R, S, T.....	58
3.7.3.2	Le transformateur alimentation bas.....	58
3.7.3.3	Le transformateur de ± 17 V.....	58
3.7.3.4	Le transformateur de 7 V.....	59
3.8	Le filtre Rf.....	59
3.9	Conclusion.....	60

Chapitre 4 : MISE AU POINT DE LA CARTE DE COMMANDE

4.1	Introduction.....	61
4.2	Présentation matérielle du 8052	61
4.2.1	Organisation interne.....	61
4.2.1.1	L'unité centrale	61
4.2.1.2	Les ports d'entrées – sorties.....	62
4.2.1.3	Les compteurs temporisateurs (Timers 0, 1 et 2).....	62
4.2.1.4	L'interface série.....	62
4.2.1.5	Les interruptions.....	62
4.2.1.6	Oscillateur, Horloge.....	62
4.2.1.7	Mémoires internes du micro-contrôleur.....	62
4.2.1.8	Mémoire externe.....	63
4.2.1.8.1	Mémoire de programmes.....	63
4.2.1.8.2	Mémoire de données.....	63
4.2.2	Les registres de fonctions spéciales SFR.....	64
4.2.2.1	SFR et la pile.....	64
4.2.2.2	SFR et les ports E/S.....	64
4.2.2.3	SFR et les Timers	64
4.2.2.4	SFR et interface de communication	65
4.2.2.5	SFR et les interruptions	66
4.2.3	Mode d'adressage et jeu d'instructions	66
4.2.4	Interface parallèle programmable 8255	66
4.2.5	Le timer programmable 8254.....	67
4.3	Configuration minimale du 8052	67
4.3.1	Circuit de base.....	67
4.3.2	La conversion analogique digitale.....	68
4.3.3	La mesure des grandeurs d'entrée.....	69
4.3.4	L'affichage.....	69
4.4	Circuit de génération des signaux PWM	70
4.4.1	Les données	70
4.4.2	Les entrées horloges.....	71
4.4.3	Les sorties	71
4.5	Fonctionnement du HEF4752	72
4.5.1	Asservissement.....	73
4.5.2	L'entrée L.....	73
4.5.3	L'entrée CW	73
4.6	Conclusion.....	74

Chapitre 5 : REALISATION DU CONVERTISSEUR DC/AC TRIPHASE ET EXPERIMENTATION

5.1	Introduction.....	77
5.2	Fonctionnement de la carte de commande.....	77
5.2.1	Le micro-contrôleur 8052.....	77
5.2.2	Le circuit d'affichage.....	79
5.2.3	Le circuit de sécurités.....	79
5.2.4	La mesure.....	79
5.2.5	La référence	79
5.2.6	Le circuit de régulation.....	79
5.2.7	Le circuit de synthèse HEF4752.....	80
5.3	Interface de puissance	80
5.3.1	Les alimentations flottantes.....	80
5.3.1.1	Les transistors haut du pont en H.....	80
5.3.1.2	Les transistors bas du pont en H.....	80
5.3.2	Les alimentations DC.....	83
5.2.3	Les circuits de mesure.....	83
5.2.3.1	La sécurité utilisateur.....	83
5.3.3.2	Le courant continu d'entrée du convertisseur.....	83
5.3.3.3	La mesure du déséquilibre des phases.....	83
5.3.3.4	La présence de tension.....	83
5.3.3.5	La charge du condensateur du filtre d'entrée.....	84
5.4	Transfert optimal d'énergie du générateur au récepteur.....	84
5.5	Programme de fonctionnement du 8052.....	84
5.6	Relevé de signaux expérimentaux	86
5.7	Vues des cartes électroniques réalisées	87
5.8	Conclusion	91
 Conclusion générale		 92

Références bibliographiques

Annexes

Introduction Générale

La disponibilité d'un gisement solaire immense et la situation géographique de notre pays peuvent rendre l'application du pompage de l'eau par l'intermédiaire des pompes solaires comme une solution séduisante pour une irrigation et pour une alimentation en eau en sites isolés car l'énergie solaire procure une autonomie de fonctionnement et une autonomie de lieu. La figure (0.1) représente le schéma d'un système de pompage photovoltaïque.

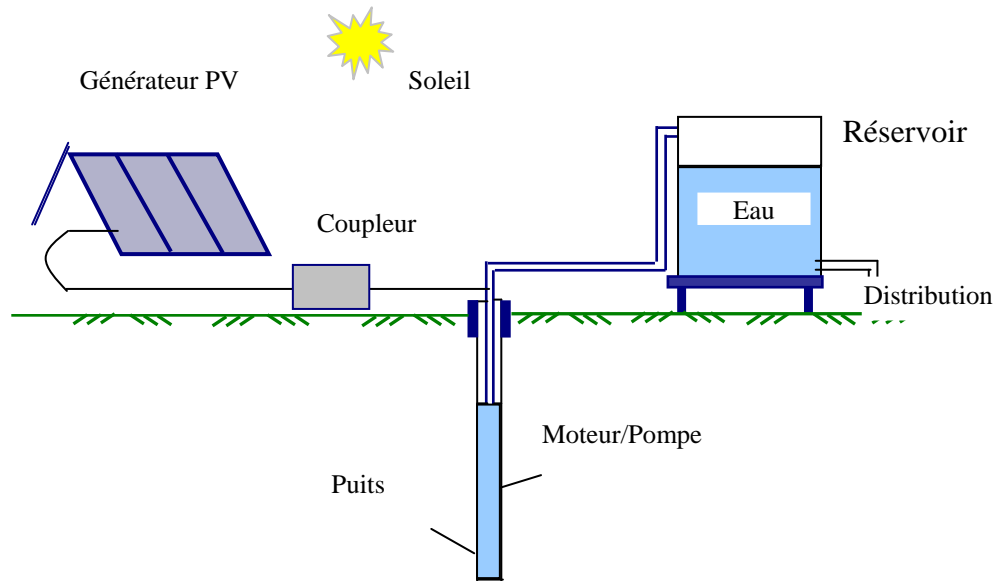


Figure 0.1 : Schéma d'un système de pompage photovoltaïque

Le système de pompage est constitué d'un champ de modules photovoltaïques (ou générateur photovoltaïque) qui fournissent une tension et un courant continu, d'un stockage d'eau et d'un groupe motopompe. Le fonctionnement de ce système se fait au fil du soleil. La pompe est entraînée soit par un moteur à courant continu et l'on parle, dans ce cas, d'un couplage direct, soit par un moteur triphasé via un appareil électronique. Ce dernier convertit les grandeurs continues délivrées par le générateur photovoltaïque en un système de trois tensions triphasées équilibrées. Le convertisseur de tension impose la constance k du rapport tension / fréquence u/f . L'ensemble moteur - convertisseur est équivalent à un moteur à courant continu. Le rapport k (équivalent au $k'\phi N$ de la relation du moteur DC $U = k'\phi N$) peut être ajusté à volonté par le convertisseur.

Le moteur triphasé est plus intéressant que le moteur DC, car son étanchéité est plus grande, son poids et son volume sont réduits. L'absence de balais lui donne l'avantage d'un entretien et d'une maintenance quasiment nuls. Sa fabrication locale le rend très avantageux en raison de sa disponibilité. La puissance de 5 kVA envisagée pour le convertisseur, qui est l'objet de ce présent document, permettra le pompage de l'eau et l'irrigation à une échelle convenable [1], ce qui embrassera un nombre plus grand d'utilisateurs potentiels.

Le dimensionnement du convertisseur est lié en amont au comportement transitoire du générateur photovoltaïque et en aval à celui du moteur triphasé à cage d'écuriel.

La conception et la réalisation d'un convertisseur de cette puissance ne peut se faire que de façon graduelle. Dans une première étape, nous allons réaliser un convertisseur prototype, le plus simple possible avec lequel nous pomperons de l'eau au niveau du banc de pompage installé au Centre. Le fonctionnement de ce convertisseur à l'intérieur du système de pompage est le suivant (figure (0.2)).

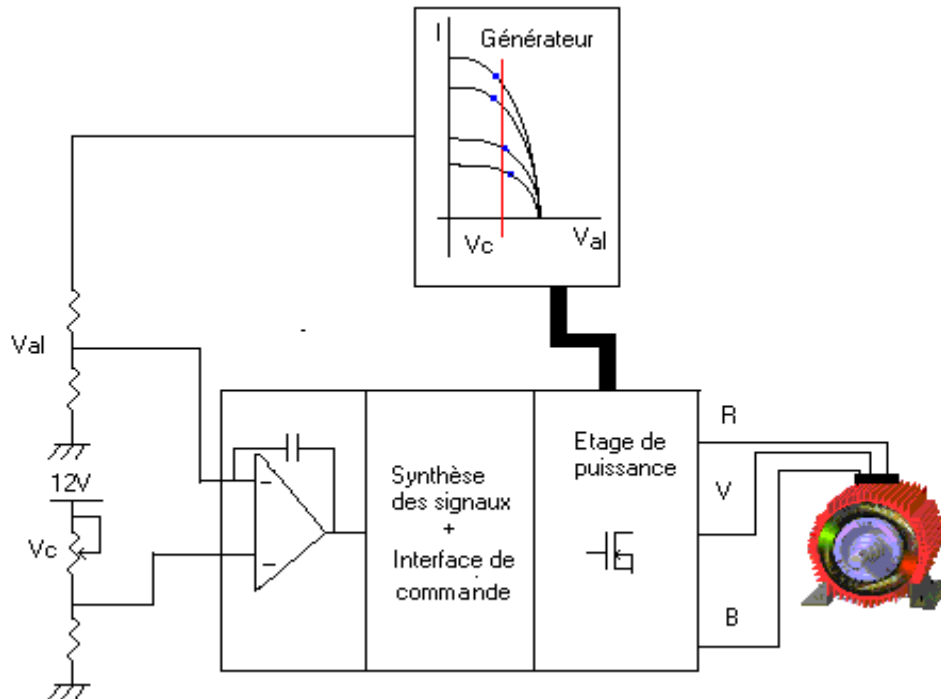


Figure 0. 2 : Schéma du convertisseur prototype

Les modules solaires fournissent une tension continue qui est hachée par l'étage de puissance de manière à produire un signal à modulation de largeur d'impulsion ou **PWM** (Pulse width modulation). Ce signal permet la commande du moteur triphasé du groupe motopompe.

Une fraction de la tension de l'alimentation V_{al} est comparée à une fraction de la tension de consigne V_c (coordonnée du point de puissance maximale).

Si la consigne est plus grande que la tension d'alimentation, un intégrateur recueillant la différence, va augmenter linéairement sa tension de sortie. Cet intégrateur agit sur la fréquence de sortie des trois signaux **R**, **V** et **B** de commande du moteur. Le moteur va décélérer de manière à absorber moins de courant, ce qui fait augmenter la tension d'alimentation du moteur conformément aux courbes (**I,V**) du générateur photovoltaïque. Le raisonnement est le même pour le cas où la tension de consigne est inférieure à la tension d'alimentation du moteur. En conséquence, la tension du générateur est tout le temps égale à la tension de consigne V_c . Ce convertisseur sera réalisé dans sa forme la plus simple : étage de puissance à transistors à effet de champ MOSPOWER FET, synthèse de signaux analogiques, tension d'alimentation 310 V DC ($220\sqrt{2}$)...

Par la suite, nous introduirons des perfectionnements tels que l'étage de puissance à transistors bipolaires (réputés plus robustes), le contrôle des grandeurs de travail (tensions, courants, phases,...).

Une carte micro-contrôleur, gérant le convertisseur sera introduite. Cette carte recevra les signaux du convertisseur, calculera la puissance maximale et générera le signal V_c qui servira de consigne pour suivre le point de puissance maximale **MPPT** (maximal power point tracking).

• **Objectifs à atteindre pour le convertisseur à l'étude [3]**

- puissance apparente 5 kVA
- tension d'entrée 537 V ($380V \times \sqrt{2}$)
- courant d'entrée 9 A
- signal de commande PWM
- poursuite du point de puissance maximale (MPPT)
- démarrage en douceur (soft start)
- affichages des paramètres de fonctionnement
- toutes les protections utiles
- fréquence minimale 5 Hz
- fréquence maximale 70 Hz
- étage de puissance : pont en H triphasé à transistors bipolaires

Ce document est structuré en cinq chapitres :

Dans un premier chapitre, nous étudions une configuration du système photovoltaïque de pompage.

Dans le second chapitre, nous abordons de façon succincte le rayonnement solaire dans le but de connaître le gisement de l'endroit où le système sera être installé. Le comportement du générateur photovoltaïque y est analysé. Des programmes simulant le fonctionnement en régime permanent et en régime transitoire du système photovoltaïque de pompage y sont établis.

Le convertisseur délivre des courants et tensions alternatifs, alors que le générateur ne donne qu'un courant et une tension continus et unidirectionnels. La compensation du courant, lorsqu'il dépasse la valeur de celle fournie par le générateur ou lorsqu'il est négatif, est assurée par le filtre d'entrée qui se réduit globalement à un condensateur électrolytique de forte valeur. Ce filtre d'entrée, la partie puissance du convertisseur, ainsi que les circuits de protection et de mesure font l'objet du troisième chapitre.

Le quatrième chapitre introduit l'étude du micro – contrôleur **8052** utilisé dans la gestion de la carte de commande, ainsi que la mise au point de cette dernière.

Quant au cinquième chapitre, il aborde les aspects de réalisation et de tests du convertisseur DC/AC triphasé.

Enfin une conclusion, ainsi que des perspectives d'avenir sont proposées.

Chapitre 1

CONFIGURATION DU SYSTEME PHOTOVOLTAÏQUE DE POMPAGE

1.1 Introduction

Le schéma d'un système photovoltaïque de pompage [12,15] est représenté sur la figure (1.1) :

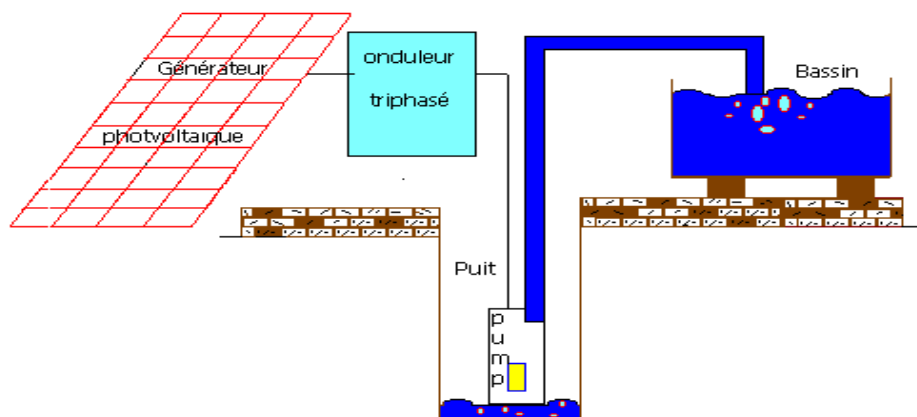


Figure 1.1 : Schéma d'une installation de pompage photovoltaïque

Il est composé

- ◆ d'un champ de modules photovoltaïques de puissance totale de 5 kW;
- ◆ d'un convertisseur triphasé DC / AC de 5 kVA
- ◆ d'un groupe motopompe immergé de 5 kVA
- ◆ d'un bassin pour recueillir l'eau pompée du puits

Les différents éléments du système sont intimement liés. La puissance de 5 kVA installée impose un dimensionnement précis du générateur et du groupe motopompe. Il est primordial de connaître le comportement électrique de ces deux sous-systèmes pour prévoir les courants et les tensions maxima qui permettront de choisir l'architecture et le type de composants dont sera réalisé le convertisseur.

Dans ce chapitre, nous analyserons la partie située en aval du convertisseur à savoir : le groupe motopompe et principalement le moteur triphasé. Représenter le moteur triphasé par un modèle mathématique suppose un certain nombre d'hypothèses simplificatrices qui handicapent la précision.

Les principales hypothèses sont :

1. la saturation est négligée
2. Il n'y a pas d'hystérésis
3. les champs sont considérés concentrés et non pas distribués
4. les pertes par courant de Foucault, l'effet de peau, le remplissage des encoches, la perméabilité magnétique finie... sont négligés .

Au regard de ces considérations, nous ne pouvons obtenir seulement qu'un ordre de grandeur des valeurs des variables mises en jeu. C'est pour cette raison que nous ferons dans une première partie une simulation du moteur triphasé chargé par la pompe par un moyen récent qui est le traitement par le logiciel **SPICE**, dans une seconde partie nous introduirons un modèle basé sur les équations d'état. Ce dernier modèle est plus souple parce qu'il permet de jouer sur la loi de commande du moteur (le rapport u/f) et accepte une alimentation par un générateur de puissance finie.

1.2 La simulation par SPICE

1.2.1 Le moteur triphasé

Le moteur asynchrone triphasé (annexe 1) est structurellement composé de deux parties : une partie stationnaire, appelée stator, avec une surface intérieure lisse et une partie en rotation, le rotor, de surface extérieure lisse. Le bobinage du stator est excité par un système triphasé de trois tensions équilibrées, déphasées entre-elles de 120° . Ces tensions créent un champ tournant, ayant une vitesse de rotation synchrone ω_s et une amplitude constante B_{ST} dans l'entrefer du moteur. Ce champ statorique induit des courants sinusoïdaux dans le bobinage rotorique, qui à leur tour créent un champ d'amplitude constante dans le rotor, B_{RT} tournant à une vitesse de rotation proportionnelle à la pulsation ω_s .

L'interaction des deux champs, qui sont stationnaires l'un par rapport à l'autre produit le couple électromagnétique C_m [4].

1.2.2 Schéma équivalent du moteur triphasé

Le moteur triphasé possède le schéma équivalent donné sur la figure (1.2)

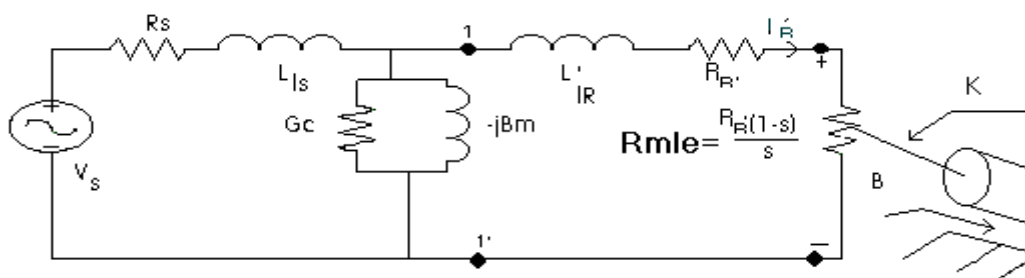


Figure 1.2 : Schéma équivalent du moteur triphasé

avec :

- V_s : Tension d'alimentation
- R_s : Résistance statorique
- L_{ls} : Inductance de fuite
- G_s : Admittance caractérisant les pertes par effet joule
- B_m : Inductance de magnétisation
- L'_{lr} : Inductance du rotor rapportée au stator
- R'_r : Résistance rotorique rapportée au stator
- s : Glissement

1.2.3 Caractéristique du moteur

Les moteurs actuels ont tous des performances plus ou moins équivalentes, dépendantes de la puissance, puisqu'ils sont conçus par un nombre restreint de grands constructeurs bien renseignés. La bibliographie[4] fournit les caractéristiques suivantes pour un moteur de 5 kVA :

$P = 2$: Nombre de pôles

$L'r = 6.75$ mh

$L_s = 6.75$ mh

$R_r = 0.9 \Omega$

$R_s = 0.9 \Omega$

$B_m = 100 \Omega^{-1}$

$G_c : 300 \Omega^{-1}$

1.2.4 Caractéristique couple - glissement du moteur asynchrone

Pour le dimensionnement du convertisseur alimentant le moteur, il est important de connaître le courant maximal débité dans chacune des trois phases du moteur. La simulation par le logiciel **SPICE**, qui donnerait l'ensemble des courants et tensions aux nœuds, demande l'introduction des valeurs des composants du schéma de la figure (1,2). La valeur de la résistance équivalente mécanique R_{mle} demeure inconnue, il faut connaître le glissement s pour la déterminer !

Le calcul du glissement se fait de la manière suivante :

D'après le théorème de **Thévenin**, la partie gauche des points 1-1' de la figure (1,2) du circuit donne les expressions suivantes [3] :

$$Z_{TH} = \frac{Z_S \times Z_\phi}{Z_S + Z_\phi} \Big|_{V_s=0} = \frac{R_S + jX_{IS}}{(1 + R_C G_c + B_m X_{IS}) + j(G_C X_{IS} - R_S B_m)} \times V_S \quad (1.1)$$

$$V_{TH} = \frac{Z_\phi}{Z_S + Z_\phi} \times V_S = \frac{1}{(1 + R_C G_c + B_m X_{IS}) + j(G_C X_{IS} - R_S B_m)} \times V_{IS} \quad (1.2)$$

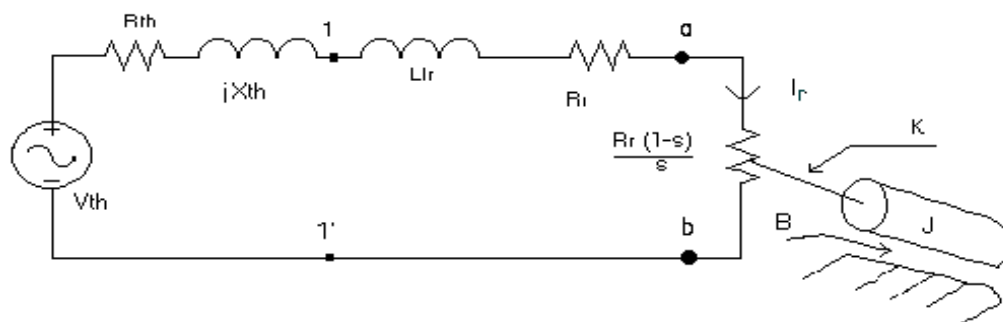


Figure 1.3 :Nouveau schéma du moteur triphasé

Le courant rotorique vaut :

$$V_{TH} = (\gamma + j\delta) \times V_S \quad (1.3)$$

$$I'_R = \frac{V_{th}}{(R_{th} + R'_R + R_{MELR}) + j(X_{th} + X'_{lr})} = \frac{\gamma + j\beta}{[R_{th} + (R'_r/s)] + j(X_{th} + X'_{lr})} \times |V_S|^2 \quad (1.4)$$

La puissance électromagnétique développée par le moteur triphasé, pour les trois phases est :

$$\begin{aligned} P_{em} &= 3 \times \left(\frac{R'_R}{s} \right) (1-s) |I'_R|^2 \\ &= 3 \times \left(\frac{R'_R}{s} \right) (1-s) \times \frac{\gamma^2 + \delta^2}{\left[R_{th} + \left(\frac{R'_R}{s} \right) \right]^2 + (X_{th} + X'_{lr})^2} \times |V_S|^2 \end{aligned} \quad (1.5)$$

Le couple C_{em}

$$\begin{aligned} C_{em} &= \frac{3}{\omega_S} \times \left(\frac{R'_R}{s} \right) |I'_R|^2 \\ &= \frac{3}{\omega_S} \times \left(\frac{R'_R}{s} \right) \times \frac{\gamma^2 + \delta^2}{\left[R_{th} + \left(\frac{R'_R}{s} \right) \right]^2 + (X_{th} + X'_{lr})^2} \times |V_S|^2 \end{aligned} \quad (1.6)$$

1.2.5 Couple maximum

L'expression du glissement maximum s_{max} , est donnée par la relation :

$$s_{max} = \frac{R'_R}{\sqrt{R_{th}^2 + (X_{th} + X'_{lr})^2}} \quad (1.7)$$

en posant

$$X_{cc} = X_{th} + X'_{lr} \quad (1.8)$$

$$k = \frac{3}{\omega_s} [V_S]^2 (\gamma^2 + \delta^2) \quad (1.9)$$

A ce glissement correspond le couple maximum donné par l'expression suivante :

$$C_{max} = \frac{1.5 |V_S|^2 (\gamma^2 + \delta^2)}{\omega_S} \frac{1}{R_{th} + \sqrt{R_{th}^2 + X_{cc}^2}} \quad (1.10)$$

La figure (1.4) illustre l'expression (1.6) du couple :

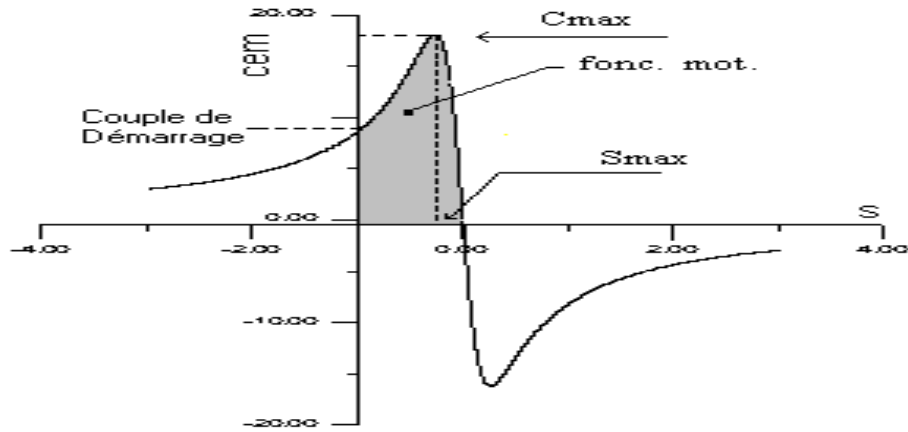


Figure 1.4 : Courbe en s couple / glissement

1.2.6 Le groupe motopompe

La relation (59) de l'annexe 1 sur la théorie classique du moteur asynchrone, donne le couple en fonction des caractéristiques du moteur, de la fréquence et de la tension qui lui sont appliquées. La puissance **P** vaut :

$$P = 2\pi N C_m / p \tag{1.11}$$

C_{em} : Couple mécanique

p : nombre de pôles du moteur

N : nombre de tours/mn

En fonction de la fréquence des courants statoriques f , l'expression (1.11) s'écrit :

$$P = 2\pi f (1 - s) * C_m / p \tag{1.12}$$

1.2.6.1 L'Expression du couple de la pompe

En première approximation, la pompe est assimilée à un ventilateur au sens thermodynamique du terme.

$$C_p = K_p * N_t^2 \tag{1.13a}$$

la valeur expérimentale K_p , mesurée sur la pompe NVA62 de l'entreprise POVAL (Algérie) vaut :

$$K_p = 0.00074 \tag{1.13b}$$

L'expression du couple est donnée par :

$$C_p = K_p (2\pi f)^2 (1 - s)^2 \tag{1.14}$$

1.2.6.2 Le coefficient de réglage [23]

Le rapport $U1 / f$ de la tension d'une phase par rapport à la fréquence des grandeurs électriques d'entrée f est appelé loi de commande du moteur. Il est judicieux de l'exprimer en fonction de la tension continue d'entrée U_{cc} du convertisseur. Pour cela, seule la valeur $U1$ de la composante fondamentale, dans la décomposition de **Fourrier** du signal d'alimentation d'une phase du moteur, est prise en compte. Si r est le coefficient de réglage [21], c'est-à-dire le rapport entre la tension efficace d'une phase et la tension continue U_{cc} d'entrée du convertisseur, on a par définition :

$$\frac{U1}{f} = \left(\frac{r}{f}\right) \frac{U_{cc}}{2\sqrt{2}} \quad (1.15)$$

Il est possible de maintenir électroniquement r constant ($= 0.624$). L'expression (1.6) du couple électromagnétique développé sur l'arbre devient :

$$C_{em} = \frac{3p}{16\pi} \frac{R'_R}{g} \left(\frac{r}{f}\right)^2 U_{cc}^2 \frac{\gamma^2 + \delta^2}{\left(R_{th} + \frac{Rr}{g}\right)^2 + (X_{th} + X_{lr})^2} \quad (1.16)$$

1.2.7 La Relation de Kloss

Il est possible d'avoir une relation assez symétrique en normalisant le couple C_{em} par rapport à son maximum C_{max} :

$$\frac{C_{em}}{C_{max}} = \frac{\frac{3}{\omega_s} |V_s|^2 (\gamma^2 + \delta^2) \frac{R'_R}{s} \frac{1}{\left(R_{th} + \frac{R'_s}{s}\right)^2 + X_{cc}^2}}{\frac{3}{\omega_s} |V_s|^2 (\gamma^2 + \delta^2) \frac{R'_R}{R_{th} + \sqrt{R_{th}^2 + X_{cc}^2}}} \quad (1.17)$$

En simplifiant et en tenant compte de la relation (1.7) :

$$\frac{C_{em}}{C_{max}} = \frac{2 \left[s_{max} + \frac{R'_R}{R_{th}} \right]}{\frac{R'_R}{R_{th}} \frac{s}{s_{max}} + \frac{R'_R}{R_{th}} \frac{s_{max}}{s} + 2s_{max}} \quad (1.18)$$

C'est la relation de **Kloss**, utilisée souvent quand $R_{th} = R'_R$. Elle établit la relation du couple en fonction des grandeurs électromagnétiques.

L'équation de **d'Alembert** (voir annexe 1 : expression (50)) permet d'exprimer le couple normalisé en fonction du glissement de la manière suivante :

$$\frac{C_{em}}{C_{max}} = \frac{J}{C_{max}} x \frac{d(\omega_s - \omega_R)}{dt} \frac{1}{\omega_s} + B \left(\frac{\omega_s - \omega_R}{\omega_s} \right) + \frac{T_L}{C_{max}} \quad (1.19)$$

En l'égalant avec la relation (1.13) donnant le couple en fonction des grandeurs électriques, on obtient, après avoir fait $s^3 \approx s^2 \approx 0$, l'équation suivante :

$$\frac{ds}{dt} + 2s \frac{ds}{dt} \left(\frac{R_S}{R'_R} \right) + s \left[\frac{B}{j} - \frac{2T_L}{J\omega_s} \left(\frac{R_S}{R'_R} \right) - 2 \frac{B}{J} \left(\frac{R_S}{R'_R} \right) + \frac{\tau_{max}}{J\omega_s} \left(\frac{R_S}{R'_R} \right) + \frac{\tau_{max}}{J\omega_s s_m} \right] - \frac{T_l}{J\omega_s} - \frac{B}{j} = 0 \quad (1.20)$$

$$\Rightarrow \frac{ds}{dt} + \alpha \frac{ds}{dt} .s + \beta.s + \gamma = 0 \quad (1.21)$$

Le fait de négliger s^2 revient à considérer que le système est du premier ordre. Ce qui revient à négliger les oscillations et le pourcentage de dépassement (overshoot) de départ. Cette équation différentielle peut être résolue par le logiciel **SPICE** [5] en la transformant en un circuit électrique équivalent.

En effet soit le schéma de la figure (1.5) :

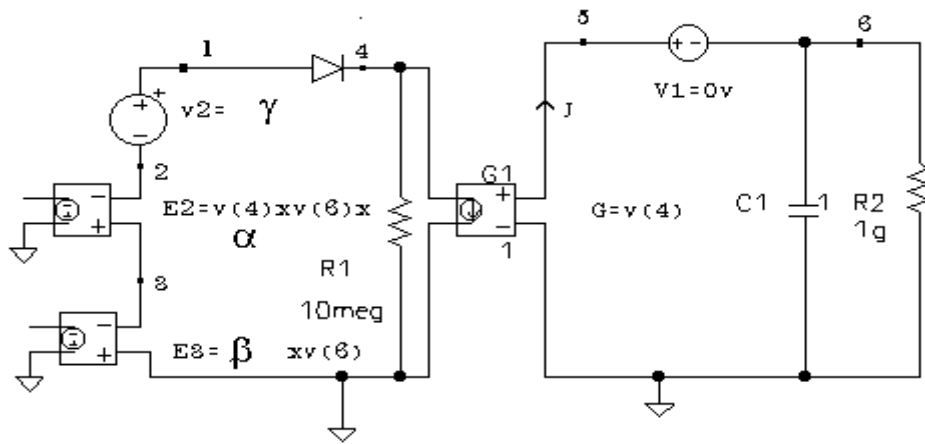


Figure 1.5 : Equivalent électrique de l'équation de d'Alembert

Les tensions commandées par les tensions **E** du schéma de la figure (1.5) sont esclaves des tensions **v(i)** aux nœuds *i*. La source de courant **G1** débite un courant commandé par la tension **v(4)**.

D'après l'équation de **d'Alembert**, la tension **v(4)**, qui est la somme algébrique des couples appliqués, est la dérivée temporelle du glissement **s**. Cette dérivée se retrouve par l'intermédiaire de la source de courant **G1**, de gain unitaire, comme un courant **J** de même valeur numérique.

La tension aux bornes du condensateur **v(6)** vaut par définition :

$$v(6) = \frac{1}{c} \int j dt = \frac{1}{c} \int \frac{ds}{dt} dt = s + cste \quad (1.22)$$

C'est le glissement. La tension **v(4)** est la dérivée du glissement, d'où les valeurs des tensions commandées **E**, conformément à l'équation de d'Alembert. L'intégration de cette dernière revient à lancer le logiciel **SPICE**.

1.2.7.1 Application

Le groupe motopompe, que nous avons choisi, est caractérisé par les paramètres :

$B = 0.03$, $R_s = 0.9$, $\omega_s = 300$, $J = 1.2 \text{ kg.m}^2$, $C_{\text{max}} = 22.2 \text{ n.m}$, on obtient les valeurs des coefficients α , β et γ de l'équation différentielle (1.21) :

$$\alpha = 2.5, \beta = 0.09 \text{ et } \gamma = 0.039$$

La résolution de l'équation différentielle en question donne la courbe du glissement s de la figure (1.6)

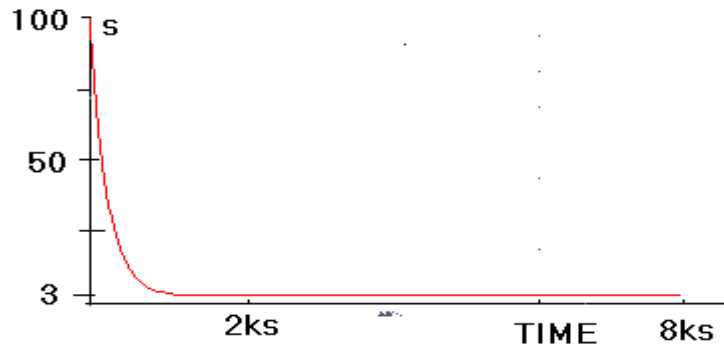


Figure 1.6 : Glissement vs temps du moteur triphasé

1.2.8 Conclusion

La connaissance du glissement s permet de calculer la résistance représentant l'énergie mécanique du rotor. Cette valeur connue du glissement s , en conjugaison avec la valeur de la tension d'entrée maximale V_s ($= 380 \text{ V AC}$), permettent au logiciel **SPICE** de donner les courants et les tensions aux différents nœuds du schéma de la figure (1.1). Un pic de courant de **14A** et un courant continu de **9 A** sont ainsi obtenus. L'étude du couple par les relations de **Kloss** et l'intégration par ordinateur semble très souple et prometteuse !

1.3 La simulation par les équations d'état du moteur

L'architecture globale du convertisseur [23] est représentée à la figure (1.7) :

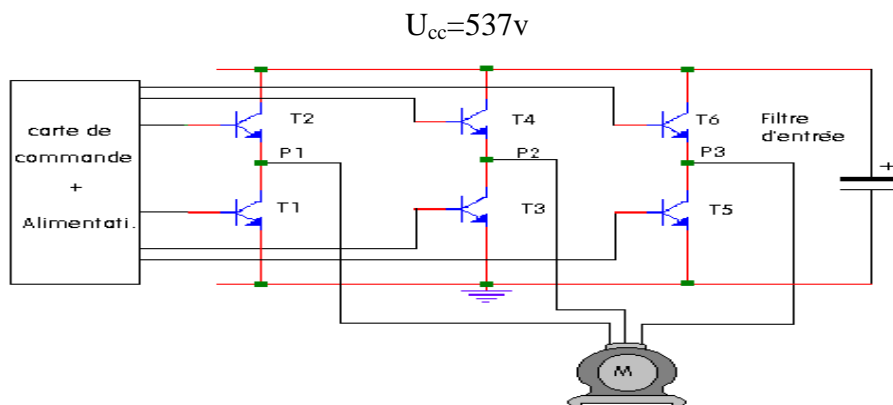


Figure 1.7 : Configuration du convertisseur

Il est formé :

1. d'une partie 'faibles signaux 'qui est la commande et les alimentations.

2. du pont en **H** qui est formé par les 6 transistors **T1**,..., **T6** et alimente le moteur triphasé aux points **P1**, **P2** et **P3** décrivant ce convertisseur.

Afin d'établir le modèle, nous considérons ces transistors comme des interrupteurs idéaux c'est-à-dire sans pertes de commutation et avec des transitions instantanées.

1.3.1 Les interrupteurs [24, 25]

L'étage de puissance, comme représenté en figure (1.8) est formé de trois demi - bras d'onduleur identiques. Nous restreignons l'étude au premier demi - bras, redessiné sur la figure (1.8) :

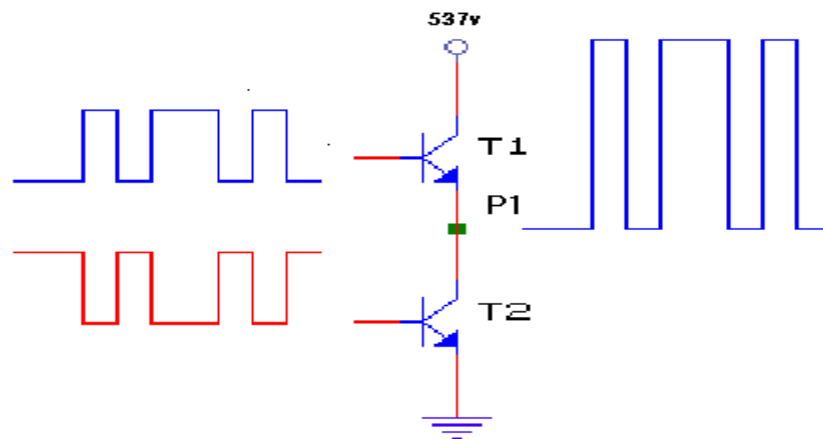


Figure 1.8 : Principe de fonctionnement d'un demi - bras d'un pont

Les transistors **T1** et **T2** sont considérés comme étant des interrupteurs idéaux. On définit le coefficient **f1** associé à l'interrupteur **T1** :

-**f1 = 1** si interrupteur **T1** est fermé.

-**f1 = 0** si interrupteur **T1** est ouvert.

La tension **ua** au point **P1**, si **f1** a la forme du signal sur la base de **T1**, est :

$$u_a = U_{cc} * f_1 \quad (1.23)$$

Si **uo** représente la tension du point neutre du bobinage du moteur triphasé, on :

$$u_a - u_o = r * \frac{U_{cc}}{2} f_1 \quad (1.24)$$

$$u_o = \frac{U_{cc}}{2} \quad (1.25)$$

avec **U_{cc}** : la tension continue d'alimentation du convertisseur; et **r** est le coefficient de réglage (**0 < r < 1**).

Le signal de commande, sur les bases, est un signal modulé en largeur d'impulsion, **PWM** (Pulse Wave modulation) dont le but est de fournir une tension efficace sinusoïdale sur chaque bobine du moteur. La synthèse d'un tel signal est fastidieuse, d'autant plus que la fréquence est variable. Une grande simplification, sans perte de précision, est obtenue en considérant le coefficient **f1** comme sinusoïdal.

Ce qui donne les relations(1.26), pour les trois phases du moteur :

$$f_i = \frac{r}{2} \sin(\omega.t - \frac{2\pi * i}{3}) + \frac{1}{2} \quad \text{avec } i = 0, 1, 2, \dots \quad (1.26)$$

$$r = \omega / 110 * \pi$$

La valeur de r doit être ajustée électroniquement par la carte de commande du convertisseur. Les tensions v_α , v_β et i_s respectivement la tension en alpha, la tension en beta et le courant d'entrée i_s sont donnés par les relations suivantes :

$$v_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{cc} (f_1 - \frac{f_2}{2} - \frac{f_3}{2})$$

$$v_\beta = \sqrt{2} U_{cc} (\frac{f_2}{2} - \frac{f_3}{2}) \quad (1.27)$$

$$i_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[(f_1 - \frac{f_2}{2} - \frac{f_3}{2}) i_\alpha + \frac{3}{2} (f_2 - f_3) i_\beta \right]$$

1.3.2 Equations d'état du moteur [6, 25]

L'étage de puissance alimente le moteur électrique triphasé du groupe motopompe. avec les tensions aux points **Pi**. Ce moteur est décrit par ses équations, qui pour plus de commodité, sont transformées, par les relations de **Park** en un système d'équations donné par les relations (1.28), réarrangées sous forme d'équations d'état pour qu'elles soient facilement intégrables. Le moteur se comporte alors comme une machine diphasée dont les grandeurs sont isomorphes à celles du moteur initial.

Ces équations sont :

$$\frac{di_\alpha}{dt} = \frac{L_r (v_\alpha - R_s i_\alpha) - M_{sr} (-\omega_r M_{sr} i_\beta - R_r i_d - \omega_r L_r i_q)}{L_r L_s - M_{sr}^2}$$

$$\frac{di_\beta}{dt} = \frac{L_r (v_\beta - R_s i_\beta) - M_{sr} (\omega_r M_{sr} i_\alpha - R_r i_q + \omega_r L_r i_d)}{L_r L_s - M_{sr}^2} \quad (1.28)$$

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{-M_{sr} (v_\alpha - R_s i_\alpha) + L_s (-\omega_r M_{sr} i_\beta - R_r i_d - \omega_r L_r i_q)}{L_r L_s - M_{sr}^2}$$

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{-M_{sr} (v_\beta - R_s i_\beta) - L_s (\omega_r M_{sr} i_\alpha - R_r i_q + \omega_r L_r i_d)}{L_r L_s - M_{sr}^2}$$

A ce système d'équations est adjointe l'équation mécanique (équation de **d'Alembert**) du groupe motopompe, qui est la suivante :

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{p^2 M_{sr} (i_\beta i_d - i_\alpha i_q)}{J} - \frac{k_p \omega_r^2}{pJ} \quad (1.29)$$

1.3.2.1 Asservissement à une consigne [26]

La carte de commande contient un circuit spécialisé (**HEF4752**) qui génère les signaux de commande du moteur. La fréquence de ces signaux est proportionnelle à la fréquence d'un signal d'horloge appelé **FCT** (coefficient de proportionnalité :3360).

L'entrée **FCT** (pin 17) du circuit intégré **HEF4752** est commandée par un circuit intégrateur **VCO** (implanté également sur la carte de commande) qui compare la tension du générateur U_{cc} à la tension de consigne V_c . Sa sortie f est la fréquence **FCT** :

$$f(i+1) = f(i) + k(U_{cc} - V_c) \Rightarrow \omega(i+1) - \omega(i) = 2\pi k(U_{cc} - V_c) \quad (1.30)$$

Avec f : Fréquence de sortie du circuit Intégrateur –**VCO**.

ω : Pulsation correspondante.

k : rapport entre la tension et la fréquence.

Si les deux tensions diffèrent, il modifie la fréquence **FCT** de manière à les égaliser. On peut dire que la fréquence de sortie est proportionnelle à la différence $U_{cc} - V_c$. Cette valeur de k est le produit de la pente de l'intégrateur k' et du rapport r/f ajusté électroniquement par le convertisseur.

1.3.2.2 La loi de commande

Le rapport U_{cc} / f est aussi appelé loi de commande du moteur triphasé. Maintenir ce rapport constant, revient à assimiler le couple convertisseur-moteur à un moteur à courant continu (mêmes relations couple- vitesse).

Le moteur démarre à partir d'une tension nulle. Au fur et à mesure que la tension d'alimentation augmente, la fréquence augmente jusqu'aux valeurs nominales. Les coefficients f_1 , f_2 et f_3 sont de faibles fréquence et amplitude. Ces dernières augmentent en même temps jusqu'aux valeurs nominales comme le montre la figure (1.9) :

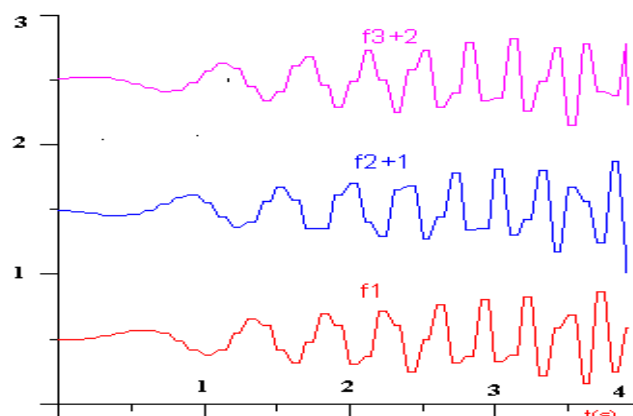


Figure 1.9 : Coefficients f_1 , f_2 , f_3 au démarrage

1.4 Conclusion

La tension continue d'alimentation du convertisseur doit être égale au redressement de la tension alternative conventionnelle **380VAC**. La tension de **537VDC** obtenue est assimilée à la tension maximale que peut fournir le générateur solaire. Pour cette dernière, Le logiciel **SPICE** donne un courant de **9A** qui circule dans le bobinage du moteur triphasé pour le type de motopompe utilisé. Ces données permettent de fixer la configuration du générateur solaire.

Dans la seconde partie, nous avons introduit les équations d'état dans lesquelles le générateur solaire sert de tension d'excitation. Ce modèle nous permettra dans le prochain chapitre, pour un éclairement donné, de vérifier, par trois simples mesures (La tension d'entrée, le courant d'entrée et la fréquence de sortie du moteur) la bonne marche du système photovoltaïque entier.

Chapitre 2

LE CHAMP PHOTOVOLTAÏQUE

2.1 Introduction

Le convertisseur triphasé est un dispositif électronique qui se place après le champ de modules photovoltaïques (générateur photovoltaïque). L'architecture et le dimensionnement de ce convertisseur dépendent principalement du comportement de ce générateur. Ce dernier doit donc être connu le mieux possible.

Dans ce chapitre, nous traiterons du rayonnement solaire reçu au sol, d'un modèle de la cellule solaire et donc du champ de modules où les cellules sont interconnectées. Le fonctionnement de l'ensemble 'générateur - convertisseur - motopompe' est simulé pour déterminer la tension et le courant de travail du générateur, la loi de commande du moteur, les débits de la pompe, etc...

2.2 Rayonnement solaire [9]

Le rayonnement solaire, source de vie sur terre, intéresse beaucoup de disciplines, particulièrement le domaine de la conversion l'énergie solaire par effet photovoltaïque. L'estimation de la quantité d'énergie solaire reçue au sol, sur un site approprié, par ciel clair, permet de dimensionner correctement le système de pompage. Le modèle de **Bird** [10], dans sa version 'spectrale' allie la simplicité et la précision. Rappelons brièvement le principe de ce modèle.

2.2.1 Trajet du rayon solaire [11,12]

Lors de la pénétration dans l'atmosphère terrestre, le rayonnement solaire interagit avec la masse d'air traversée. Il subit principalement des réflexions, des absorptions et des diffusions. Des relations empiriques ont été établies pour chaque couche de l'atmosphère considérée comme stratifiée, comme cela est représentée sur la figure (2.1).

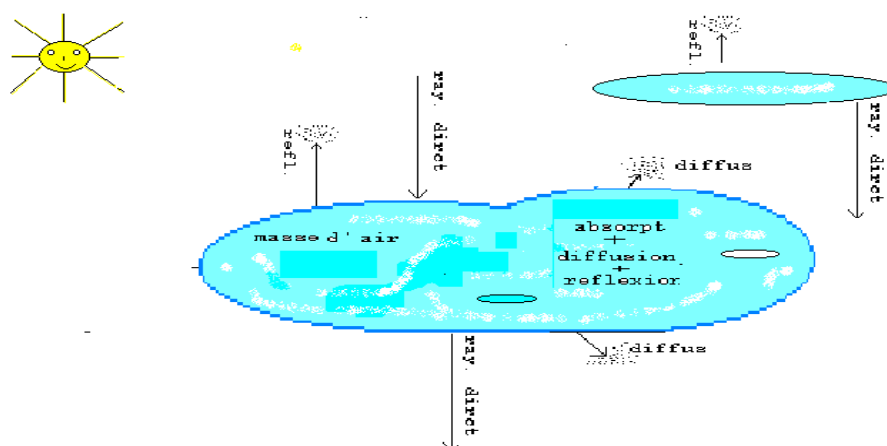


Figure 2.1 : Interaction d'une couche de l'atmosphère avec le rayonnement

2.2.2 Principe de calcul

Le principe de calcul du rayonnement solaire reçu au sol est le suivant : La masse d'air, avec ses caractéristiques physiques (dimensions, coordonnées, température, pression, humidité...), est considérée comme un système entrée / sortie. Une relation empirique donne le rayonnement solaire de sortie.

2.2.3 Diagramme de Sankey [10]

Le diagramme de **Sankey**, donné à la figure (2.2), résume la répartition de puissance du rayonnement depuis l'espace jusqu'à la surface de la terre.

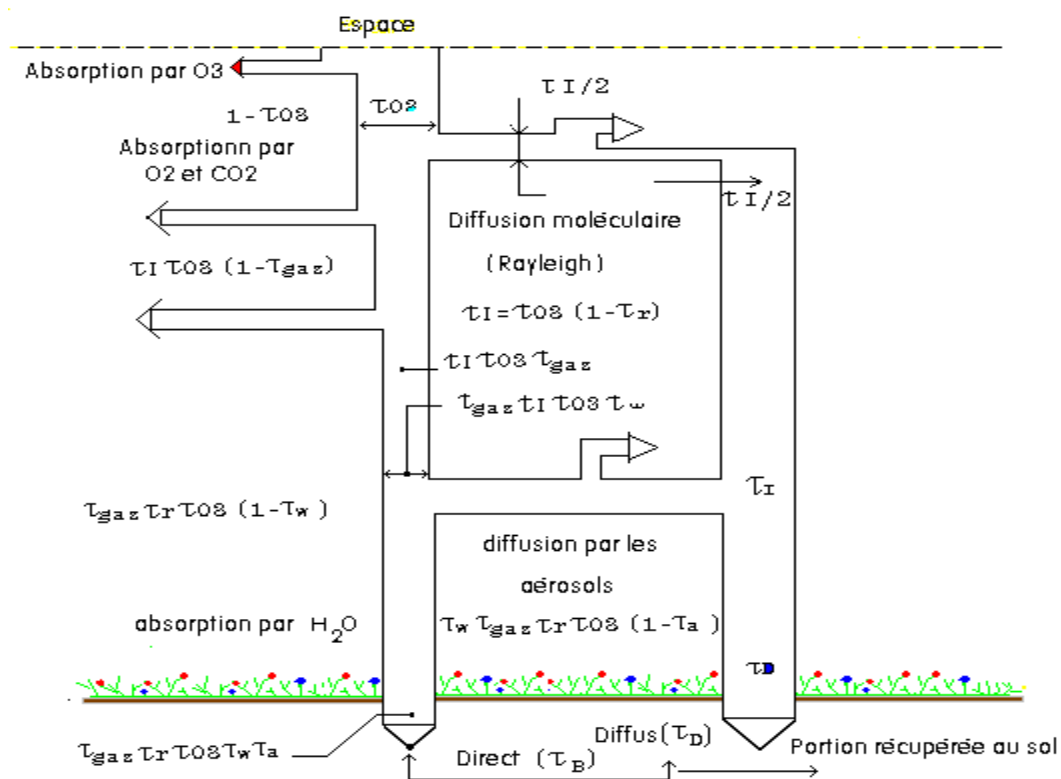


Figure 2.2 : Diagramme de Sankey

Ce diagramme est donné en fonction de la longueur d'onde afin de tracer la réponse spectrale. Un programme nommé '**BIRD.FOR**', représenté sur la figure (2.3), donne la réponse spectrale des divers éclaircements (global, diffus et direct) au sol.

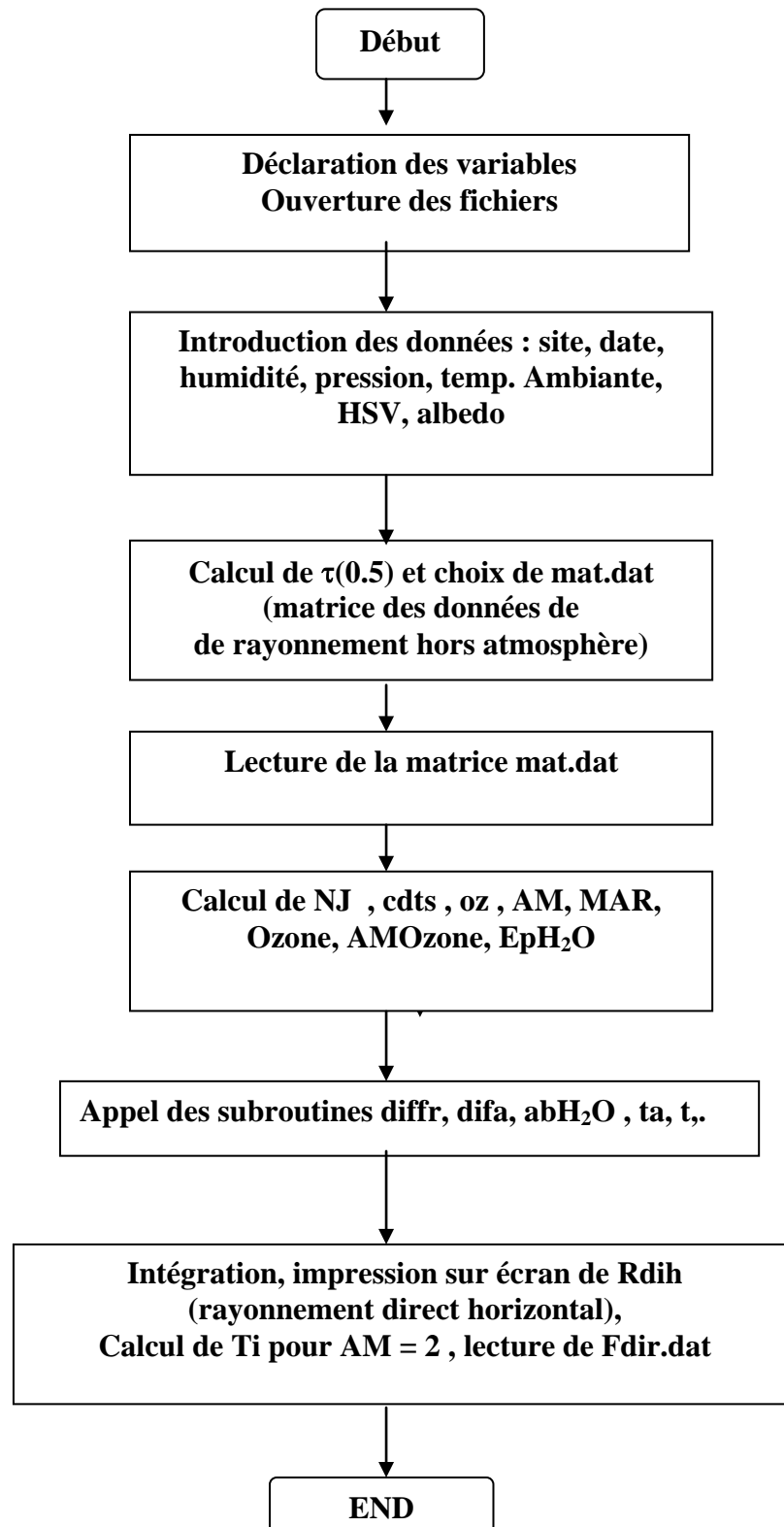


Figure 2.3 : Programme 'BIRD.FOR'

Rdih : Eclairage direct au sol sur un plan horizontal
 $\tau(0.5)$: Transmittance
 AM : Air masse (sans dimension)
 MAR : Air mass relative
 NJ : Nombre de jour de l'année, à partir du premier janvier
 Site : Latitude et longitude du lieu
 Ozone : Transmittance de l'ozone
 Amozone : Transmittance de l'ozone pour la masse d'air $AM = 1$
 Eph2o : Transmittance de la vapeur d'eau
 Hstv : Heure temps solaire vrai
 Oz : Angle de hauteur au dessus de l'horizon
 Mat.dat : Matrice de données hors atmosphère
 Fdir.dat : Matrice de résultats des éclairagements
 cuds : constante solaire

2.2.4 Résultats

Pour vérifier la validité du programme, nous avons pris des données réelles, collectées sur le site de **Melouka** (latitude 27.8° longitude -0.28° , **Adrar**) pour la journée du 16/03/90, et nous les avons comparé aux résultats issus du programme. La figure (2.4) illustre cette comparaison.

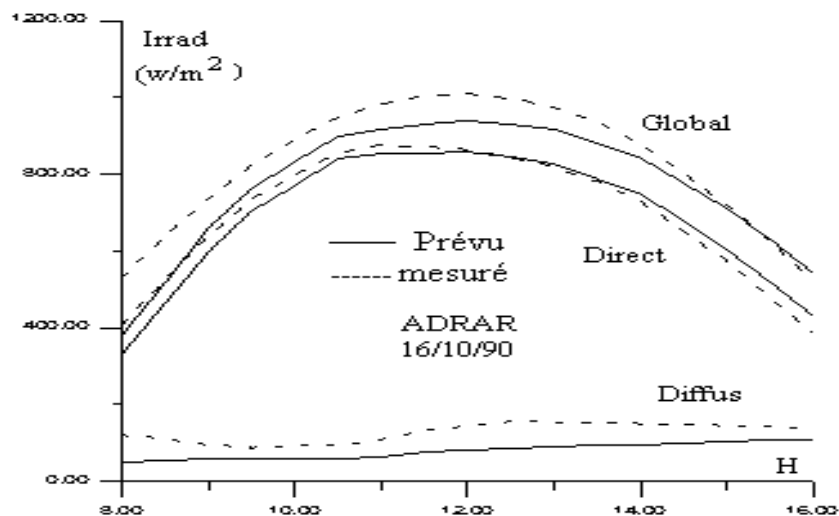


Figure 2.4 : Eclairagements théoriques et expérimentaux sur le site de Melouka

La figure (2.5) donne le spectre du rayonnement hors atmosphère, comparé à celui du corps noir. Ce spectre est nécessaire au déroulement du programme '**BIRDFOR**'.

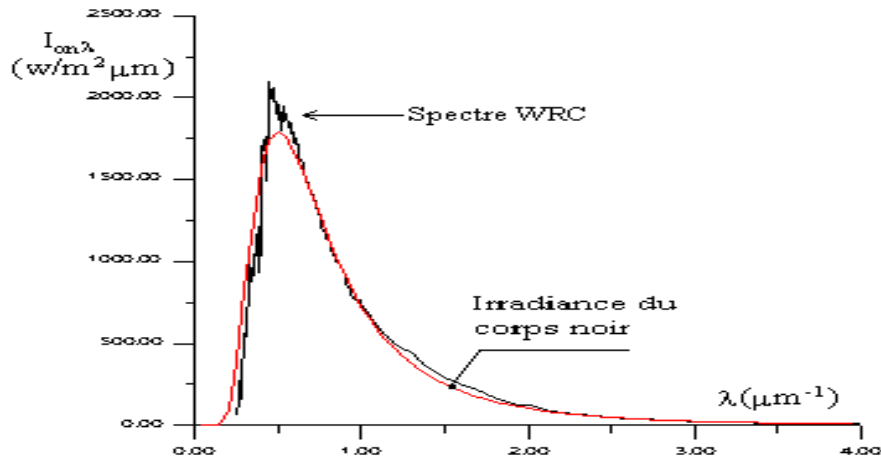


Figure 2.5 : Rayonnement hors atmosphère

2.3 Modèle de champ de modules photovoltaïques [16,17]

2.3.1 Modèle de la cellule de base

La cellule solaire a la même structure qu'une simple diode, en parallèle avec un générateur de courant. La surface de la zone de déplétion qui est située près de la surface, est rendue aussi grande que possible afin d'augmenter au maximum la génération des paires électrons - trous qui, une fois séparées par le champ électrique de la jonction, créent le courant photovoltaïque.

Le schéma équivalent de la cellule solaire de base (en négligeant la résistance shunt R_{sh}) est donné à la figure (2.6) :

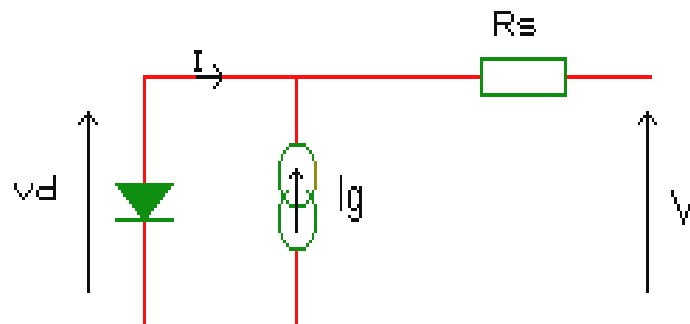


Figure 2.6 : Modèle de la cellule solaire

Le fonctionnement de la cellule solaire dépend de son point de fonctionnement. Pour une charge donnée, le point de fonctionnement n'est pas fixe mais dépend des fluctuations de

l'éclairement et de la température. La puissance maximale de la cellule varie dans le même sens que l'éclairement et en sens inverse de la température.

Le modèle **TRW** [18] est proposé dans ce chapitre. Ce modèle nécessite la connaissance de certaines données qui sont les suivantes :

$-\alpha$: coefficient de température du courant, $-\alpha = 0.0025 \text{ A}/^\circ\text{C}$

β : coefficient de température de la tension, $\beta = 0.096 \text{ V}/^\circ\text{C}$

C_1, C_2 : constantes utilisées dans le modèle **TRW**

I : courant (A);

I_{mp} : courant de puissance maximale, $I_{mp} = 2.1 \text{ A}$

I_{sc} : courant de court-circuit

E_c : éclairement (kW/m^2), $E_c = 0.4$ à $1 \text{ kW}/\text{m}^2$

E_{cref} : éclairement de référence, $E_{ref} = 1 \text{ kW}/\text{m}^2$

R_s : résistance série, $R_s = 0.75 \Omega$

T : température de la cellule

T_{ref} : température de référence de la cellule, $T_{ref} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$

ΔT : variation de la température de la cellule

V : tension appliquée

V_{mp} : tension du point de puissance maximale, $V_{mp} = 17.25 \text{ A}$

V_{oc} : tension en circuit ouvert

L'expression du courant de la cellule est donnée par :

$$I = I_{sc} \left[1 - C_1 \left(e^{\frac{V}{C_2 \cdot V_{oc}}} - 1 \right) \right] \quad (2.1)$$

Les valeurs C_1 et C_2 sont des constantes telles que :

$$C_1 = \left(1 - \frac{I_{mp}}{I_{sc}} \right) e^{\frac{-V_{mp}}{C_2 V_{oc}}} \quad (2.2)$$

$$C_2 = \frac{\frac{V_{mp}}{V_{oc}} - 1}{\text{Log} \left(1 - \frac{I_{mp}}{I_{sc}} \right)}$$

La relation (2.1) représente l'équation de la caractéristique (I-V) de la cellule à une température et à un éclairement de référence (25°C , $1 \text{ kW}/\text{m}^2$). Si ces deux grandeurs varient, le point de fonctionnement se déplace vers un autre point (I_n, V_n) tel que :

$$\Delta T = T - T_{ref}$$

$$\Delta I = \alpha \left(\frac{E_c}{E_{cref}} \right) \Delta T + \left(\frac{E_c}{E_{cref}} - 1 \right) I_{sc} \quad (2.3)$$

$$\Delta V = -\beta \Delta T - R_s \Delta I$$

La courbe définie par la relation (2.1) se déplace aussi et se redéfinit par les équations suivantes :

$$I_n(V_n) = I(V_n - \Delta V) + \Delta I$$

$$I = I_{sc} \left[1 - C_1 \left(e^{\frac{V-\Delta V}{C_2 V_{oc}}} - 1 \right) \right] + \Delta I \quad (2.4)$$

2.3.2 Configuration du générateur

Les modules solaires (Arco-solar 36 W) disponibles sont formés de 40 cellules solaires SX 110 en série, ayant les paramètres cités précédemment. Il est conseillé de ne pas travailler avec des courants continus supérieurs à 10 A , évitant ainsi les problèmes liés aux contacts au niveau des connexions et les difficultés liées au hachage du courant aux fréquences élevées. La configuration est choisie pour avoir une tension proche de 537 V (380 V√2) et un courant proche de 10 A. Celle-ci est illustrée par la figure (2.7):

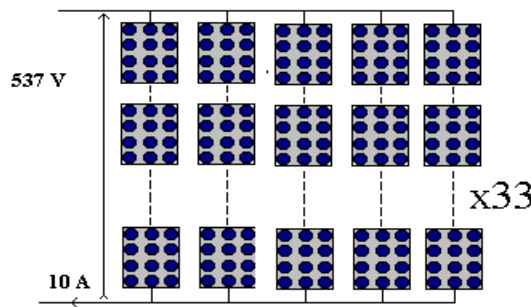


Figure 2.7 : Configuration schématique du générateur

2.3.2.1 Tension à vide du générateur

La relation (2.5) décrivant le générateur est celle de la tension à vide qui doit être multipliée par 33, ce qui donne :

$$V_{max} = 33 * C_2 * v_{oc} \log\left(\frac{1}{c_1} + \frac{\Delta I}{C_1 * v_{oc} * I_{sc}} + 1\right) - 33 * \Delta I \quad (2.5)$$

Tandis que pour le courant produit (configuration en 5 branches de 33 modules), la relation est donnée ci-après :

$$I_g = 5 * (I + \Delta I) \quad (2.6)$$

2.3.2.2 Tension et courant optima

La tension maximale **Vmax** est obtenue en dérivant la relation (2,1) par rapport à la tension **v** et en égalisant à zéro, la dérivée de **I(v)** :

$$I'(v) = \frac{-v * 33 * I_{sc} * C1 * \frac{\exp(\frac{v}{C2 * voc})}{33 * C2 * voc} + I}{-5I_{sc} C1 * \exp(\frac{v}{C2 * voc}) * (2 + \frac{v}{(33 * C2 * voc)})} = 0 \quad (2.7)$$

Cette équation est non linéaire. Pour connaître v , il faut connaître I qui, lui-même, demande la connaissance de v . La résolution de l'équation se fera par itération par la méthode de **Newton - Raphson** [21,22] qui donnera v , avec suffisamment de précision. L'introduction de v dans (2.1) et (2.7) donnera le courant maximal.

La figure (2.8) illustre la simulation du générateur.

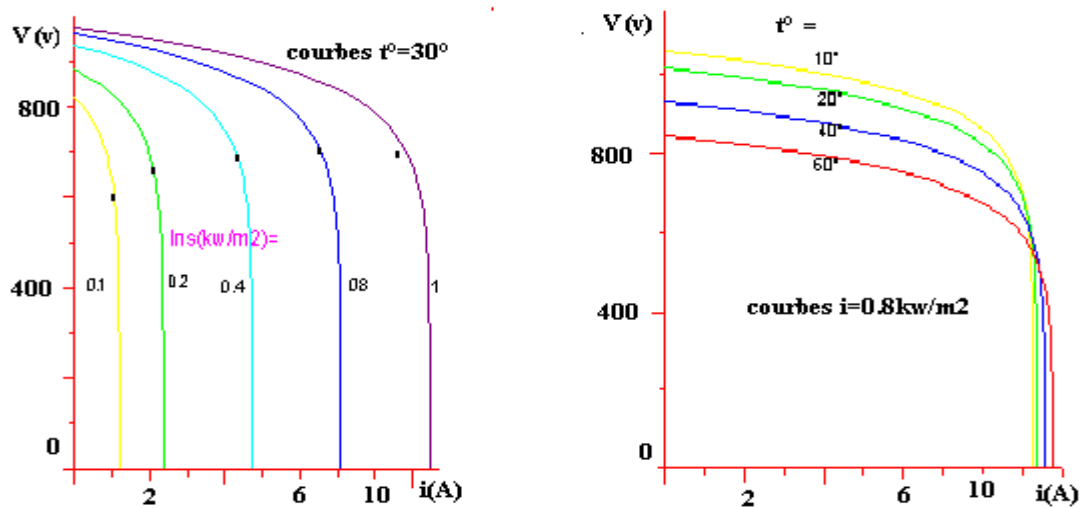


Figure 2.8 : Caractéristiques I-V d'un champ de 33x5 modules solaires Arco-Solar

2.3.3 Tension correspondant à une puissance donnée

Il est utile quelque fois de connaître la tension v qui correspond à une puissance donnée. En utilisant le développement limité de **Taylor** pour l'expression de la puissance, cela donne :

$$P(v + \Delta v) = p(v) + \Delta v * p'(v) \quad (2.8)$$

$$p'(v) = -5v * I_{sc} * C1 * \frac{\exp(\frac{v}{C2 * voc})}{33 * C2 * voc} + I \quad (2.9)$$

L'itération par la méthode de **Newton** permet de trouver v quand $p(v)$ est connue.

2.3.4 Puissance fournie par le générateur

Si P_g est la puissance fournie par le générateur, et en considérant le rendement du couple convertisseur-moteur égal à l'unité, cette puissance peut-être assimilée à la puissance mécanique sur l'arbre du moteur.

Le couple mécanique qui devrait être développé est :

$$C = p \frac{P_g}{2\pi f} \quad (2.10)$$

C : couple mécanique développé sur l'arbre

f : fréquence de rotation du moteur

Le couple mécanique donné par l'équation (1.16), le couple exercé sur la pompe donné par l'équation (1.14) et le couple fourni par le générateur, relation (2.10) , sont les mêmes.

$$C_{em} = C = C_p \quad (2.11)$$

2.3.4.1 Programme de calcul de la fréquence et du glissement en régime permanent

Les équations précédentes donnent les grandeurs en régime permanent. La connaissance de la température et de l'éclairement permet de déterminer la puissance maximale en annulant l'expression (2.7). Le calcul est effectué en utilisant la méthode de Newton [21, 22]. Connaissant la puissance maximale, il est possible déterminer la tension du générateur correspondante. Par les expressions (1.6) - (2.11), on calcule, en utilisant la méthode de **Newton- Raphson** [21, 22], le glissement s , la fréquence de fonctionnement f , et toutes les grandeurs qui en découlent directement

La figure (2.9) donne les puissances horaires en régime permanent..

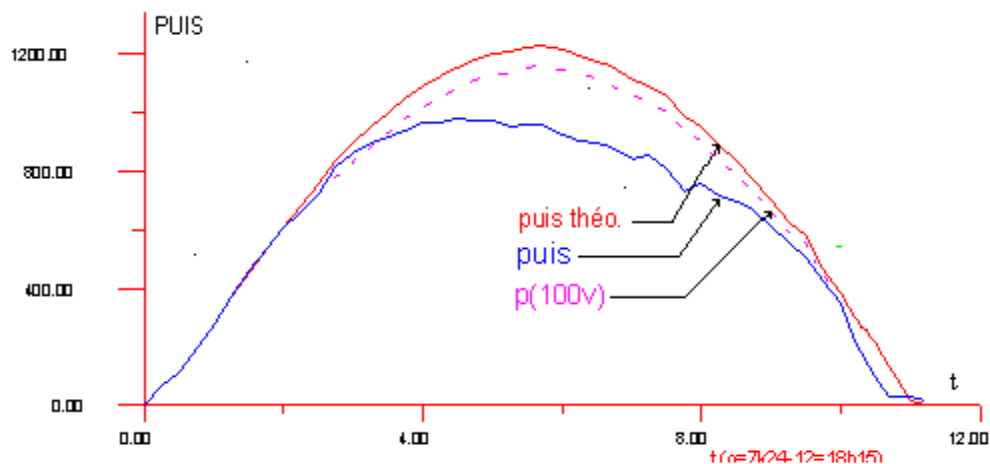


Figure 2.9 : Courbes de puissances en fonction de l'éclairement

Pour vérifier la validité du programme 'H100.FOR' établi à cet effet, nous avons comparé les résultats donnés par ce programme avec les mesures dont nous disposons. à savoir celles prises sur le site d'**El Mena** (Latitude 32.26 , Longitude 3.49 E , **Ghardaia**) entre 7 h à 18 h pour la journée du 24 mai 1992. Le groupe motopompe est de puissance 1,1 kW, avec un générateur de 7 x 5 modules photovoltaïques. Le convertisseur (onduleur) n'est pas asservi au point de fonctionnement de puissance maximale, mais à une tension de consigne de 100 V, proche de la tension du point de puissance maximale.

2.3.4.1.1 Commentaires

- La courbe notée « **puis** » est la puissance relevée. La différence notable par rapport à la courbe théorique notée « **puis théo.** », correspondant à une tension de consigne de 100 V, **P(100V)** est due au ciel couvert à partir de 11 h.

La courbe du point de puissance maximale qui est la courbe théorique '**puis théo**' est proche de l'asservissement à 100 V (donné par la courbe en pointillé), ce qui justifie ce type d'asservissement simplificateur.

Le programme '**H100.FOR**' ne donne pas de solution aux faibles éclairagements car il n'y a pas d'intersection entre la courbe (**I,V**) à ce niveau de puissance et la tension 100 V. C'est pour cela que le fichier d'entrée est limité aux valeurs significatives de l'éclairement .

Les fréquences de fonctionnement et les glissements sont donnés sur le graphe de la figure (2.10) :

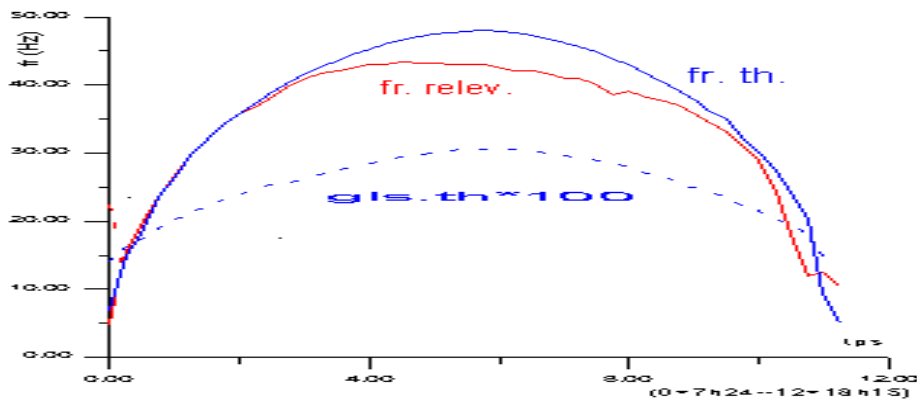


Figure 2.10 : Courbes de fréquences et de glissement

On constate que le rapport entre la fréquence et le glissement est constant et identique pour les cas prévu et relevé.

2.3.4.1.2 Puissance -- courbes (I-V) du générateur solaire

La puissance maximale P_{max} , étant connue, chaque hyperbole de puissance P inférieure coupe la courbe (**I-V**) en deux points **M1** et **M2** comme l'indique le schéma de la figure (2.11) :

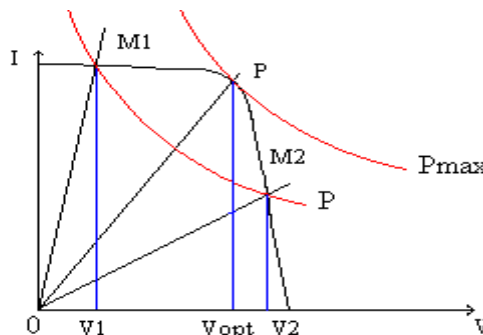


Figure 2.11 : Courbes (I-V) et hyperboles de puissance

Un balayage de la puissance, à partir d'une valeur $P_{min} = 0.035 * P_{max}$ permet de tracer la courbe de puissance en fonction de la fréquence de sortie du convertisseur. Le programme 'PUIS.FOR', est donné sur la figure (2.12) :

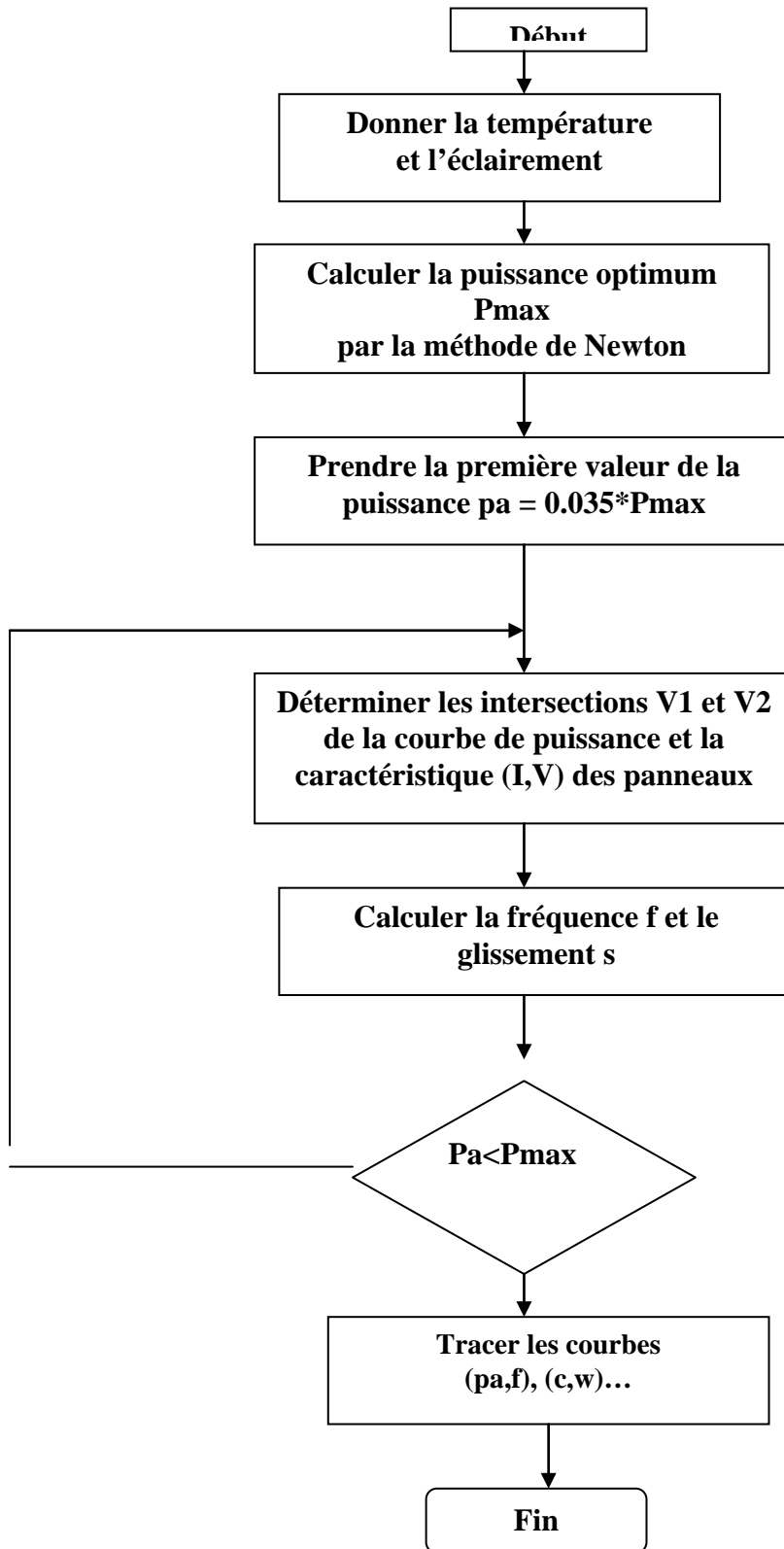


Figure 2.12 : Programme de balayage de la puissance

2.3.4.1.3 Remarque

La puissance P_{min} est la puissance nécessaire au démarrage du moteur. Le coefficient reliant P_{min} et P_{max} (ici 0.035) dépend de la puissance mise en jeu.

Pour les valeurs inférieures à 0.035, le programme ne n'a pas de solution.

Ce programme donne les courbes de balayage de puissance '**Puis**' représentées sur la figure (2.13) :

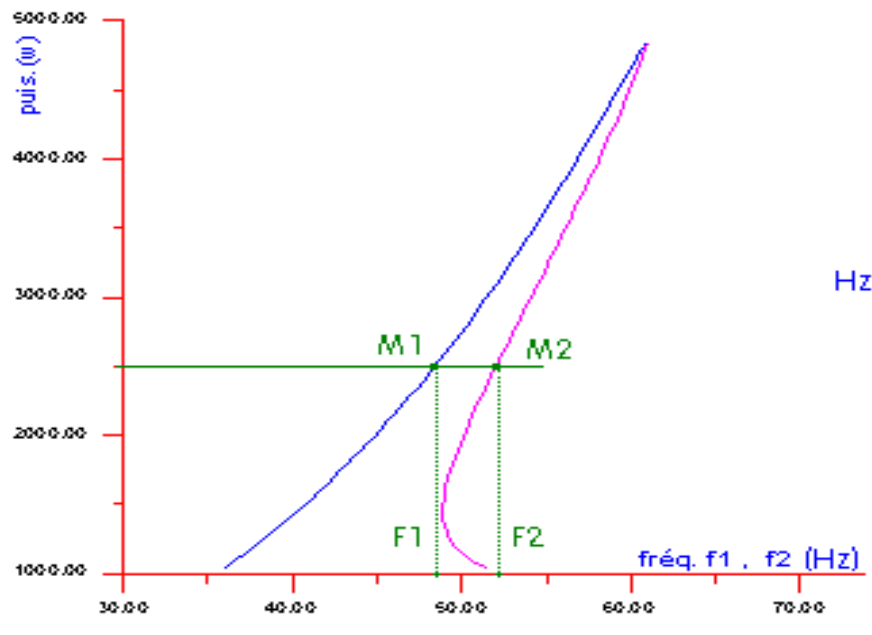


Figure 2.13 : Courbes de puissance puis en fonction des fréquences $f1, f2$

2.3.4.1.4 Discussion

- Dans la zone de fonctionnement à tension constante, la puissance est sensiblement proportionnelle à la fréquence.
- La zone de fonctionnement à courant constant présente un creux (lorsque la puissance augmente, la fréquence diminue), c'est une région **instable**.
- Le programme ne fonctionne pas en deçà d'un minimum de puissance, ce qui est normal puisque le couple résistant de démarrage n'est pas nul.

2.3.4.1.5 Commentaires

Avant le démarrage, le convertisseur n'absorbe pas de courant, la tension à son entrée est la tension à vide V_{oc} des modules photovoltaïques. Cette tension peut augmenter très vite sans qu'il y ait suffisamment d'énergie disponible. Pour que le convertisseur démarre sans qu'il y ait instabilité (à cause du phénomène de pompage), on fait tourner le moteur à une fréquence de 4 Hz. A cette fréquence, le groupe convertisseur -motopompe constitue une charge significative pour le générateur solaire. Si la tension augmente, malgré cette charge, c'est que les modules ont acquis l'énergie nécessaire.

2.3.4.2 Programme de calcul du courant et de la tension en régime transitoire

Le modèle du moteur ayant été établi au paragraphe (1.3), les relations (1.27),(1.28) et (1.29) combinées aux relations (2.5) et (2.6), donnent le programme '**transimot.for**' illustré sur la figure (2.10). La loi de commande **u/f** est constante (= 0.624).

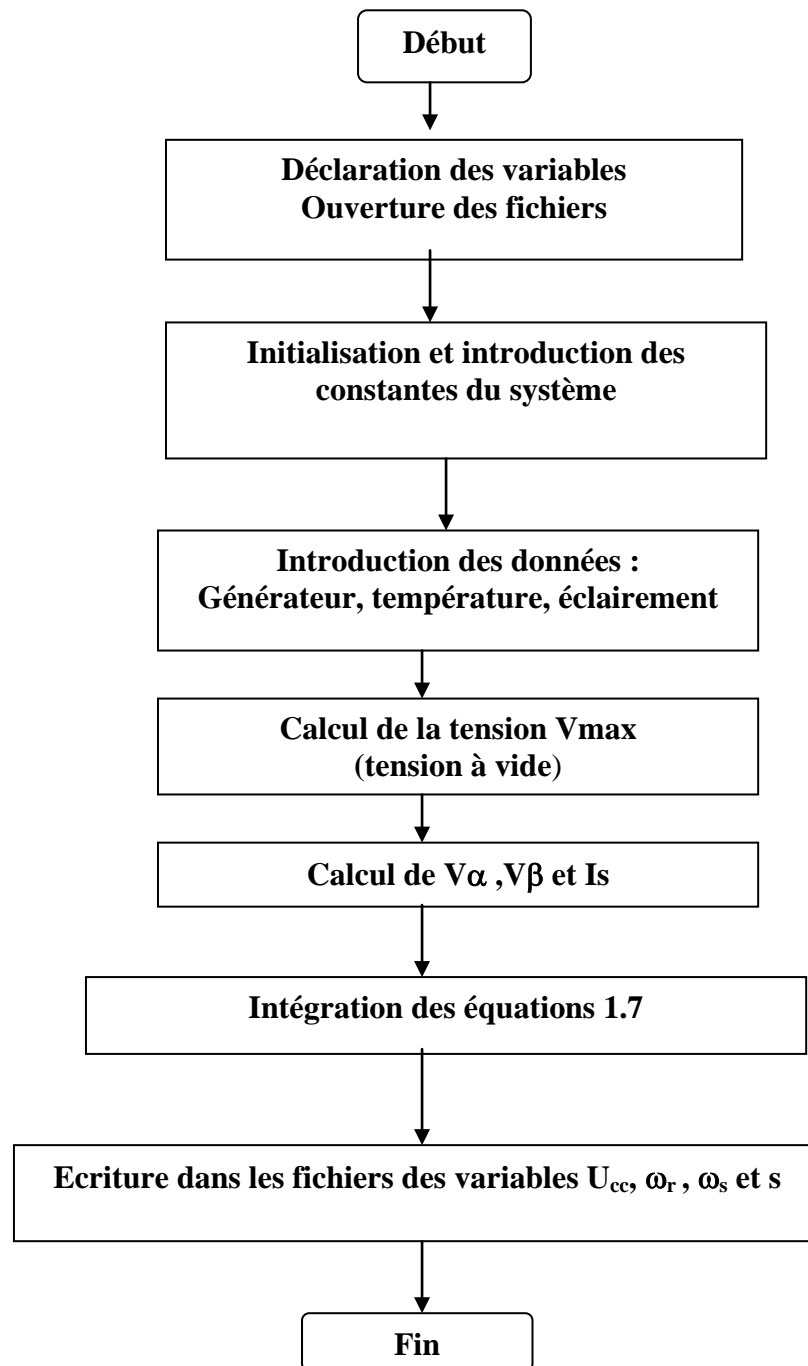


Figure 2.14 : Programme '*Transimot.for*'

Les variables d'entrée du programme sont : la température, l'éclairement et le temps de démarrage. Les sorties sont : les pulsations statorique ω_s , rotorique ω_r , le glissement s , la tension d'entrée du convertisseur U_{cc} et les courants $I_{s\alpha}$ et I_{β}

Les courbes, représentées à la figure (2.15), sont les résultats de ce programme de calcul.

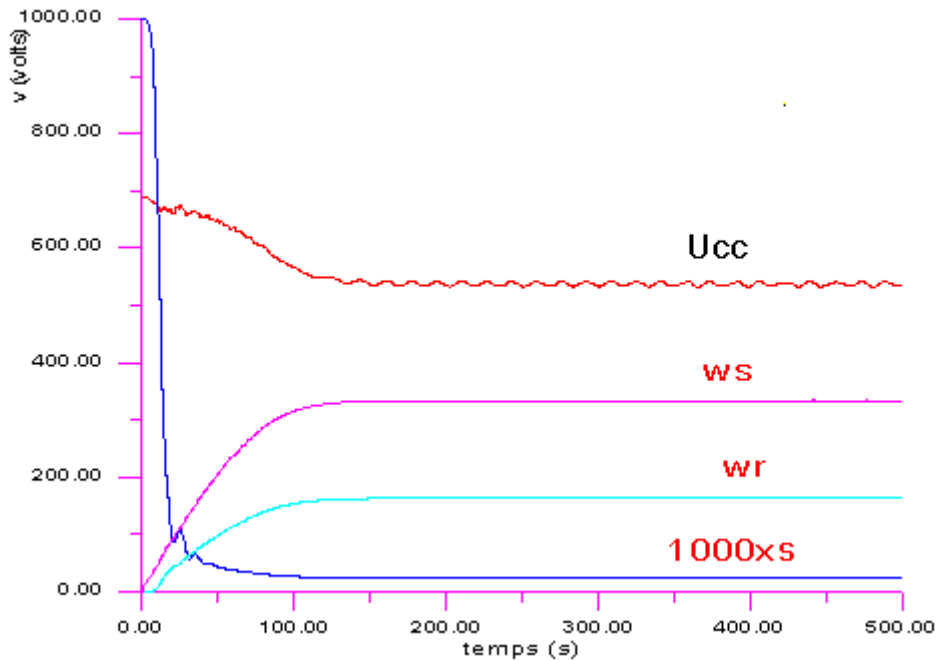


Figure 2.15 : Courbe de tension, fréquence et glissement

La figure (2.15) représente la tension de démarrage U_{cc} à l'entrée du convertisseur. Au départ la tension est la tension à vide des modules. Le convertisseur commence à demander du courant, la tension baisse et se stabilise à la tension de puissance maximale.

La pulsation statorique ω_s est donnée sur la courbe correspondante. La pulsation rotorique ω_r est plus faible.

Le glissement s ($\times 1000$ pour l'échelle) vaut 1 au départ pour se stabilise à sa valeur nominale (5 %) après un certain temps suffisamment long.

A la figure (2.16), est représenté le courant absorbé I_s par le convertisseur.

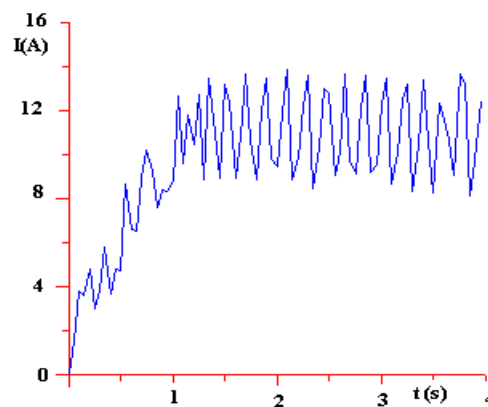


Figure 2.16 : Courbe du courant d'entrée I_s du convertisseur

Le courant d'entrée I_s vaut 10 A en moyenne avec des pics qui montent à 15 A dépendant fortement du filtre d'entrée.

2.4 Conclusion

Dans ce chapitre, est étudiée l'interaction du rayonnement solaire sur le groupe convertisseur (onduleur) - motopompe, à travers le champ de modules photovoltaïques. Il est important de connaître la vitesse de rotation du moteur, donc le débit de l'eau pompée, en fonction de la puissance disponible.

Le programme '**PUIS.FOR**' a résolu cette question. Le balayage de la fréquence en fonction de la puissance nous a renseigné sur le comportement du moteur triphasé couplé à un générateur de puissance finie.

Chapitre 3

ETUDE DE L'ETAGE DE PUISSANCE

3.1 Introduction

L'architecture globale proposée du convertisseur est représentée à la figure (3.1) [23] :

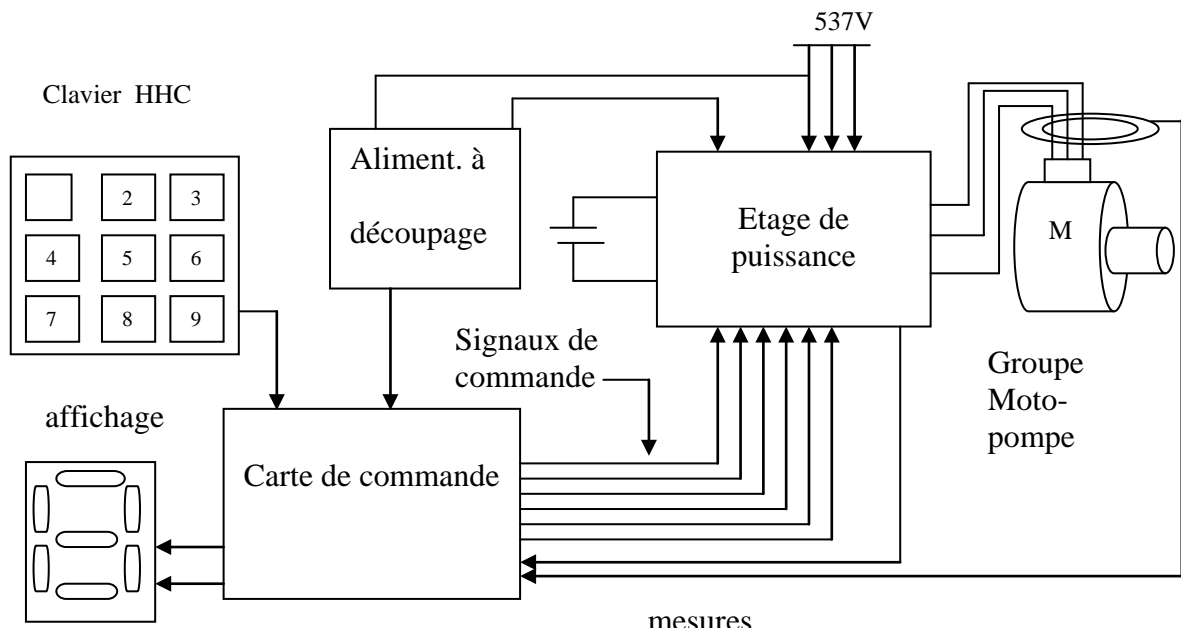


Figure 3.1 : Architecture du convertisseur

Le convertisseur est constitué :

1. de l'étage de puissance et du filtre d'entrée sur lesquels le groupe motopompe est branché.
2. des différents organes de surveillance, nécessaires et indispensables au bon fonctionnement du dispositif. Ces éléments sont réunis sous le vocable 'circuits périphériques'.
3. d'une alimentation à découpage, chargée de fournir les différentes tensions continues nécessaires au fonctionnement des circuits électroniques du convertisseur.
4. de la carte de commande, dont la fonction est l'élaboration des signaux de commande, comportant un clavier de saisie des données et d'un circuit d'affichage.

Le convertisseur peut aussi se caractériser par deux parties électriquement différentes. La partie, composée uniquement des signaux électroniques (signaux de faible courant, tension réduite) et la partie où circulent les courants forts. La première partie comprend la carte de commande qui fera l'objet du chapitre suivant (Chapitre 4) et la seconde partie traite de l'étage de puissance. Les circuits périphériques et l'alimentation à découpage, qui sont les interfaces entre les deux blocs, sont traités dans ce chapitre.

3.1 Etages de puissance

Le caractère unipolaire des panneaux solaires impose la configuration de l'étage de puissance en pont en **H** avec trois demi-bras d'onduleur identiques. Comme cela est représenté sur la figure (3.2) :

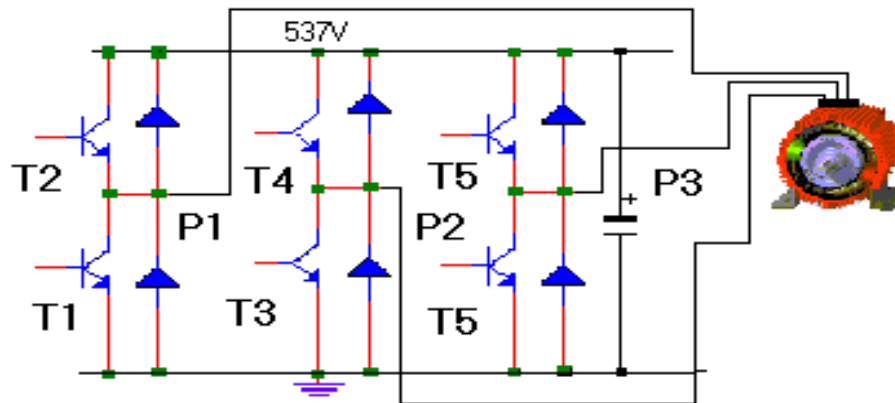


Figure 3.2 : Pont en H de l'étage de puissance

Les transistors $T1...T6$, transférant de fortes puissances, devront donc travailler en commutation, c'est-à-dire en 'saturé-bloqué'.

3.2 Fonctionnement du pont en H [1, 32]

3.2.1 Référence de potentiel

Le demi - bras de l'étage de puissance est constitué de deux transistors **T1** et **T2** fonctionnant en complémentaires. Le schéma du demi-pont est représenté sur la figure (3.3) :

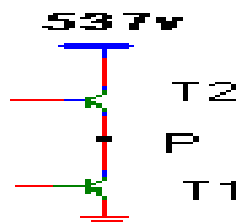


Figure 3.3 : Schéma du demi-pont

Lorsque le transistor **T1** est saturé et **T2** bloqué, le point **P** est la masse. Et lorsque le transistor **T2** est saturé et **T1** bloqué, le point **P** est à la tension de travail de 537 V.

Dans ce cas, la base du transistor **T2** doit être à un potentiel supérieur à 537 V. Une alimentation flottante est donc nécessaire.

Le schéma de l'alimentation flottante de base est représenté à la figure (3.4) :

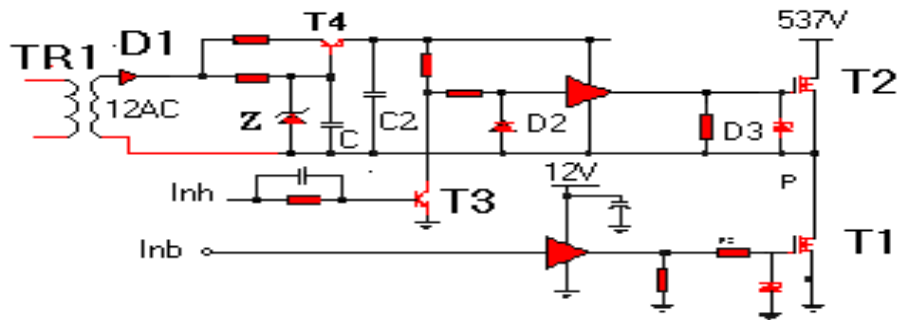


Figure 3.4 : alimentation flottante

3.2.1.1 Fonctionnement

La capacité C est chargée par le transformateur $TR1$, à travers la diode $D1$. Grâce à la diode zener Z de 12V, la tension aux bornes de $C2$ est égale à 12V (en négligeant la tension v_{be} du transistor $T2$). Comme le transformateur isole galvaniquement le point P , on a une tension de 12V indépendante du potentiel de ce point P . Le transistor $T2$ est saturé, quand le transistor $T3$ est bloqué. Comme les attaques des transistors $T3$ et $T1$ sont en phase, le transistor $T3$ se trouve aussi bloqué. Un temps mort est introduit entre les signaux d'attaque du transistor $T2$ et du transistor $T1$ pour éviter le court-circuit de l'alimentation 537V et de la masse. La capacité apparente vue à travers le collecteur du transistor $T4$ égale $C2 + C * h_{fe}$. La diode $D2$ protège l'amplificateur de courant car la vitesse de fermeture du transistor $T3$ est nettement plus grande que celle de $T1$ puisque le second est de puissance alors que le premier est un transistor bipolaire ordinaire.

3.2.1.2 Amplification de courant

L'amplificateur de courant est présent sur chacune des bases des transistors $T1$ et $T2$ du demi-bras d'onduleur de la figure (3.3). Le schéma de base de cet amplificateur réalisé avec des composants discrets est donné sur la figure (3.5) :

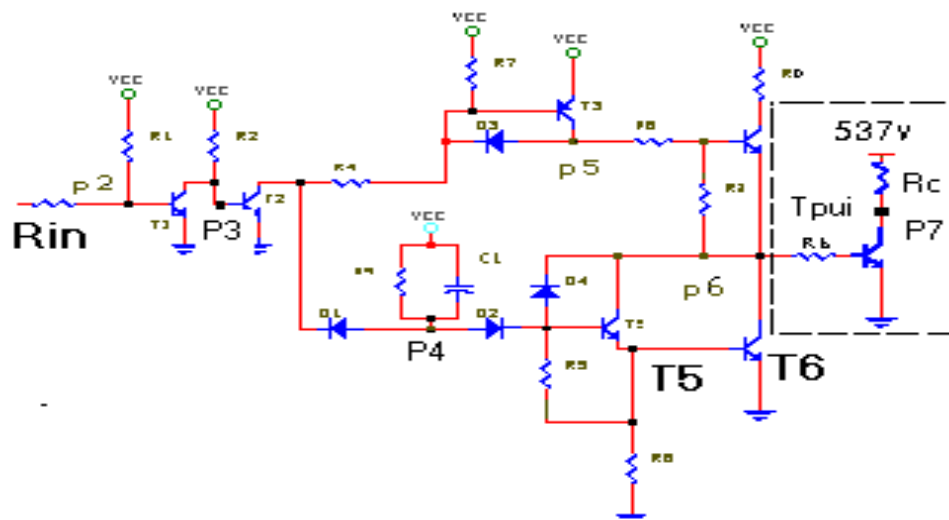


Figure 3.5 : Schéma de la cellule de base

Afin de pouvoir montrer le fonctionnement de ce circuit, une tension d'excitation produisant un signal carré de 5 V /50 Hz est appliquée sur la résistance d'entrée **Rin** du schéma. Le logiciel **SPICE**, dans lequel sont entrées les valeurs de l'ensemble des composants, donne les signaux aux points **Pi**, qui sont représentés sur la figure (3.6) :

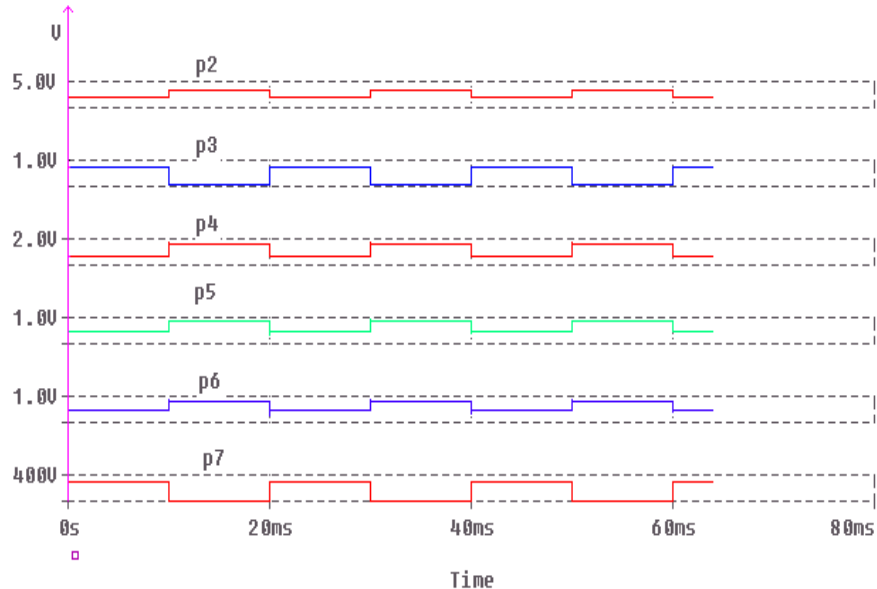


Figure 3.6 : Chronogramme de fonctionnement de la cellule de base

Au point **P5**, le signal est inversé. A cause de la présence de la base de **T1**, le signal en **P2** est un carré de 0.7 V. Par la présence de l'inverseur **T1** et de la base de **T2**, le signal en **P3** est un signal exactement inverse de **P2**.

- La première alternance du signal **P2** bloque le transistor **T3**. Il s'ensuit un état haut aux anodes du point **P4**. Les transistors **T5** et **T6** sont saturés, le point **P6** est à la masse et le transistor de puissance est bloqué, le transistor **T3 pnp** est aussi bloqué, il n'injecte pas de courant dans **T6** qui se bloque aussi par la même occasion.

- La seconde alternance du signal **P2** est un état haut. Il sature le transistor **T3**, qui à son tour met une tension de 0.6 V en **P4**. Comme cette tension est inférieure à ce qu'il faut pour faire conduire **T5** et **T6**, ces deux derniers se bloquent, tandis que le transistor **T3** conduit et injecte un courant à la base de **T6** qui, à son tour, sature le transistor de puissance.

3.2.1.3 Remarques

1. Le signal en sortie du transistor de puissance, en **P6** a la même phase que le signal de commande en **Rin**.
2. La partie encadrée, qui comprend le transistor de puissance, ne fait pas partie du schéma de l'amplificateur. Elle est ajoutée pour servir de charge.

Pour remédier à cet inconvénient, on ajoute des résistances de faible valeur appelées résistances de stabilisation **R1** et **R2**.

Le courant I_c devient donc :

$$I_c = \beta_1 \left(I_B - \frac{V_{BE1}}{R1} \right) + I_{CEO1} + \beta_2 \left(I_E + \frac{V_{BE1}}{R1} - \frac{V_{BE2}}{R2} \right) + I_{CEO2} \Rightarrow \quad (3.3)$$

$$I_c = (\beta_1 + \beta_2 + \beta_1\beta_2)I_B + (1 + \beta_2) \left(I_{CEO1} - \beta_1 \frac{V_{BE1}}{R1} \right) + \left(I_{CEO2} - \beta_1 \frac{V_{BE2}}{R2} \right) \quad (3.4)$$

On voit que par un bon choix des résistances **R1** et **R2**, il est possible de réduire les courants de fuites.

La cellule de puissance réelle [29, 3], utilisée dans notre montage, est donnée sur la figure (3.8):

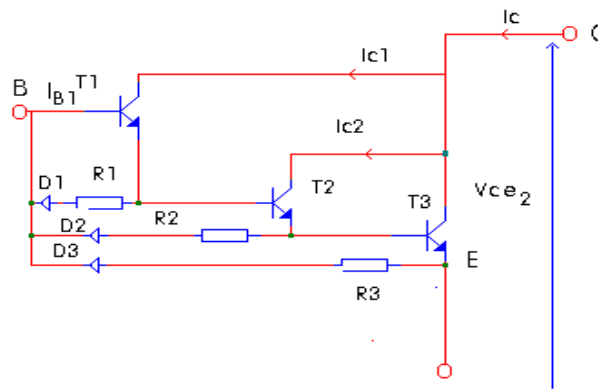


Figure 3.8 : Cellule de puissance sous forme de pavé

Pour plus de commodité cette cellule est représentée, par la suite, par un simple transistor.

3.4 Aide à la commutation du montage Darlington

Pour le bon fonctionnement du pont en **H** (figure (3.2)), des dispositions spéciales doivent être prises pour ne pas provoquer le court-circuit de l'alimentation de puissance. Ces dispositions sont :

- 1- L'introduction d'un temps mort entre la fermeture et l'ouverture de l'autre transistor d'un bras d'onduleur. Le temps mort doit être le plus court possible pour ne pas influencer sur les tensions moyennes de sortie du convertisseur. Les cellules de puissance doivent donc être fermées ou ouvertes le plus rapidement possible, on utilise dans ce cas la commande adaptée du côté de la base des cellules de puissance.
- 2- La réduction de l'échauffement des cellules de puissance.
- 3- La protection contre les taux d'établissement du courant di/dt et de tension dv/dt .

3.4.1 La commande adaptée

3.4.1.1 Schéma de la commande de la base

On réduit le temps d'établissement du courant dans un transistor, en fournissant à celui-ci, pendant l'intervalle correspondant, un courant de base I_B supérieur à celui nécessaire à la saturation I_{BS} . La figure (3.9) montre la forme des courants I_B et I_c :

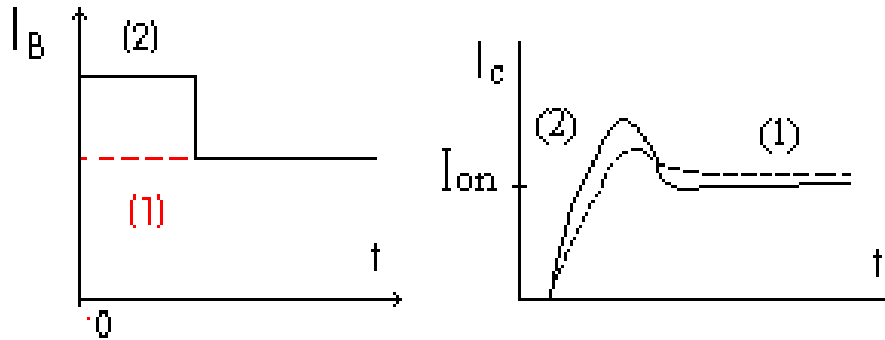


Figure 3.9 : Signaux de commande de base (2) et de collecteur(2)

Une façon de réaliser le passage discontinu de la valeur (2) à la valeur (1) du courant de base est donnée sur le schéma de la figure (3.10) :

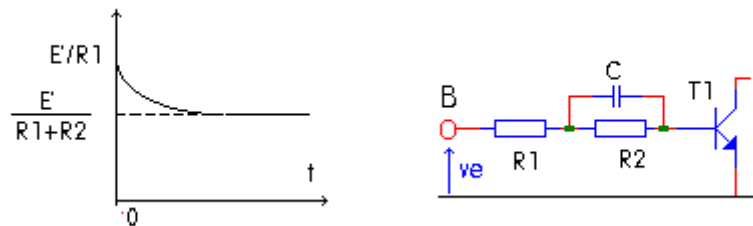


Figure 3.10 : Schéma de réalisation de la commande

La tension ve en passant de 0 à $+E'$ pour $t = 0$. A cause de C , I_B passe de 0 à $E'/R1$, puis tend vers $E'/(R1+R2)$ avec une constante de temps :

$$\tau_c = \frac{R1R2C}{(R1 + R2)} \tag{3.5}$$

3.4.1.2 Extraction rapide des charges de la jonction Emetteur- bases

Pour cela , on utilise deux moyens :

1- l'utilisation d'un montage Darlington lors de l'extraction des charges comme les transistors **T5** et **T6** de la figure (3.5):

2- Le branchement de la base de la cellule de puissance à ouvrir sur une tension $-5V$. Cette déposition est mise en œuvre dans le demi-pont complet.

3.4.1.3 Demi - pont complet

Le demi - pont complet de puissance nécessite, pour son blocage rapide de vider la capacité d'entrée du Darlington sur un potentiel inférieur de quelques volts par rapport à son émetteur. Au lieu de créer un potentiel négatif, on élève le potentiel de l'émetteur par une mise en série de trois diodes alimentées sur la première anode par la tension de l'alimentation de la commande, à travers une résistance de 150 ohms.

La partie de l'étage de puissance comprenant ces circuits est donnée sur la figure (3.11) :

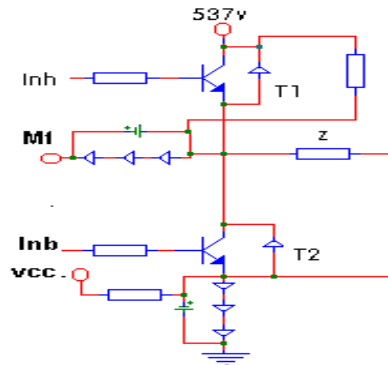


Figure 3.11 : Diodes de blocage

La résistance et l'inductance de charge permettent d'extraire un courant de 10 A environ. Les chronogrammes donnant les signaux de sortie en fonction des signaux d'entrée Haut **Inh** et Bas **Inb** sont représentés sur la figure(3.12).

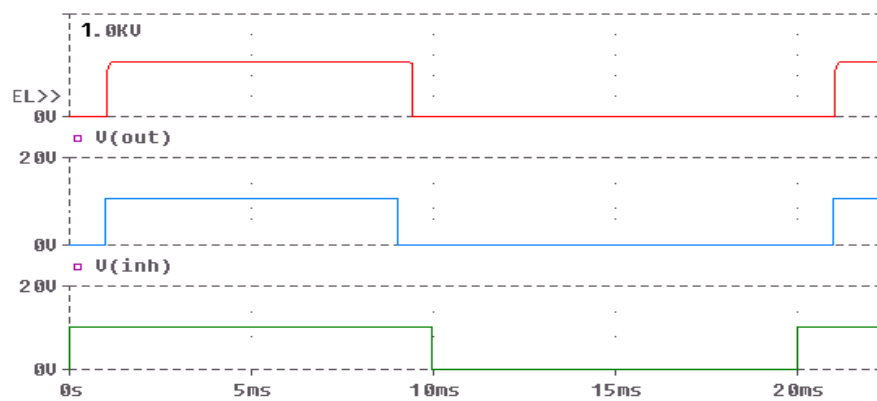


Figure 3.12 : Chronogrammes du pont complet

Le schéma d'un bras d'onduleur complet est donné à la figure (3.13).

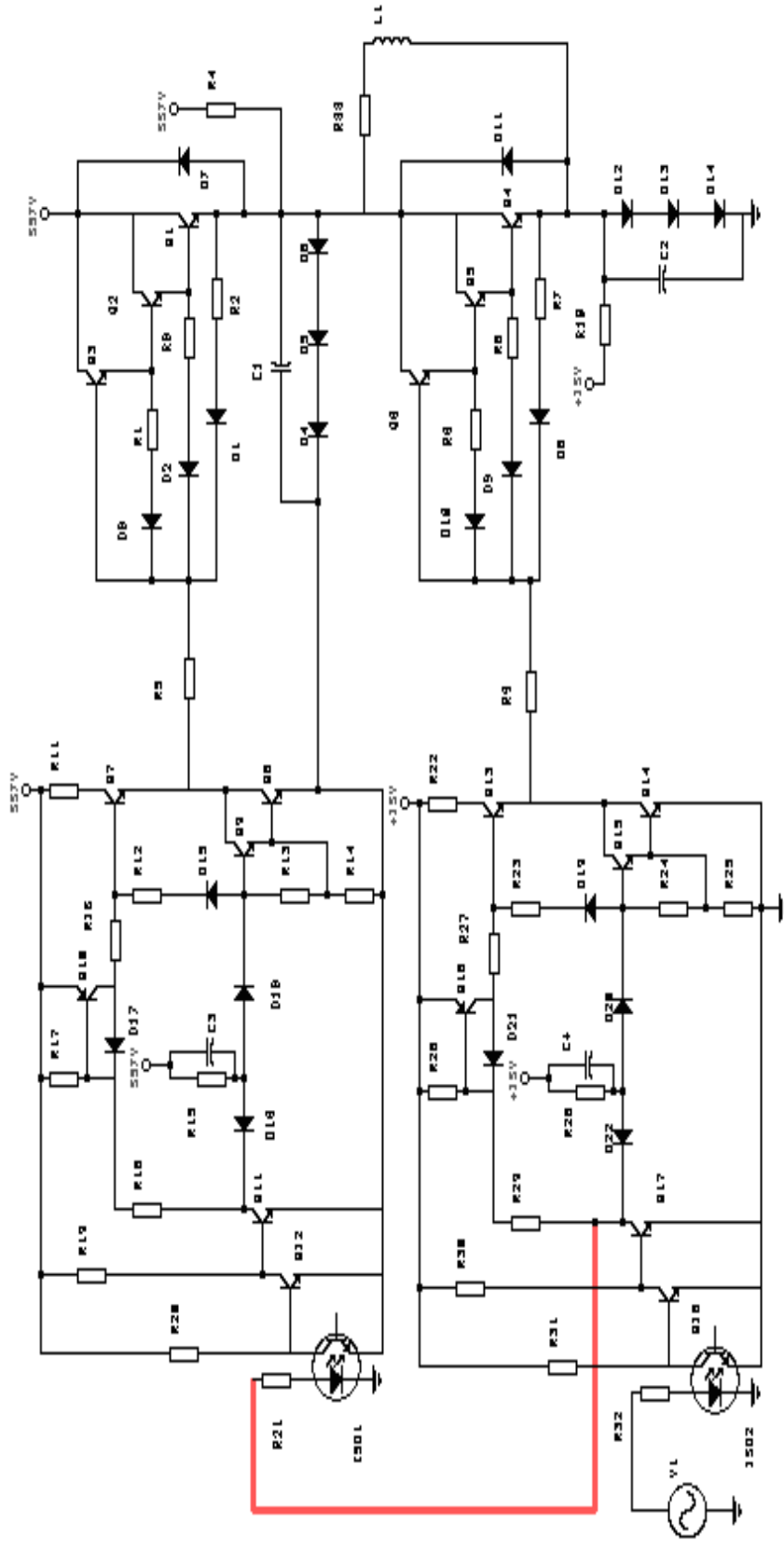


Figure 3.13 : Schéma d'un bras d'onduleur complet

La simulation de ce bras d'onduleur a été entreprise et a montré son fonctionnement correct. La réalisation de ce bras d'onduleur a donné le résultat escompté. Le tampon réalisé avec des composants discrets, même s'il satisfait, demeure moins souple et moins économique d'utilisation qu'un circuit intégré prêt à l'emploi qui est le **HEF4050**.

Pour égaler la puissance du tampon discret, on met en parallèle les 6 tampons **4050** que contient le circuit intégré. Le schéma de la figure (3.13) devient alors celui de la figure (3.14) :

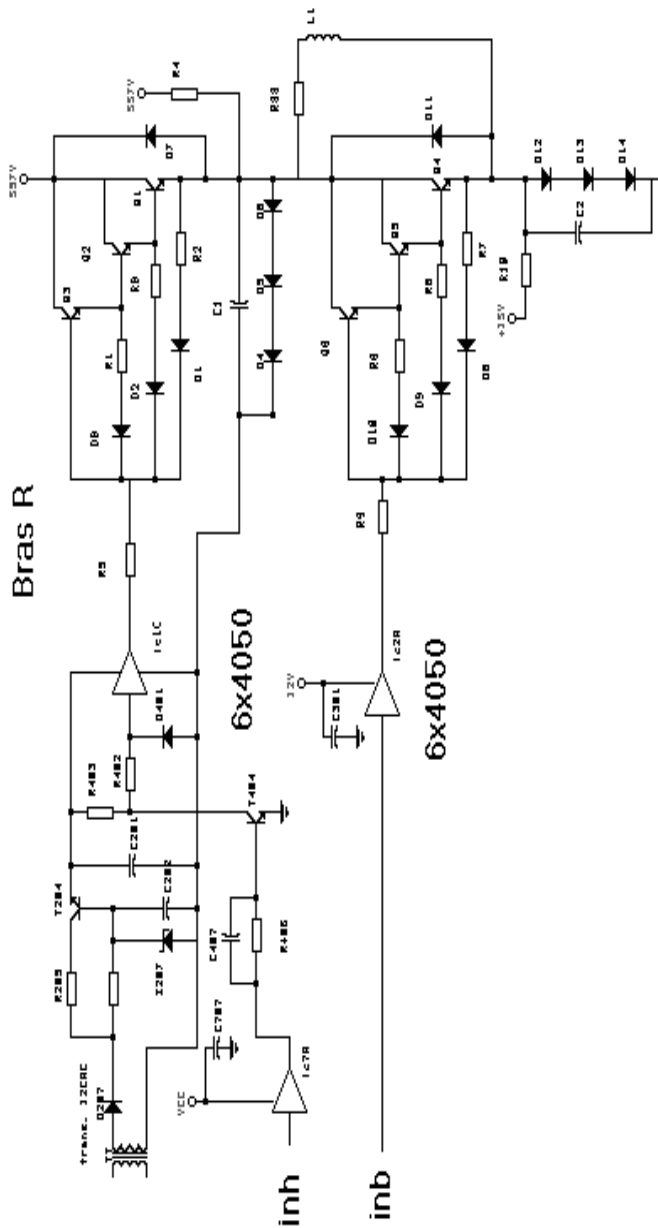


Figure 3.14 : Introduction des tampons HEF4050

3.4.2 La réduction de l'échauffement des cellules de puissance

Soit le signal représenté à la figure (3.15) :

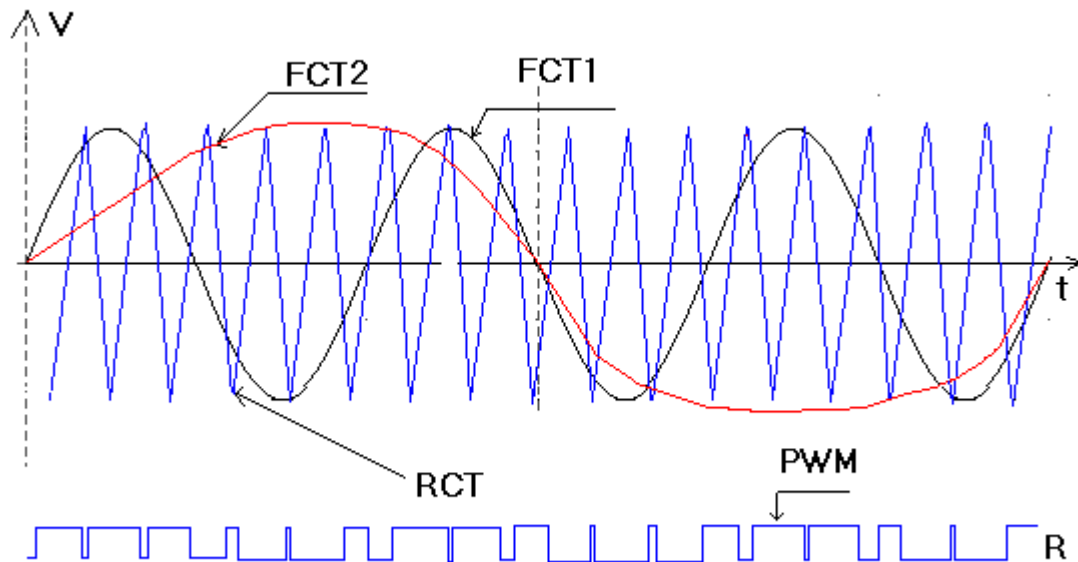


Figure 3.15 : synthèse du signal R

La synthèse des signaux triphasés **PWM R**, **B** et **Y** est basée sur le principe de la comparaison entre un signal en dent de scie de fréquence fixe noté **RCT** (appelée fréquence de découpage ou swiching frequency proportionnelle à la fréquence d'horloge **RCT** du **HEF4752**) et une sinusoïde de référence **FCT1**, qu'on prend d'amplitude égale à 12V crête à crête, pour l'exemple de la synthèse du signal **R**.

En régime de faible fréquence (sinusoïde **FCT2**), donc de basses tensions, le signal **R** doit se rapprocher au maximum de la sinusoïde (en comportant un grand nombre d'impulsions), autrement nous risquons d'avoir des 'à coups' sur le rotor. En effet, dans ce cas, comme le montre le schéma de la figure (1.2), la tension aux bornes de la résistance de fuite R_S est proche de la tension aux bornes des bobines. En phase de démarrage qui, en principe, ne dure pas longtemps, l'échauffement des transistors par pertes dues aux commutations est toléré. En haute fréquence (sinusoïde de référence **FCT1**), la sinusoïde de référence comporte un nombre réduit d'impulsions, l'échauffement est donc plus réduit et le signal **R**, résultat de la comparaison est proche du signal carré. Cette coïncidence est heureuse car le moteur accepte mieux le signal carré (le coefficient de réglage est légèrement supérieur à l'unité [27]), la commutation se produit lorsque le courant est nul, et l'échauffement est réduit.

3.4.3 Protection contre les taux d'établissement

Pour protéger les transistors de puissance contre les taux de variation du courant di/dt et de la tension dv/dt , il existe deux approches qui sont le recours aux circuits d'aide à la commutation (voir annexe 2), ou le sur - dimensionnement.

Les circuits d'aide à la commutation (**CALCS**) ralentissent le passage de la pleine tension (phase de blocage du transistor) au courant maximal (saturation) comme le montre la figure (3.2). Ils augmentent les pertes en chaleur. La fréquence de découpage doit être

dans ce cas petite. La figure (3.16) montre les cas d'une commutation idéale et d'une commutation pratique.

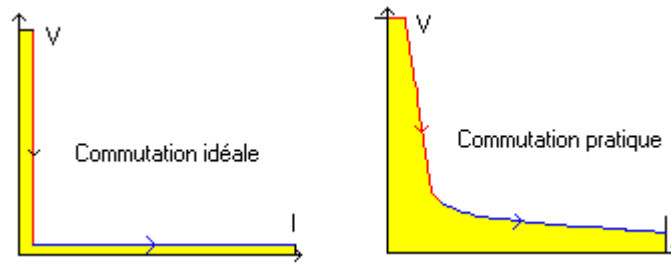


Figure 3.16 : Commutation des transistors de puissance

L'énergie perdue en effet joule par commutation est la surface sous les courbes. Le sur-dimensionnement est préférable et c'est la solution adoptée dans les dispositifs modernes, car les coûts dus à l'emploi des composants sur-dimensionnés sont nettement plus réduits que ceux dus à l'emploi des **CALCS**. On y gagne en souplesse. La fréquence de découpage est élevée.

3.5 Le filtre d'entrée

3.5.1 Introduction [27,28]

Soient les deux schémas de la figure (3.17) :



Figure 3.17 : Filtre d'entrée

Le courant fourni par le générateur est invariablement positif. L'énergie réactive nécessaire au fonctionnement de la charge, qui est alternative (moteur), doit être fournie par le filtre d'entrée. Cette capacité de subvenir à l'énergie réactive se traduit par la limitation de la variation de Δu et de Δi à l'entrée de l'onduleur.

On sait, pour l'onduleur triphasé que la période T_i du courant d'entrée est égale au sixième de la période de sortie T [27].

$$\frac{T_i}{T} = \frac{1}{6} \tag{3.6}$$

Le courant i d'entrée de l'onduleur est formé, à chacune de ses périodes, d'un arc de sinusoïde de la forme

$$0 < \omega t < \frac{\pi}{3} \quad i = I_M \sin(\omega t - \theta_i) \quad \vartheta_i = \theta - \frac{\pi}{3} \tag{3.7}$$

θ est le déphasage du courant sur la composante fondamentale de tension

On définit les paramètres caractéristiques suivants du filtre :

$$k_f = \frac{\omega}{\omega_f} = \frac{1}{\omega\sqrt{LC}} \quad K_i = \frac{I_M}{U_s} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.8)$$

Le premier paramètre est le rapport de la pulsation propre du filtre ω_f à la pulsation du courant de sortie ω , tandis que le second c'est l'impédance propre normalisée.

3.5.2 Equations du filtre

Les expressions différentielles de la tension et du courant du filtre sont analogues aux équations d'une ligne électrique :

$$I_s - C \frac{du}{dt} = i \quad (3.9)$$

$$L \frac{dI_s}{dt} + u = U_s = \text{cste} \quad (3.10)$$

i est donné par les relations (3.7)

On en déduit l'équation différentielle du second ordre suivante :

$$\frac{d^2 I_s}{dt^2} + \frac{I_s}{LC} = \frac{I_M}{LC} \sin(\omega t - \vartheta_i) \quad (3.11)$$

La solution de cette équation est [7] :

$$I_s = I_M \frac{k_d}{2(k_f^2 - 1)} [A \cos k_f \omega t + B \sin k_f \omega t + 2k_f \sin(\omega t - \vartheta_i)] \quad (3.12)$$

$$u = U_s \left\{ 1 - \frac{k_1 k_f}{2(k_f^2 - 1)} [-A \sin k_f \omega t + B \cos k_f \omega t + 2 \cos(\omega t - \vartheta_i)] \right\} \quad (3.13)$$

Les constantes d'intégration \mathbf{A} et \mathbf{B} sont calculées en faisant :

$$u(0) = u(T_i) \text{ et } i(0) = i(T_i) \quad (3.14)$$

ce qui donne :

$$A = \frac{1}{\frac{\text{tg} \omega_f T_i}{2}} [\cos(\omega T_i - \vartheta_i) - \cos \vartheta_i] + k_f [\sin(\omega T_i - \vartheta_i) + \sin \vartheta_i] \quad (3.15)$$

$$B = [\cos(\omega T_i - \vartheta_i) - \cos \vartheta_i] - \frac{k_f}{\text{tg}(k_f \omega \frac{T_i}{2})} [\sin(\omega T_i - \vartheta_i) - \sin \vartheta_i] \quad (3.16)$$

Ces constantes doivent être calculées d'abord et leurs valeurs numériques sont ensuite introduites dans les relations (3.12) et (3.13).

3.5.3 Remarque sur les formes d'ondes

- Ni le courant \mathbf{I}_s , à cause de \mathbf{L} qui s'oppose à la variation de courant, ni la tension \mathbf{u} , à cause de \mathbf{C} qui empêche la variation brusque de la tension, ne peuvent subir de discontinuités. Comme le montre la relation (3.9):

$$\mathbf{I}_s = \mathbf{i} - \mathbf{C} \frac{d\mathbf{u}}{dt} \quad (3.17)$$

Lorsque la dérivée de \mathbf{u} est nulle, le courant \mathbf{I}_s sera égal à \mathbf{i} . La dérivée du courant \mathbf{I}_s est

égale à :

$$\frac{d\mathbf{I}_s}{dt} = \frac{U_s - \mathbf{u}}{\mathbf{L}} \quad (3.18)$$

Cette dérivée ne peut avoir une discontinuité. L'onde de courant ne présente pas de point anguleux.

- La tension \mathbf{u} est donnée par la relation :

$$\mathbf{u} = U_c - \mathbf{L} \frac{d\mathbf{I}_s}{dt} \quad (3.19)$$

Lorsque la dérivée du courant \mathbf{I}_s est nulle, la tension \mathbf{u} est égale à \mathbf{U}_s .

D'autre part la dérivée de la tension \mathbf{u} est :

$$\frac{d\mathbf{u}}{dt} = \frac{(\mathbf{I}_s - \mathbf{i})}{\mathbf{C}} \quad (3.20)$$

Si le courant \mathbf{i} subit une discontinuité, la tension \mathbf{u} présente un point anguleux. c'est le cas pour tout $\varphi \neq 0$.

3.5.4 Choix de \mathbf{L} et de \mathbf{C}

La relation (3.12) montre que le taux de variation du courant $d\mathbf{I}_s/dt$ s'annule pour deux valeurs de t , pour un angle compris entre 0 et $\pi/2$. La première valeur de t donne le maximum de \mathbf{I}_s et la seconde valeur donne le minimum, pour un k_f donné.

La relation (3.13) montre que le $d\mathbf{u}/dt$ s'annule pour deux valeurs de t , pour un angle compris entre 0 et $\pi/2$. La première valeur de t donne le maximum de \mathbf{u} et la seconde valeur donne le minimum de \mathbf{u} , pour un k_f donné.

Les figures (3.18) donnent les valeurs de $\Delta\mathbf{u}/\mathbf{U}_s$ et $\Delta\mathbf{I}_s/\mathbf{I}_M$ respectivement en fonction de $k_f = 0$ à $k_f = 1$, pour les valeurs de $0 \leq \varphi \leq \pi/2$ et $\varphi = \varphi_i + \pi/3$

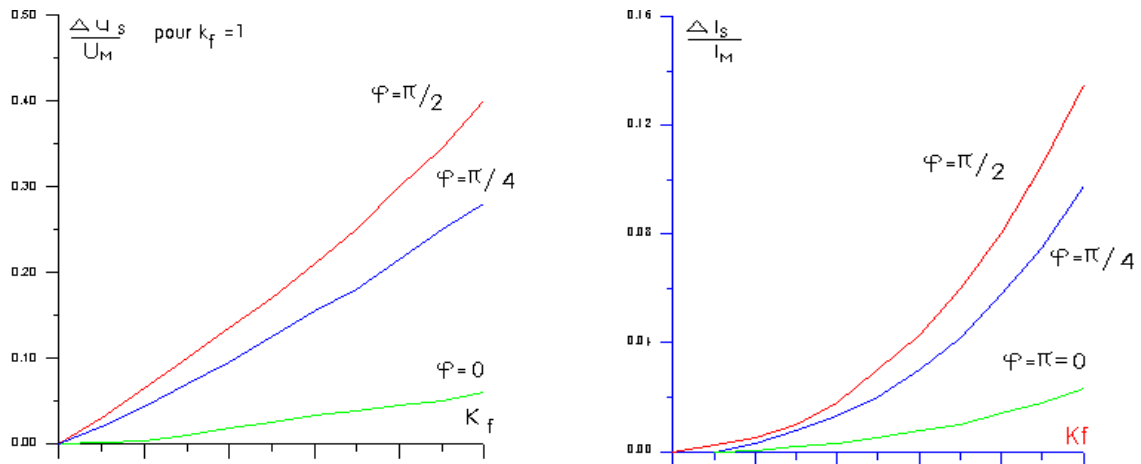


Figure 3.18 : Abaques de détermination du filtre

Pour choisir **L** et **C**, on part d'une valeur $\Delta I_s/I_M$ tolérée, par exemple 0.8 (une valeur raisonnable). On relève k_f des courbes de gauche pour $\varphi = \pi/2$ (valeur à ne pas dépasser) dans ce cas, on a $k_f = 2$

A partir des courbes de droite, on lit la valeur $\Delta u/U_s = 0.3$ qu'on aurait si $k_i=1$. Compte tenu de la proportionnalité entre k_i et l'ondulation $\Delta u/U$. L'ondulation désirée est $\Delta u/U_s = 0.05$, qui correspond à $k_i = 0.16$. Comme le convertisseur absorbe un courant de 9A sous 537 V, on déduit par les relations suivantes la valeur de **L** et de **C** :

$$C = \frac{I_m}{U_s \omega k_i k_f} = \frac{13}{380 * 2 * 3.14 * 2 * .16 * 50} = 340.47 \mu F \quad (3.21)$$

$$L = \frac{k_i}{k_f} * \frac{U_s}{I_M \omega} = \frac{380 * .16}{13 * 2 * 3.14 * 50 * 2} = 7.44 \text{mH}$$

3.5.5 Remarque

Cette valeur de **C** est largement sous-estimée [24], la bonne valeur est généralement prise égale à :

$$C = 2200 \mu f \quad (3.22)$$

La valeur de **L**, étant faible, est constituée de l'inductance des fils des connections.

3.6 Les circuits périphériques

La fiabilité du convertisseur est intimement liée aux circuits de protection auxquels il est lié. Dans les paragraphes qui suivent, on s'intéresse au contrôle du courant, de la surveillance de l'équilibrage des trois phases, des sur-tensions et des sous-tensions d'entrée, de la sécurité contre la marche à vide de la pompe que le dispositif alimente, de la sécurité opérateur et de la manière de combiner l'ensemble de ces protections.

3.6.1 Le contrôle du courant [32]

Le contrôle du courant continu d'entrée est indispensable pour la mesure de la puissance absorbée et la protection contre les court-circuits. Comme il existe trois courants de phases à surveiller, il est plus judicieux de surveiller le courant continu d'entrée à l'étage de puissance. Ce dernier, comme indiqué au paragraphe(3.3.1), possède une partie continue et une partie alternative formée d'arcs de cosinusoïdes de fréquence égale à 6 fois la fréquence des courants de phases. Pour suivre le cheminement du signal à travers le circuit, une source alternative sinusoïdale de 300 Hz 'V3' est appliquée à l'entrée du circuit du traitement du courant, sa détection est réalisée par une cellule à effet Hall, alimentée sous 12 V, dont le fonctionnement est décrit succinctement ci-après.

3.6.1.1 La cellule à effet Hall

La figure (3.19) représente la cellule à effet Hall dans un champ magnétique \mathbf{B}_z . Un champ électrique est appliqué suivant l'axe x grâce à la tension V_H et un champ magnétique \mathbf{B}_z produit par un tore de ferrite dont l'entrefer contient cette même cellule, est appliqué suivant l'axe z . Par application de la loi de Lorentz : $\mathbf{F} = q \mathbf{v} * \mathbf{B}_z$ on montre que les charges de même signe s'accumulent sur les faces parallèles au plan $(\mathbf{O}B_z \mathbf{x})$. La quantité de charge est proportionnelle à \mathbf{B}_z .

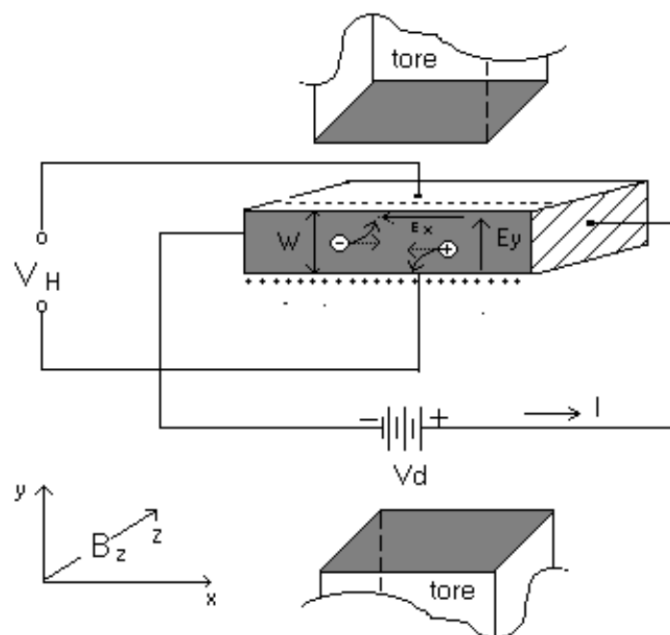


Figure 3.19 : Fonctionnement de la cellule à effet Hall

Si le tore de ferrite est entouré d'un fil conducteur de courant \mathbf{I} d'entrée du convertisseur, il produit dans l'entrefer, un champ \mathbf{B}_z proportionnel à \mathbf{I} .

La cellule utilisée est alimentée par une tension continue de 12 V. Un courant de 10 A produit une tension d'environ V_H de 10 V, ce qui correspond à un coefficient de conversion $k \cong 1$.

3.6.1.2 Le circuit de traitement du courant

Le circuit de la figure (3.20) a une double fonction :

- il mesure le courant.
- au cas où celui-ci dépasse la valeur spécifiée, il donne un état logique haut qui sert à inhiber les signaux de commande de l'étage de puissance.

Le circuit est implanté dans deux cartes. La partie en dehors du pointillé est sur une carte à part avec un amplificateur de courant formé par le push-pull **npn-pnp** de la figure (3.20). Il peut servir de carte standard de saisie du courant.

L'intérieur du pointillé est le circuit d'adaptation. Il se trouve implanté dans la carte de puissance.

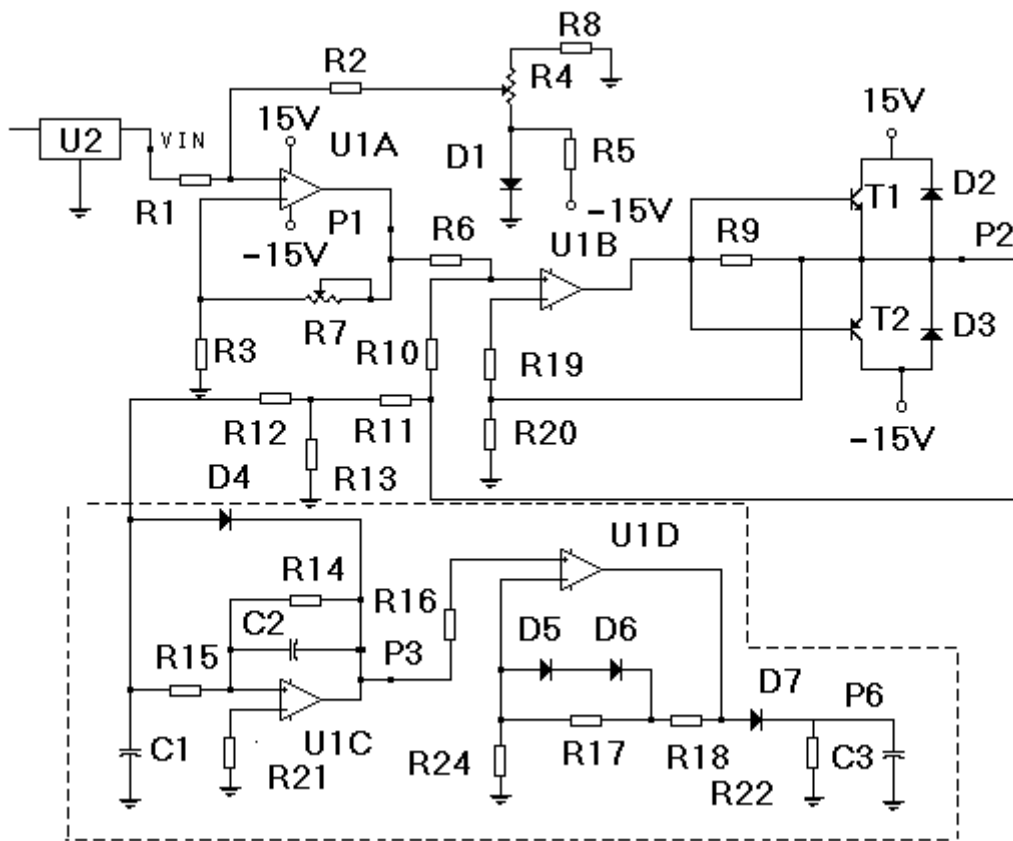


Figure 3.20 : Circuit de mesure du courant d'entrée

3.6.1.2.1 Le fonctionnement

La simulation par le logiciel **SPICE** du circuit donne les signaux représentés sur la figure (3.21) :

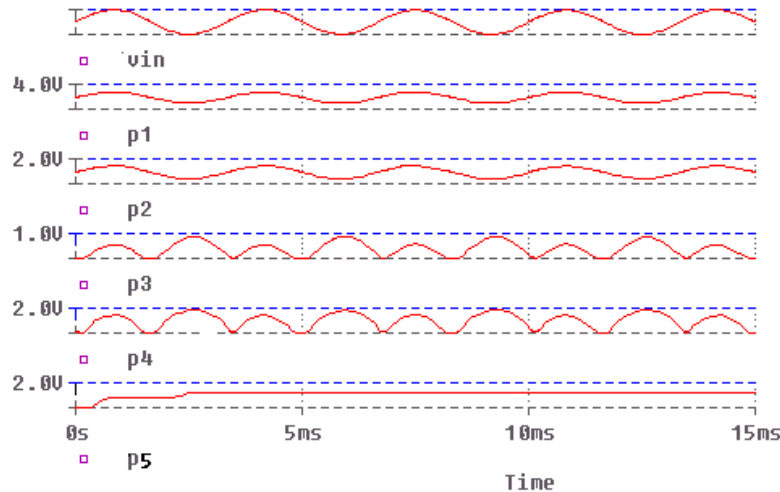


Figure 3.21 : Signaux du circuit de mesure du courant

La cellule à effet Hall est remplacée par une tension d'excitation à l'entrée, appelée 'stimuli' délivrant un signal sinusoïdal de 300Hz / 4V. Le circuit autour du potentiomètre **RH1** sert à ajouter un éventuel niveau continu au signal.

Le potentiomètre de l'amplificateur **A** calibre la mesure. L'amplificateur **B** et le push-pull, munis de la rétro – action par la résistance R4, forment un simple suiveur comme il est montré au point **P2**. de la figure (3.21).

La partie alternative du signal est redressée par l'amplificateur **B**, comme est indiquée par le point **P3** de la même figure. Un ajustement du gain est réalisé par l'amplificateur **C** et la valeur moyenne est, par contre, obtenue grâce au filtre attaché au point **P5**, donne le signal moyen, image du signal d'entrée du convertisseur.

Ce signal est amené vers un circuit analogique digital pour la mesure du courant qui est dessiné sur la figure (3.22) :

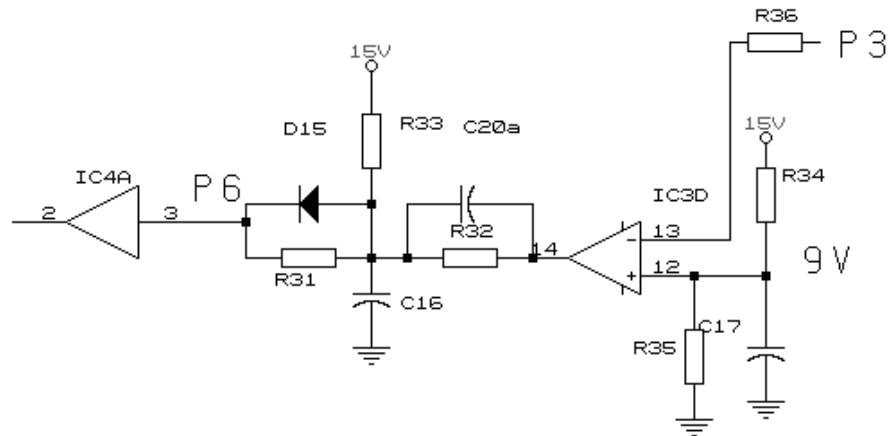


Figure 3.22 : Comparateur de niveau

La sortie **P3** est envoyée vers le circuit comparateur de la figure ci-dessus. Au cas où le signal du point **P3** dépasserait 9 V, le comparateur **D** bascule vers l'état bas ce qui renseigne la carte de commande de l'existence d'une surcharge excessive.

3.6.2 Le contrôle de l'équilibrage des trois phase du moteur

Soit le schéma représenté sur la figure (3.23). Ce circuit électrique surveille les trois phases **R,S,T** d'alimentation du moteur triphasé. Ces trois phases passent à l'intérieur d'un tore de ferrite. Au cas où il y a une phase prenant une valeur plus petite par rapport aux deux autres, le couple du moteur se dégrade. Le rotor est bloqué, alors que les autres phases continuent à être alimentées. Les bobinages de ces phases chaufferaient. Sans une intervention extérieure rapide, le moteur serait endommagé, ainsi que le convertisseur.

La façon de parer à cette éventualité est d'adjoindre un circuit de contrôle de ce déséquilibre. Si les trois phases sont équilibrées, la sortie du bobinage secondaire est nulle. A la moindre différence entre les trois phases, un signal sinusoïdal est observé.

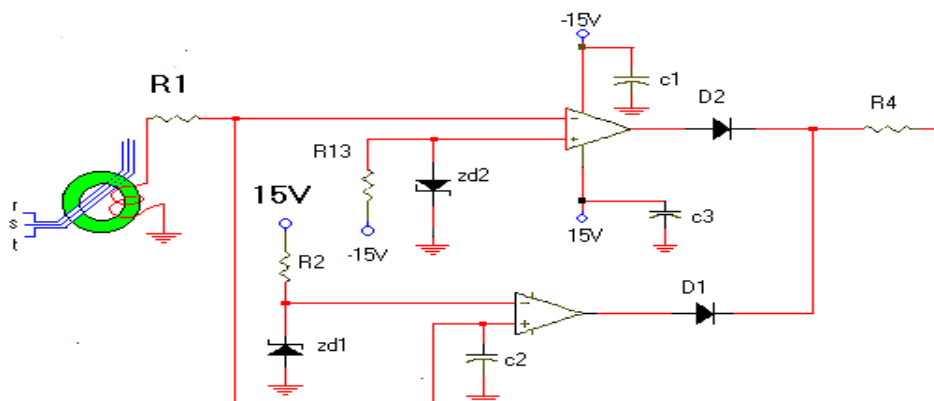


Figure 3.23 : Circuit détecteur de phases

Ce signal est envoyé sur le comparateur à fenêtres dont les tensions sont imposées par les valeurs des diodes Zéner **ZD1** et **ZD2**. Si le déséquilibre dépasse des côtés positif ou négatif le niveau acceptable donné par les diodes Zéner, un signal de niveau haut se

présente aux cathodes des diodes **D1** et **D2**. Ce signal attaque la résistance **R4** du schéma de la figure (3.24).

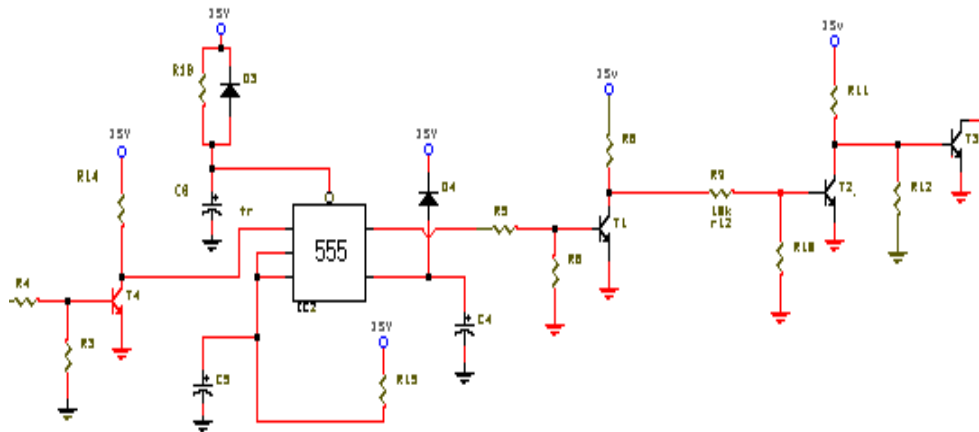


Figure 3.24 : Circuit de temporisation

Ce circuit est un multivibrateur astable construit autour du circuit intégré **NE555**. L'impulsion venant du transistor **T4** déclenche, par son flanc, le multivibrateur qui donne à sa sortie un échelon de tension de durée fixée par la résistance **R15** et la capacité **C3**. Ce signal attaque à son tour les transistors **T1**, **T2** et **T3**.

Le transistor **T3** est saturé, quand la sortie du multivibrateur est à l'état haut. Il informe la carte de commande qu'un déséquilibre s'est produit.

Au bout d'un temps $t = R15 * C3$, si des impulsions en **R4** n'ont pas disparu, une nouvelle attente se produit jusqu'à la disparition du déséquilibre.

3.6.3 La sous-tension

Si le minimum de tension requis, qui est de 30 V, l'alimentation des circuits intégrés n'est pas convenablement assurée. Les transistors ne seront pas saturés, de même que les transformateurs qui demanderaient plus de courant... En bref, le dispositif ne peut être dans la condition normale de son fonctionnement. Un circuit de protection s'avère plus que nécessaire.

Soit le circuit de la figure (3.25) :

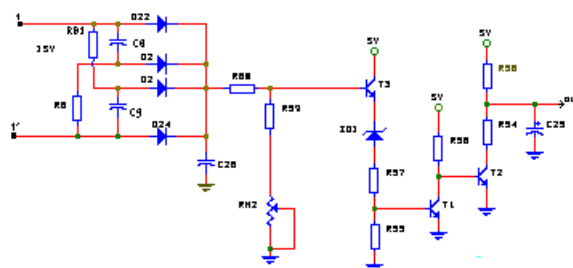


Figure 3.25 : Détection de la sous - tension

Le signal dérivé de la sortie $\pm 15\text{VAC}$ du transformateur de l'alimentation à découpage dont le primaire est raccordé à la tension d'entrée continue du convertisseur.

Le signal est redressé par les quatre diodes **D21...D24**. Il est ensuite filtré par le condensateur chimique **C26** de faible valeur. Si ce niveau dépasse la valeur de la tension de la diode zener **ZD1** + V_{be} (tension émetteur – base) de **T3**, le transistor **T3** conduit, ce qui fait conduire **T1** et bloquer **T2**, un niveau de 5 V est recueilli au point noté **Out** du schéma de la figure (3.25). Ce niveau attaque une porte qui permet la sortie des signaux de commande.

Le potentiomètre **RH2** sert à ajuster l'hystérésis entre le niveau de blocage et de permission des signaux de commande.

Si le niveau de la tension de sortie venait à baisser dépassant le niveau précédent plus le niveau de l'hystérésis, le transistor **T3** se bloque, **T1** aussi, ce qui sature **T2**. Un niveau Bas se présente au point noté **Out** du schéma et bloque les signaux de commande à travers une porte **ET**.

3.6.4 La sur-tension [1, 32]

Soit le schéma électrique de la figure(3.26) :

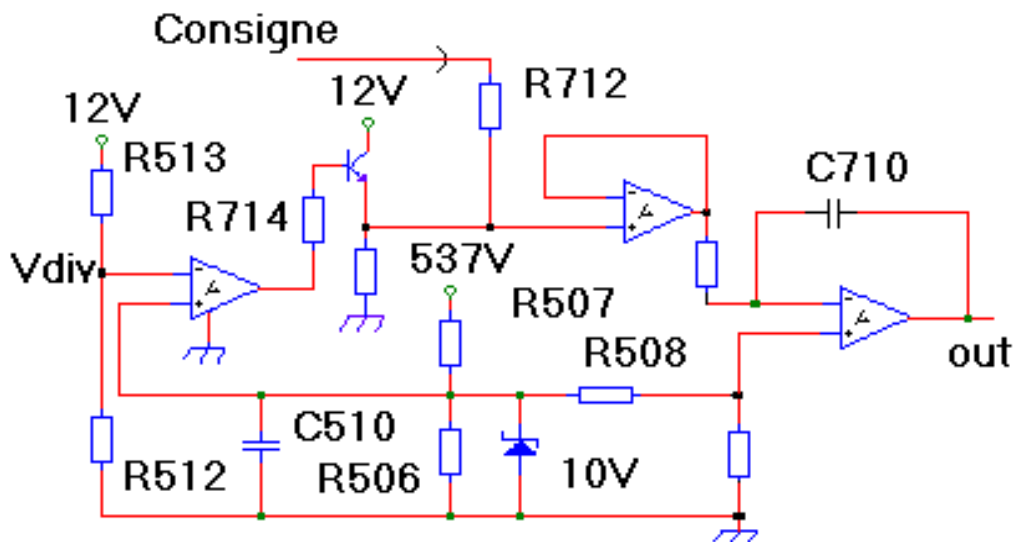


Figure 3.26 : Détection sur – tension et intégrateur

La tension d'entrée du convertisseur est mesurée à la borne de la résistance **R507**. Une fraction de cette tension est comparée à la consigne venant de la carte de commande. Au cas où la tension dépasse la tension du diviseur de résistances **R512** et **R513**, la sortie de l'amplificateur **A** passe à l'état haut. Le transistor **T709** se sature et impose 12 V à l'entrée non-inversante de l'amplificateur **B**. L'intégrateur **C** commandant la fréquence ω_s du moteur, comme il sera vu au paragraphe (4.5), se mettra à l'état bas, quelle que soit la valeur de la consigne. Il imposera une vitesse minimale au moteur.

Cette disposition protège le moteur contre de forts courants, l'étage de sortie du convertisseur et la pompe contre la marche à vide. Le minimum de vitesse est l'offset imposé à la **VCO** qui est de 4 Hz.

3.6.5 La protection contre la marche à vide de la pompe

Quand il n'y a pas de l'eau dans la tuyauterie de la pompe, le couple résistant diminue ainsi que la demande de courant. Par ce fait la tension des panneaux solaires augmente et dépassera très vite la valeur de la tension V_{div} . Le moteur se mettra à tourner avec une vitesse de 4 Hz, comme déjà signalé au paragraphe (3.6.4).

3.6.5.1 Remarque

La fréquence de 4 Hz est choisie, car c'est à cette valeur que le couple commence à devenir constant [5]. En deçà, ce n'est pas possible, car la valeur des résistances des bobinages statoriques n'est plus négligeable devant la somme des inductances $X_s + X'_{IR}$

3.6.7 La sécurité Opérateur

Il est bon de prévoir une sécurité, laissée à l'appréciation de l'opérateur pour lui permettre d'arrêter le convertisseur (bouton d'urgence, température, minuterie, porte...). Pour cela, une entrée est réservée que l'utilisateur devra court-circuiter pour stopper le convertisseur. Le schéma du dispositif est représenté à la figure (3.27a) :

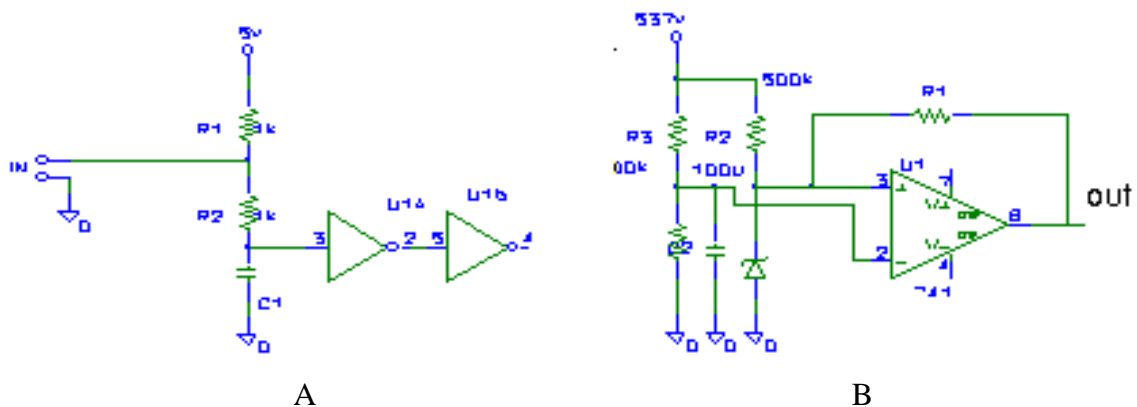


Figure 3.27 : a- Sécurité opérateur et b- comparateur tension filtre

3.6.8 La charge du condensateur du filtre d'entrée

Le condensateur du filtre d'entrée à une valeur importante (2200 μF). C'est un court-circuit à l'instant initial de la mise sous tension du convertisseur [32, 30]. Le courant d'appel n'est autre que le courant de court-circuit I_{sc} du générateur. Ce courant, à la longue, endommagera la circuiterie du convertisseur. Il faut donc le limiter à une valeur convenable, en lui insérant au départ une résistance de puissance de faible valeur (10 ohms / 25 W), qu'on retirera ensuite, lorsque le condensateur atteindra 90 % de sa charge. Le travail est effectué par le circuit de la figure (3.27 b).

Un comparateur compare une fraction de la tension du condensateur de filtrage à une tension de référence. (représentant 90 % de la charge). Si cette dernière est dépassée, la sortie devient basse. Les signaux de commande sont autorisés.

3.6.9 La combinaison de toutes les sécurités

Les différentes sécurités sont dirigées vers le micro-contrôleur via un circuit adéquat comme il sera question dans le chapitre 4, consacré à la conception de la carte de commande.

En cas de problème (un court-circuit par exemple), le processeur doit déclencher une interruption pour bloquer le circuit de génération des signaux, cela qui demande plusieurs cycles machine. L'arrêt instantané des signaux de commande se fera donc par logique câblée dont la réponse est instantanée. Pour cela, on réunit les signaux logiques correspondant à :

- la charge à + 90 % du condensateur du filtre d'entrée **D1**
- au dépassement de la charge **D2** et déséquilibre de phase
- à la sécurité utilisateur **D3**
- à la sous- tension ou absence de signal et déséquilibre des phases **D4**

Ces signaux sont réunis par une porte NOR qui donne en sortie un niveau logique 1, en cas de difficulté. Le circuit qui gère ces différentes sécurités est représenté sur la figure (3.28) :

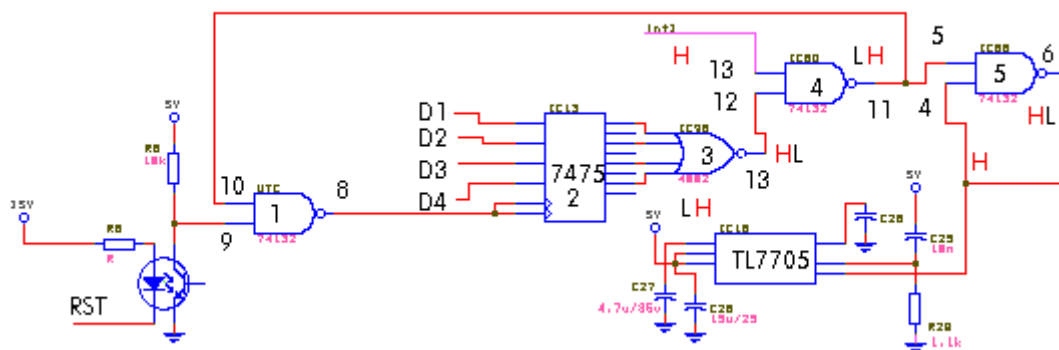


Figure 3.28 : Verrouillage des sécurités

Le circuit superviseur de la tension d'alimentation (**TL7705**) donne un niveau logique **H** (High) quand le 5 V est bien établi. Le micro-contrôleur a la possibilité de bloquer les signaux en mettant à un état logique bas **L** (low) son signal de sortie **INT1** à l'entrée 13 de la porte 4.

Quand les deux bonnes conditions sont réunies, la surveillance s'effectue comme suit :

- en fonctionnement normal, nous avons l'état logique bas **L** aux entrées de la porte 3 (**NOR**). Ce **L** se retrouve en entrée 10 de la porte 1. L'entrée 8 est haute et valide la surveillance (transfert des entrées **D** en sortie du circuit 2). Un niveau logique bas **L** est présent à la pin 6 du circuit 6 qui est transféré aussi au circuit de la figure (3.29).
- en cas de difficulté, nous avons un état logique **H** sur une des entrées de la porte 3 (**NOR**). La sortie 8 du **7432** est basse, il n'y a pas de transfert de nouvelles données. La sortie 6 de la porte 6 est haute. - Au départ, il faut mettre **RST** à la masse, pour autoriser les mesures.

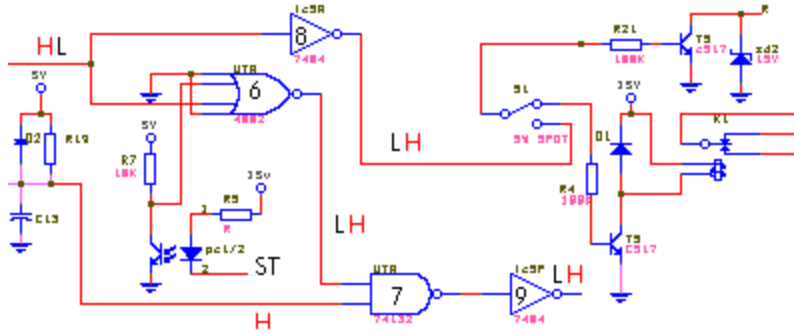


Figure 3.29 : Suite du circuit précédent de la figure (3.28)

Dans ce circuit, pour que la surveillance soit active, il faut que l'entrée **ST** soit à la masse. Le signal d'entrée **HL** se transforme en **LH** en sortie de l'inverseur 8, pour déclencher une alarme par relais ou par transistor.

L'entrée **HL** de la porte 6 est préservée à la sortie de l'inverseur 9 qui commande l'entrée **L** (pin 24) du **HEF4752** d'autorisation ou d'inhibition des signaux de commande.

- La mise en haute impédance de la pin **ST** force le **HEF4752** à délivrer les signaux indépendamment des sécurités (mode sans échec).

3.7 L'alimentation de l'électronique [1, 33]

La tension de travail est d'environ de 537 V. Pour obtenir les +15 V nécessaires à l'alimentation des circuits électroniques, un abaissement par une résistance n'est pas possible. En effet, si la circuiterie consomme 200 ma, la puissance perdue sera de :

$$(537 \text{ V} - 15 \text{ V}) * 200 \text{ ma} = 104.4 \text{ W} \quad (3.23)$$

La dissipation de cette puissance par une résistance de puissance pose des problèmes (ventilation, prix, esthétique, encombrement,.), l'utilisation d'une alimentation à découpage s'impose, d'autant plus qu'il faut trois alimentations flottantes pour la commande du pont de puissance. Le choix du type de l'alimentation dépend des possibilités matérielles disponibles. Elle est construite autour du circuit intégré **UC3842**. Le schéma de l'alimentation est décrit par la figure (3.30)

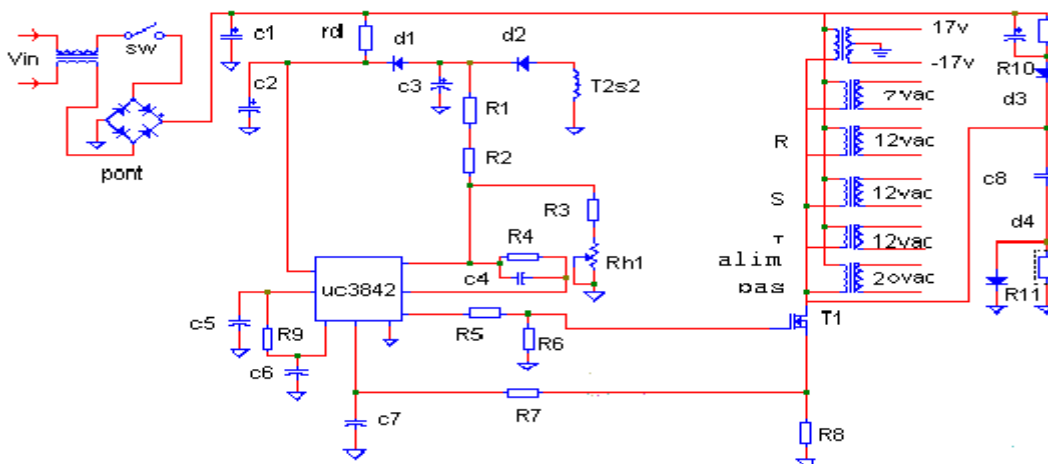


Figure 3.30 : Schéma de l'alimentation à découpage

3.7.1 Le fonctionnement du schéma global

Le schéma global ,représenté à la figure (3.30), se divise en 4 parties :

- Le circuit intégré de commande qui est le **UC3842**
- Le circuit de puissance
- Le circuit secondaire
- Le filtre **Rf** d'entrée

3.7.1.1 Le circuit intégré UC3842 [34]

Pour mieux comprendre le fonctionnement de l'alimentation, il est intéressant de noter le fonctionnement interne du **UC3842**. Le circuit est représenté en figure(3.31).

3.7.1.1.1 Le circuit oscillateur

A l'entrée 4 du circuit **UC3842** sont connectées une résistance **R_t** et une capacité **C_t**. Par l'intermédiaire de la relation(2.34) ,on obtient la fréquence des impulsions de sortie de l'oscillateur :

$$f = \dots \frac{1.72}{R_t C_t} \dots R_t \geq 5k \tag{3.24}$$

Celles-ci sont dirigées vers une porte **OU** à quatre entrées et à l'entrée **SET** d'une bascule **RS**.

A l'entrée **Reset** de la bascule est connectée la sortie d'un comparateur. Ce circuit surveille les deux grandeurs suivantes : la tension de sortie dont il assure la régulation et le courant du primaire du transformateur qu'il empêche de dépasser la valeur prescrite.

- Si la tension au milieu du pont **2R/R** est en dessous de la tension du noeud **I.SENSE**, la sortie du comparateur est mise à un niveau Haut. La sortie de la bascule se retrouve à un niveau logique Bas ce qui annule immédiatement l'impulsion de sortie au point 6 du **UC3842** (voir figure (3.31)).
- Si le courant dans la résistance shunt dépasse la valeur prescrite, ce qui se traduit en terme de tension par 1 volt sur l'entrée 4, l'impulsion de commande à la sortie 6 est mise à zéro de la même manière que précédemment.

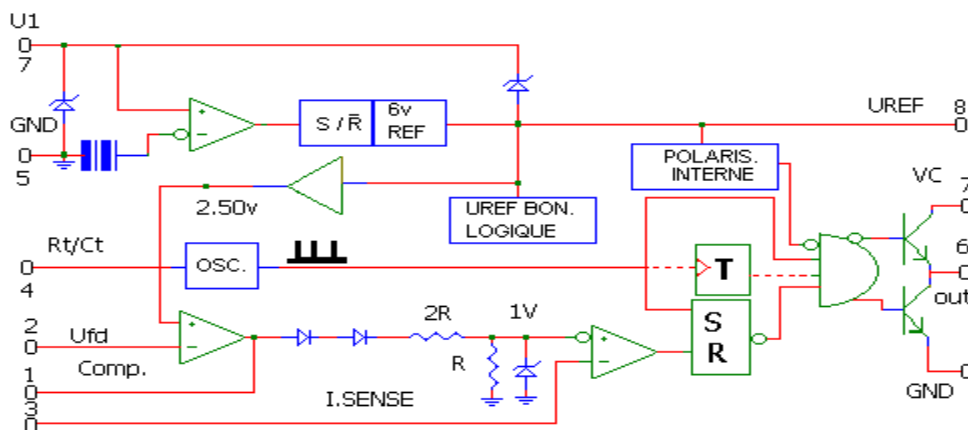


Figure 3.31 : Schéma interne du UC3842

3.7.1.1.2 Le circuit de sortie

Ce circuit est formé de l'amplificateur à deux transistors commandés respectivement par la sortie inversante et non – inversante de la porte **OU**.

La sortie inversante donne l'impulsion de commande et la sortie non-inversante se charge de vider la capacité C_{GS} du **mosfet** de puissance lors de l'ouverture.

3.7.1.1.3 La polarisation

Les autres parties du circuit **UC3842** assurent la polarisation des composants actifs internes, la création de la tension 2.50 V nécessaire à l'amplificateur de régulation de tension, les 5 V de tension de sortie utilisés comme référence et comme l'alimentation auxiliaire.

3.7.1.2 Le circuit global

Ce circuit est représenté sur la figure (3.30). Dans les paragraphes suivants nous décrivons quelques particularités de ce circuit.

3.7.1.2.1 La commande

Le circuit génère une impulsion par la pin 6 du circuit intégré **UC3842**, pour commander le **mosfet** de puissance **IRF840**. Dès que l'impulsion se présente sur la grille du **mosfet**, celui-ci se sature, l'inductance du primaire du transformateur **T1** soumise à une tension continue de 310 V verra son courant augmenter linéairement jusqu'à saturation, s'il n'y avait pas le contrôle de courant de source par l'intermédiaire de la résistance **R8**.

En effet le système fonctionne par contrôle de courant : dès que la tension aux bornes de **R8** atteint 1 V, ce qui correspond à un courant de $537 \text{ V} / \mathbf{R8}$, le circuit intégré **UC3842** fait basculer l'impulsion de commande de la pin 6 vers le bas. Le transistor s'ouvre et le courant se met à baisser, jusqu'à s'annuler en tournant en roue libre dans la bobine et la diode interne du transistor.

La variation du courant est transmise au secondaire du transformateur pour, après redressement, créer les différentes tensions continues de sortie.

3.7.1.2.2 L'auto – alimentation

Le circuit intégré **UC3842** possède un **UVLO** (Under-Voltage LockOut) de 16 V, qui empêche le démarrage du circuit en dessous de cette tension. Le démarrage s'effectue par l'intermédiaire de la résistance **Rd**. Quelques impulsions après, l'alimentation du circuit **UC3842** s'effectue par le circuit formé de la bobine **T2S2**, des diodes **D1**, **D2** et du condensateur chimique **C3**.

Cette disposition est avantageuse, parce que :

- elle diminue la consommation (l'alimentation s'effectue par 12 V au lieu de 310 V).
- elle diminue les perturbations de la haute tension.
- En cas de problème, l'alimentation ne démarre pas.

3.7.1.2.3 La régulation de tension

Soit le schéma de la figure (3.32) :

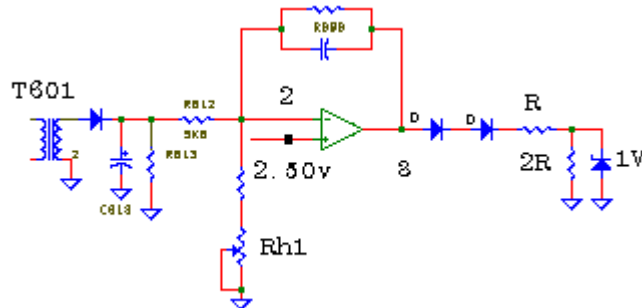


Figure 3.32 : Circuit de régulation de la tension

Entre la pin 3 et la pin 2 se trouve un amplificateur opérationnel monté en intégrateur. Une fraction de l'alimentation fournie par **T2S2** (et ajustée par le potentiomètre **Rh1**) est comparée à une tension de référence de 2.50 V. Une pente négative ou positive est engendrée lors du dépassement ou du passage de la tension en dessous de 2.50 V. Ce mouvement élargit ou raccourcit le rapport cyclique et par conséquent ajuste à la bonne valeur, la tension de sortie.

3.7.1.2.4 Le circuit d'extinction (shutdown)

L'extinction rapide est une sécurité importante. Il se produit en cas de surtension qui peut détruire le transistor de puissance par saturation du bobinage primaire du transformateur. Il peut éviter d'autres types d'incidents, tels que la destruction des régulateurs, des circuits intégrés en aval, etc..

Le circuit d'extinction rapide est donné à la figure (3.33) :

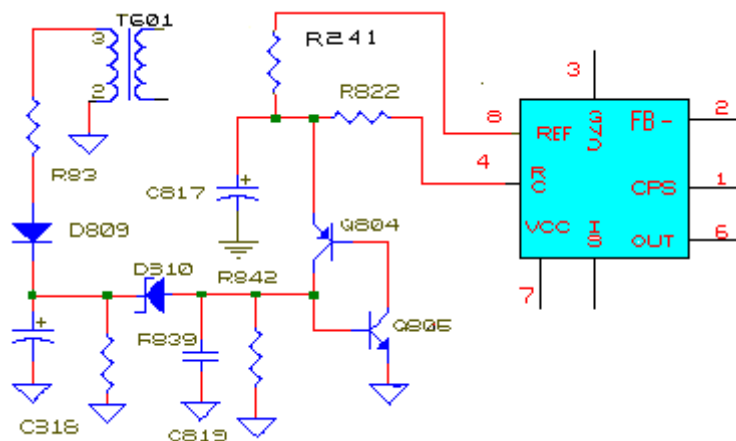


Figure 3.33 : Circuit d'extinction

Une augmentation de la tension d'entrée se traduit par une augmentation de la tension en sortie du transformateur T601, quand la tension dépasse le niveau de la diode zener **D810** +0.7 V, les deux transistors **Q805** et **Q806** montés en thyristor se déclenchent et mettent à

la masse la pin 4 qui a pour effet d'inhiber la création des impulsions au niveau de l'oscillateur.

3.7.2 Le circuit de puissance

Le circuit de puissance est formé du pont de redressement, du condensateur **C1**, des transformateurs **HF**, du transistor **T1** et de la résistance shunt **R8** (voir figure (3.30)).

- Le pont de redressement n'est pas nécessaire, mais sa présence est utile pour empêcher l'inversion de polarité. Il donne la possibilité à l'alimentation de fonctionner en **220 VAC** permet de préserver la charge du condensateur en cas de baisse rapide de la tension des panneaux solaires.

Le rôle du condensateur **C1** est le suivant :

Etant donné que le courant d'entrée de l'alimentation est positif, tandis qu'au niveau des transformateurs, il est alternatif, le condensateur **C1** fournit le surplus de courant et absorbe l'excès au moment de l'ouverture du transistor de puissance. C'est en quelque sorte le puits de l'énergie réactive nécessaire au fonctionnement de l'alimentation.

- Les transformateurs **HF** sont dimensionnés pour fournir au moins 5 A par branche de sortie.

Il est possible de les réunir sur une même ferrite, mais cette disposition a été délaissée, car le rebobinage d'un transformateur HF est délicat et surtout pour la grande disponibilité des transformateurs d'alimentations à découpage qui sont utilisées dans les micro-ordinateurs.

Les transformateurs de sortie sont alimentés en 310 V continu, au niveau de la sortie positive du pont. Le nombre de spires des bobinages primaires est d'environ 30 spires chacun.

L'impulsion de commande est donc très réduite, pour éviter la saturation donc le court-circuit du transistor à effet de champ **T1**.

Le transistor de puissance est un **mosfet** de 500 V /8A (**IRF840**), c'est le transistor le plus utilisé dans les alimentations à découpage. Il est disponible et bon marché.

3.7.3 Le circuit secondaire des transformateurs

Les circuits secondaires sont de deux types :

- Les trois transformateurs **R, S, T**
- Les transformateurs alimentation bas
- Le transformateur de ± 17 V
- Le transformateur référencé 7 V

3.7.3.1 Les trois transformateurs R, S, T

Ils sont nécessaires pour créer les trois alimentations flottantes identiques de commande des trois transistors chauds du pont en **H**. Chacune est composée d'un pont suivant le secondaire d'un transformateur **HF** et d'un condensateur de filtrage. Ces deux derniers sont implantés sur la carte d'interface des transistors puissance.

3.7.3.2 Le transformateur alimentation bas

Les transistors de puissance froids du pont de sortie sont référencés par rapport à la masse de l'électronique. C'est une alimentation unique, trois fois plus puissante que l'une des précédentes.

3.7.3.3 Le transformateur de ± 17 V

Les circuits attachés aux sorties de ce transformateur sont implantés sur la carte d'interface des transistors de puissance. Ils sont repris sur le schéma de la figure (3.34) :

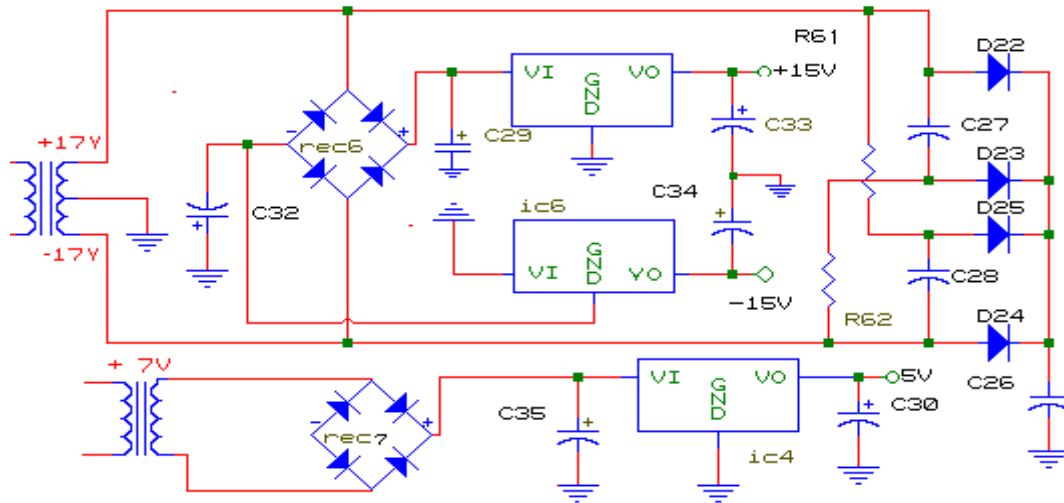


Figure 3.34 : Alimentation continue de l'électronique

C'est la configuration classique d'une alimentation ± 17 V créée à partir d'un transformateur à point milieu. La sortie de ce transformateur est utilisée pour la détection de la tension continue d'entrée. C'est ce qui explique la présence du circuit à diodes déjà discuté dans le paragraphe précédent relatif à la sous-tension.

3.7.3.4 Le transformateur de 7 V

Comme l'alimentation de 5 V, régulée doit être très puissante puisqu'elle alimente toute l'électronique de la carte de commande. Au lieu de la dériver de l'alimentation de +15V, elle en est séparée pour ne pas surcharger le régulateur 7815.

3.8 Le filtre Rf

Si le convertisseur est laissé en fonctionnement perpétuel, le démarrage en douceur se fait naturellement, suivant le levé du soleil. En dehors de ce cas, l'allumage, sous une grande tension, provoque sur le pont de redressement un taux de variation du courant di/dt qui peut provoquer la destruction du semi-conducteur. Ce phénomène est accentué par la présence de la grande capacité **C1** (2200 μ f) qui est un court-circuit à l'état initial.

D'autre part, le hachage de la tension continue par le transistor de puissance provoque des harmoniques qui seraient renvoyées sur l'entrée du convertisseur causant des parasites à l'appareillage environnant. Pour éviter tous ces inconvénients, un filtre Rf est ajouté en amont du circuit de la figure (3.30).

Le schéma de ce filtre est représenté sur la figure (3.35) :

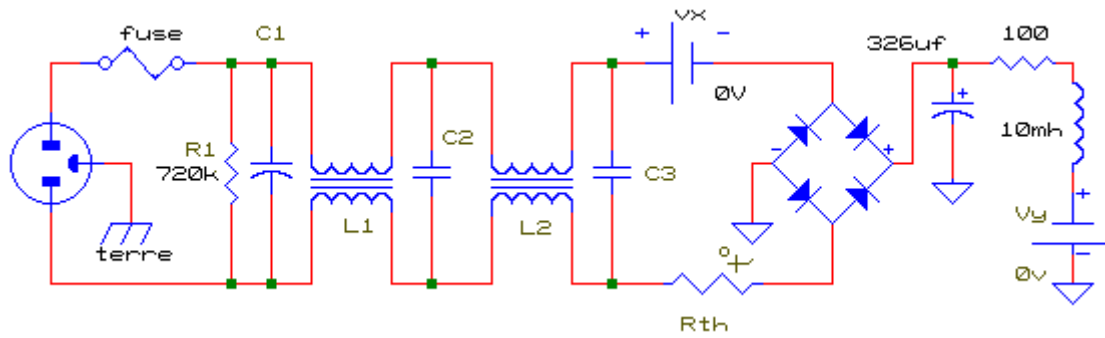


Figure 3.35 : Filtre radio - fréquences

Les inductances sont nécessaires pour la limitation du di/dt . Le couplage permet d'augmenter l'inductance des selfs, la résistance **R1**, **R2** et **R3** servent à décharger les capacités respectivement **C1**, **C2** et **C3**.

La thermistance **Rth** de $10\ \Omega$ se met entre la capacité **C1** et la source à l'instant initial, au passage du courant, sa température augmente et sa valeur diminue jusqu'à devenir négligeable.

Les courbes de la figure (3.36) illustrent la diminution de la pente du courant de charge en fonction du coefficient de couplage **Kab**. Le traitement du schéma précédent par le logiciel **SPICE** permet de vérifier les affirmations citées plus haut.

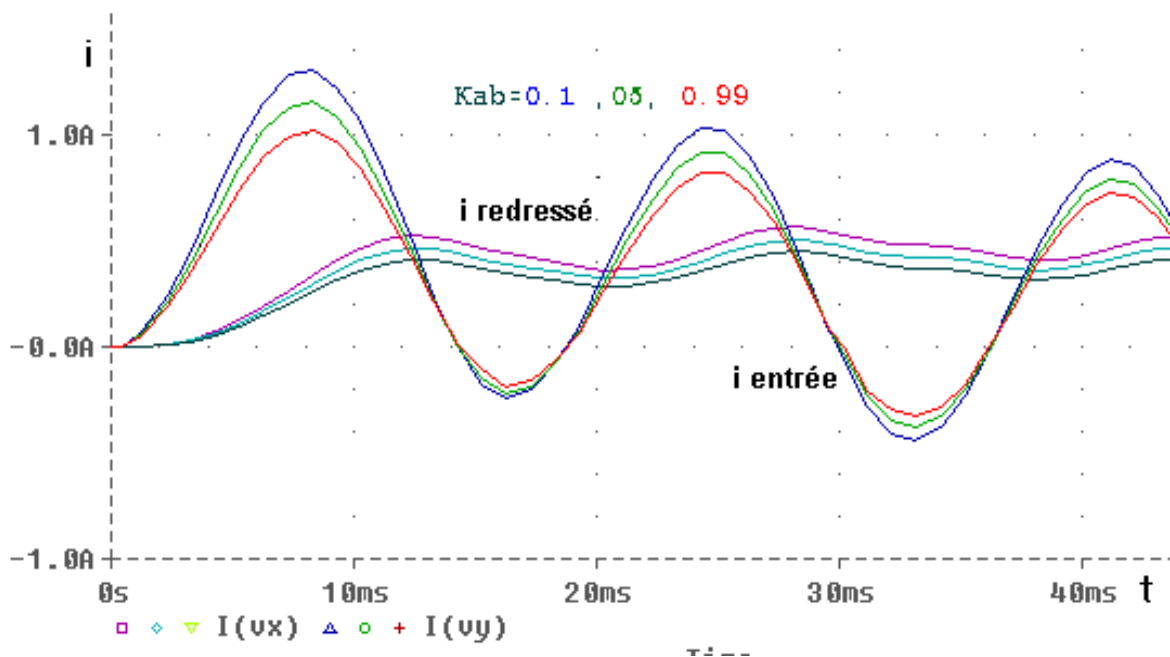


Figure 3.36 : Courbes du filtre R.F

3.9 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons graduellement conçu l'étage de puissance, à la lumière des contraintes qui pouvaient se poser. Nous avons introduit l'alimentation à découpage, qui est une façon souple de fabriquer à partir d'une tension élevée, des tensions basses et puissantes. La protection d'un dispositif électronique n'est jamais totale. Les protections et les sécurités choisies pour notre convertisseur, à savoir la protection contre la surcharge, la mauvaise tension, le déséquilibre de phase et La température sont strictement nécessaires et économiquement acceptables.

Chapitre 4

MISE AU POINT DE LA CARTE DE COMMANDE

4.1 Introduction

La carte de puissance du convertisseur, une fois rendue fonctionnelle, obéit aux signaux délivrés par la carte de commande. Les performances de l'appareil sont intimement liées à la qualité de ces signaux. L'utilisation d'un micro-contrôleur type **8052** [35] permet par simple programmation tous les raffinements possibles. La construction de la carte de commande demande la connaissance la plus approfondie des éléments qui la composent. Ces derniers sont présentés dans ce chapitre. Les détails sont introduits au fur et à mesure de leur nécessité. Le principal composant est le micro-contrôleur **8052**.

4.2 Présentation matérielle du 8052 [35, 36]

4.2.1 Organisation interne

La configuration du micro-contrôleur **80C52** est représentée par le schéma synoptique de la figure (4.1) :

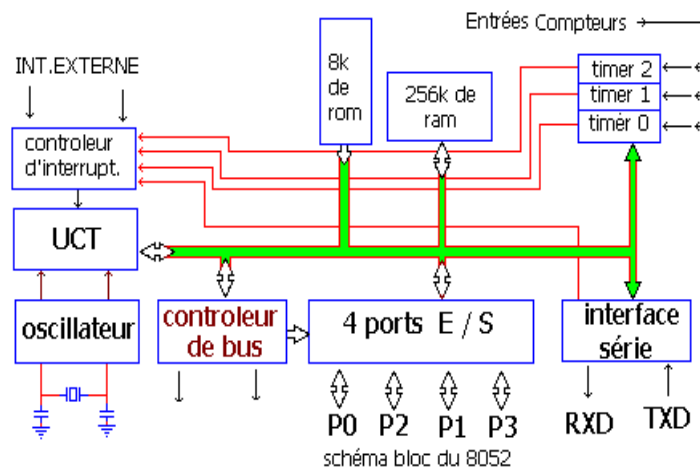


Figure 4.1 : Schéma interne du 8052

4.2.1.1 L'unité centrale

Ce sous-ensemble est de conception proche du micro-processeur 8 bits classique. Il comporte :

- Une unité de contrôle
- Une unité arithmétique et logique

L'unité centrale peut traiter des opérations au niveau du byte aussi bien du bit, ce qui lui donne la qualité de processeur booléen.

4.2.1.2 Les ports d'entrées - sorties

Le micro-contrôleur **80C52** possède 4 ports d'entrées/sortie E/S, P0, P1, P2 et P3 de 8 bits chacun. Ils offrent les fonctions suivantes :

- P0 à la double fonction de bus de données et la partie basse du bus d'adresses;
- P2 s'occupe de la partie supérieure du bus d'adresses
- P3 est un bus de contrôle
- P1 est un port bidirectionnel

4.2.1.3 Les compteurs temporisateurs (Timers 0, 1 et 2)

Ils assurent les fonctions de comptage et de temporisation sous différents modes de fonctionnement. Les **timers 1 et 2** sont utilisés pour la communication série.

4.2.1.4 L'interface série

Le port série est capable d'émettre et de recevoir des données simultanément. Il possède 4 modes de fonctionnement sélectionnés par le registre **SCON**. La réception se fait à travers P3.0 (**RXD**) et l'émission se fait par la pin P3.1 (**TXD**). La vitesse de communication est programmable par les **timers 1 et 2**.

4.2.1.5 Les interruptions

Le **80C52** possède 6 sources d'interruptions possibles : 2 externes (**INT0**, **INT1**) et 4 internes (une interruption par **timer** et une interruption pour le port série).

Pour toutes ces interruptions, il n'existe que deux niveaux de priorités. Quand une interruption est activée et validée, elle branche le processeur vers l'adresse indiquée par le vecteur d'interruption où se trouve la routine correspondante.

4.2.1.6 Oscillateur, Horloge

Les pin **XTAL1** et **XTAL2** représentent respectivement l'entrée et la sortie d'un inverseur qui est transformé en oscillateur de type **PIERCE** par l'addition d'un quartz de 11.059 MHz et de deux condensateurs de 30 pF. L'oscillateur est d'une grande précision et stabilité.

4.2.1.7 Mémoires internes du micro-contrôleur

Il existe des micro-contrôleurs de la famille **MC S51** qui sont dotés d'une mémoire de programmes interne.

Le **80C52** en est dépourvu, ce qui oblige l'utilisation d'une mémoire externe. Par contre, il possède une mémoire de données interne, adressable par bus interne de 8 bits. Les 256 octets de données sont partagés en deux blocs de 128 octets chacun.

Ce micro-contrôleur possède néanmoins un troisième bloc de 128 octets accessibles par restriction des modes d'adressage comme le montre la figure (4.2).

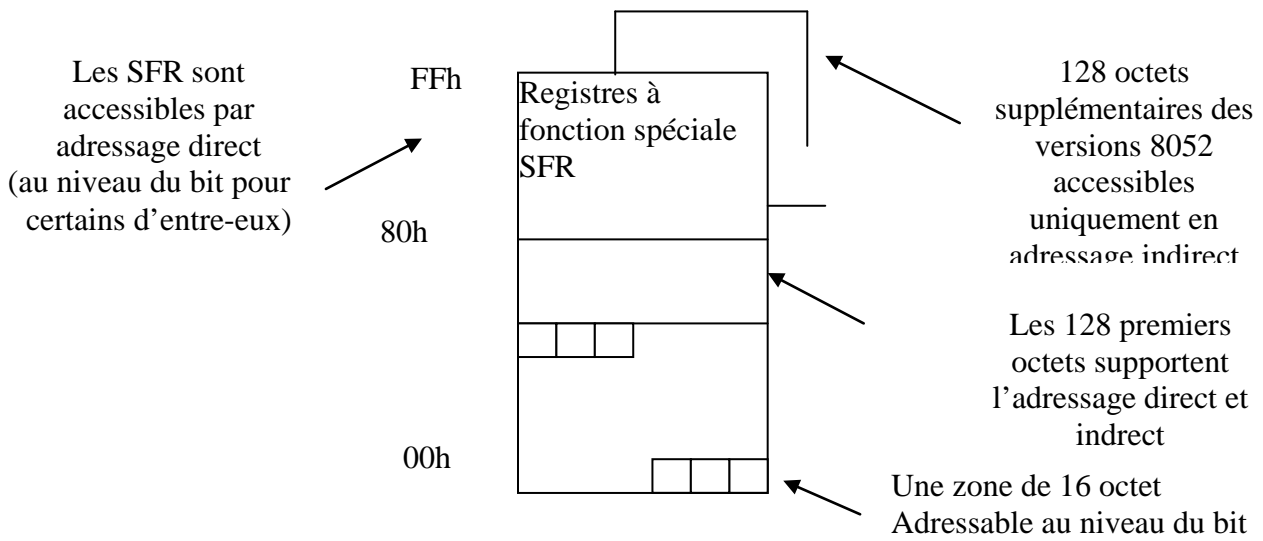


Figure 4.2 : Organisation générale de la mémoire interne de données

4.2.1.8 Mémoire externe

Le **80C52** autorise un adressage de 64 k octets de mémoire de programmes et autant de mémoire de données comme il est précisé sur la figure (4.3) :

Mémoire de programme
Adressable par le μ C

Mémoire de données
adressable par le μ C

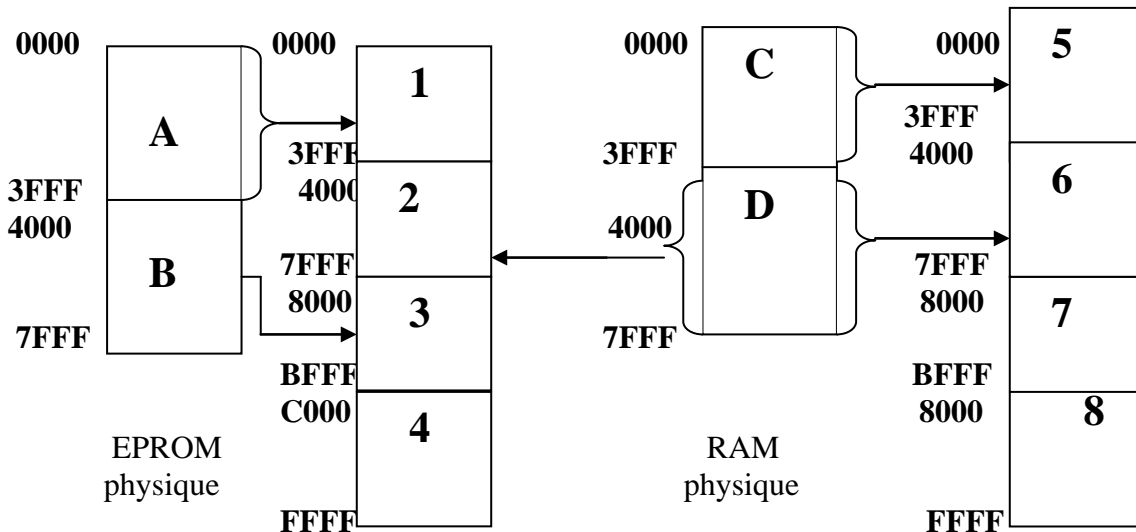


Figure 4.3 : Mémoire de programmes et mémoire de données

4.2.1.8.1 Mémoire de programmes

Le dispositif de décodage utilisé a permis d'adresser 3 blocs de 16 k octets (1, 2 et 3) dont les adresses se succèdent. Le premier bloc est généralement réservé au programme

moniteur, le second bloc est réservé au téléchargement des programmes d'application (bloc **D** de la **RAM** physique), le troisième est réservé pour les données du système (tables de conversions, tables de correspondances...) et enfin le quatrième bloc est laissé pour l'extension de la mémoire externe.

4.2.1.8.2 Mémoire de données

Le micro-contrôleur voit une correspondance directe entre les adresses de la mémoire de données (5 et 6) et celles de la **RAM** physique (**C** et **D**). Il faut remarquer que les deux blocs (2 et 6) ont les mêmes adresses qui ne sont autres que celles du bloc '**D**' de la **RAM** physique. Les programmes et les données ne doivent pas se chevaucher.

4.2.2 Les registres de fonctions spéciales SFR

4.2.2.1 SFR et la pile

Le pointeur de pile est initialisé par défaut à la valeur **#07**. Dans le cas du **80C52**, il est recommandé de l'initialiser à la valeur **#7FH** et de réserver la place mémoire **80-FF** à la pile.

4.2.2.2 SFR et les ports E/S

Les ports **P0**, **P2** et **P3** sont occupés par les bus d'adresse et de contrôle. La manipulation des registres **SFR** correspondants est sans intérêt. Pour le **buzzer**, c'est la broche **P1.2** qui est utilisée.

Remarque

Les lignes **P1.0** et **P1.1** sont laissées pour l'utilisation du **TIMER 2**.
La ligne **P1.3** est réservée à l'autonomie du système.

4.2.2.3 SFR et les Timers

Chaque timer est doté d'un compteur 16 bits accessible en deux octets faisant partie des registres à fonctions spéciales

- TH0** et **TL0** pour le **TIMER 0** ;
- TH1** et **TL1** pour le **TIMER 1** ;
- TH2** et **TL2** pour le **TIMER 3** ;

Les deux premiers **timers** sont configurés par les registres **TMOD** et **TCON**, le troisième est configuré par **T2CON**. Il possède deux registres associés qui sont **RECAP2H** et **RECAP2L** de 8 bits.

Un **timer** assure deux fonctions distinctes :

- Le comptage : le compteur est incrémenté par détection d'événements extérieurs.
- La temporisation : le compteur est incrémenté par le signal d'horloge du micro-contrôleur directement ou par l'intermédiaire d'un diviseur de fréquences. Un indicateur est positionné lors du débordement.
- En plus du comptage et de la temporisation, ces **timers** possèdent différents modes de fonctionnement.

Exemple de configuration du **TIMER** :
Registre **TMOD** (registre de contrôle du mode)

Gate	C/ \bar{T}	M1	M0	Gate	C/ \bar{T}	M1	M0
0	0	1	0	X	x	X	X

Tableau 4.1 : Registre **TMOD**

Gate=0 **GATE** est valide si **TR1**=1
 C / \bar{T} =0 Le **TIMER** en fonction temporisateur
 M1 =1 M0 : compteur 8 bit à rechargement automatique

4.2.2.4 SFR et interface de communication

Pour le système, le **TIMER 1** sert pour la communication série. La configuration du port série s'effectue grâce au registre **SCON**. L'interface de communication série est matériellement accessible sur les broches **P3.0** et **P3.1**. Le port série fonctionne en "**FULL DUPPLEX**", c'est-à-dire en réception et en transmission simultanées. Il possède un tampon de réception d'un octet avant même la lecture du précédent. Cependant la lecture du premier octet doit être effectuée avant la réception du dernier bit du deuxième octet. Le registre **SBUF** est le tampon de communication. Une écriture dans celui-ci correspond à un accès au registre de transmission, alors qu'une lecture de ce même registre permet de récupérer une donnée du registre de réception.

Exemple de configuration du **TIMER 1** :

SCON

SM0	SM1	SM2	REN	TB8	RB8	T1	R1
0	1	0	1	1	0	1	0

TH1

0	0	0	0	1	0	1	1
---	---	---	---	---	---	---	---

TL1

0	0	0	0	1	1	1	1
---	---	---	---	---	---	---	---

Tableau 4.2 : Registre **SCON**

SM0 = 0 et **SM1** = 1 mode 1 (fréquence de communication variable).

SM2 = 0 processeur unique

T1 = 1 tampon d'émission disponible

R1 = 0 tampon de réception vide

PCON

SMOD	GF1	GF0	PD	IDL
0	X	X	X	X	X	X	X

Tableau 4.3 : Registre **PCON**

SMOD = 0 pas de doublement de la fréquence d'horloge

Juste après, le registre **TR1** est mis à 1 pour activer l'horloge interne qui gère les registres à décalage de transmission et de réception.

4.2.2.5 SFR et les interruptions

Une prise en compte d'une interruption peut être bloquée par l'une des conditions suivantes :

- 1- Une interruption de même niveau de priorité ou de niveau supérieur est en cours.
- 2- Le cycle machine correspondant à l'analyse n'est pas le dernier de l'instruction en cours d'exécution.
- 3- L'instruction en cours d'exécution est un ordre de retour de sous-programme (**RETI**) ou une instruction d'écriture dans les registre **IE** ou **IP**.

Une demande d'interruption ne peut pas être prise en compte durant le traitement d'une interruption de même niveau de priorité. Elle reste en suspend jusqu'à la fin du traitement de l'interruption en cours. L'exécution de **RETI** provoque le retour au programme d'application. Là, une instruction de celui-ci est exécutée avant que la nouvelle demande d'interruption soit honorée.

4.2.3 Mode d'adressage et jeu d'instructions

Le micro-contrôleur **80C32** possède 6 modes d'instructions qui, utilisés en conjonction avec ses 51 instructions de base procurent 256 instructions possibles.

L'aspect processeur booléen du micro-contrôleur utilise l'indicateur de report repéré par le symbole **Cy** comme accumulateur. Il peut donc effectuer toutes les opérations logiques classiques au niveau du bit.

- L'adressage immédiat
- L'adressage direct
- L'adressage par registre
- L'adressage indirect par registre
- L'adressage indirect indexé par registre
- L'adressage au niveau du bit

Les instructions du **80C52** peuvent être classées en 5 groupes :

- Instructions de transfert
- Instructions arithmétiques
- Instructions logiques
- Instruction booléennes
- Instruction de saut et de déplacement

4.2.4 Interface parallèle programmable 8255

Généralement le contrôle et la commande de processus industriels exigent des **E/S** parallèles. Le **Pi 8255** est vu par le micro-contrôleur comme un groupe de 4 positions mémoires qui sont les fonctions indiquées au tableau (4.4) :

Adresse du 8255	Fonction
FFF4	Accès au port A
FFF5	Accès au port B
FFF6	Accès au port C
FFF7	Mot de commande des registres

Tableau 4. 4 : Adresses du PI 8255

4.2.5 Le timer programmable 8254

Pour étendre le nombre de **timers**, il est possible d'implanter le circuit intégré **8254** qui est un timer programmable comportant 3 compteurs 0, 1 et 2. Ce circuit établit des intervalles de temps avec précision ou compte des événements, puis émet une interruption à l'issue de son programme. Le tableau (4.5) résume le mode de fonctionnement :

Adresse	Fonction
FFFC	Chargement ou lecture du compteur 0
FFFD	Chargement ou lecture du compteur 1
FFFE	Chargement ou lecture du compteur 2
FFFF	Ecriture du mot de mode

Tableau 4. 5 : Adresses du timer 8254

Le format du mot de commande est celui de la figure (4.4):

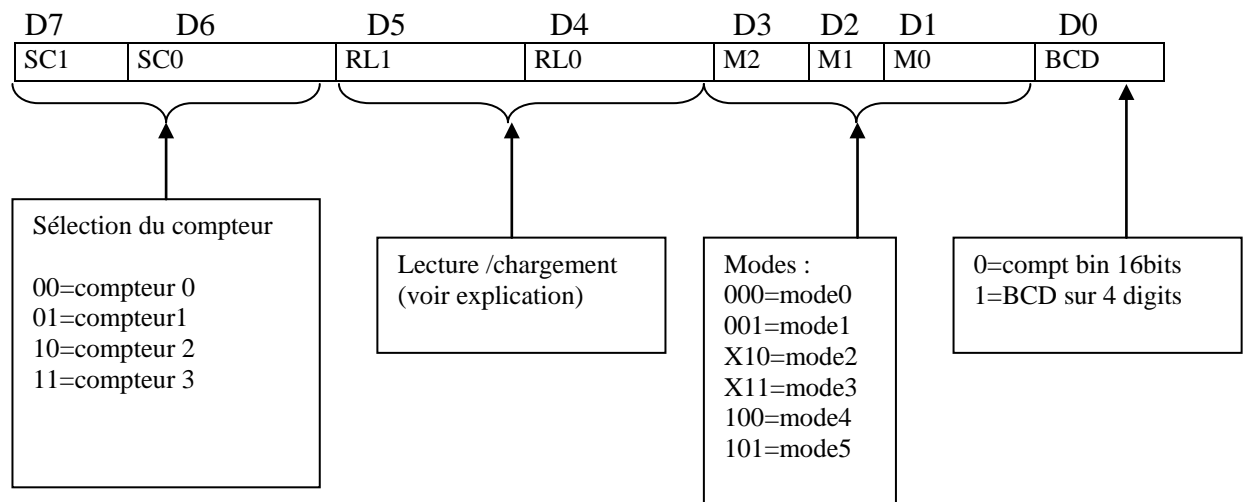


Figure 4.4 : Format du mot de commande du 8252

4.3 Configuration minimale du 8052

L'utilisation du micro-contrôleur 8052 nécessite une circuiterie minimale. Cette circuiterie est présentée dans les paragraphes qui suivent.

4.3.1 Circuit de base

Le circuit de base est donné sur la figure (4.5). Le circuit comprend le micro-contrôleur avec le circuit de **RESET** et le quartz de 12 MHz d'horloge, la mémoire externe la **2764**, le circuit de démultiplexage d'adresse **74573**. Les mesures de paramètres extérieurs sont présentées sur les 8 entrées du **4051**. Les trois lignes de bus **P1.0**, **P1.1** et **P1.2** permettent de choisir une des mesures. Cette mesure sort de la pin **x** du **4051**. Elle est ensuite dirigée vers le convertisseur analogique - digital **ADC801**.

Les sorties **RXD** et **TXD** sont réservées pour la commande des afficheurs.

La sortie **P1.6** est utilisée pour décaler les bits envoyés sur **P1.7** dans deux registres à décalage **4015**. Un connecteur est introduit pour autoriser l'accès au bus.

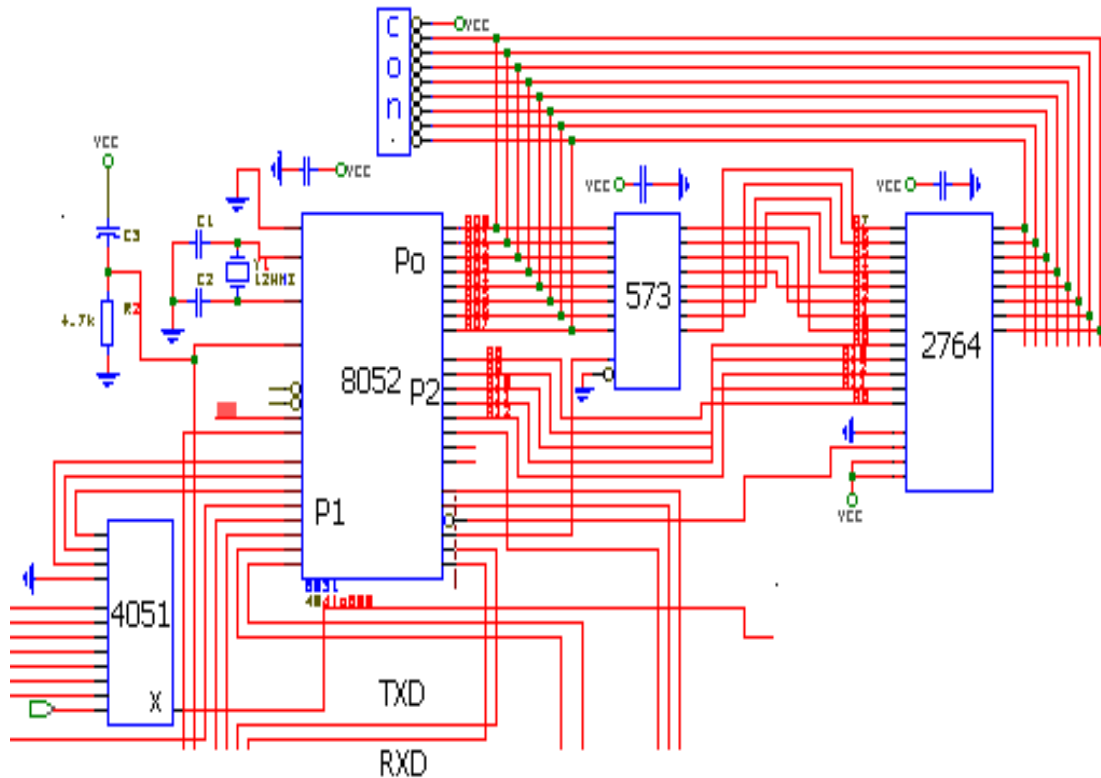


Figure 4.5 : Circuit de base du 8052

4.3.2 La conversion analogique digitale

Le circuit qui effectue le travail est représenté à la figure (4.6) :

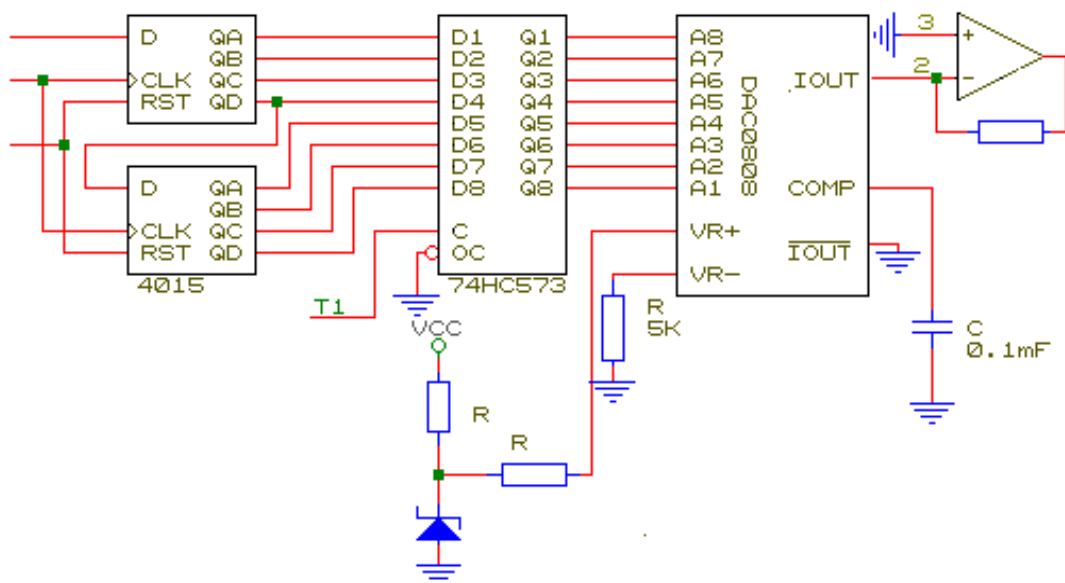


Figure 4.6 : Conversion série - parallèle des signaux de sortie

Sur l'entrée **D** du **4015** sont reçus les bits en série de la grandeur de commande. Sur les entrées **CLK** est reçue l'horloge qui permet de commander les registres à décalage. Au bout de 8 décalages consécutifs, le byte de commande est présent entièrement sur les sorties **Q** du **4015**. A ce moment précis, un ordre est donné par la pin **T1** du micro-contrôleur au **74573**, par la pin **OC**, pour écrire sur la sortie du tampon **Q** le byte.

La sortie **Q** du **74573** se présente sur l'entrée du convertisseur digital analogique **DAC0808** qui donne sur sa sortie **IOUT** la valeur analogique équivalente du mot binaire. L'amplificateur opérationnel qui suit **IOUT** sert à apporter un correctif éventuel.

4.3.3 La mesure des grandeurs d'entrée

Le circuit qui entre en jeu est représenté à la figure (4.7) :

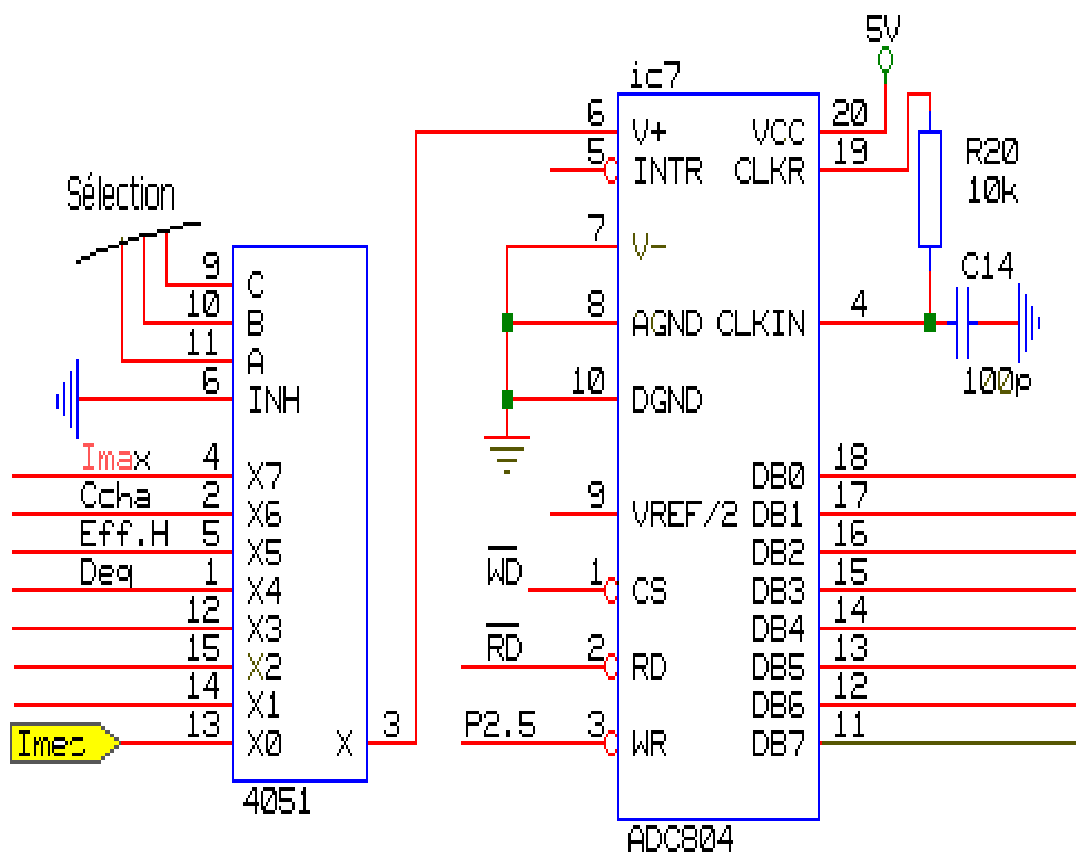


Figure 4.7 : Circuit de saisie de données

Par les lignes de port **P1.0**, **P1.1** et **P1.2**, une des 8 mesures (dans le cas présent 6) présentes sur les entrées **X0**, ..., **X7** du **4051** est sélectionnée et se retrouve à la pin **X**. Cette mesure est reçue sur l'entrée **V+** du convertisseur analogique digital **ADC 804**.

Ce composant, le moment venu, est sélectionné par pin **P2.5**. par le jeu du Read **RD** et Write **WD**. La mesure se retrouve sur le BUS des données et lue par le micro-contrôleur.

4.3.4 L'affichage

Le circuit d'affichage est donné sur la figure (4.8) :

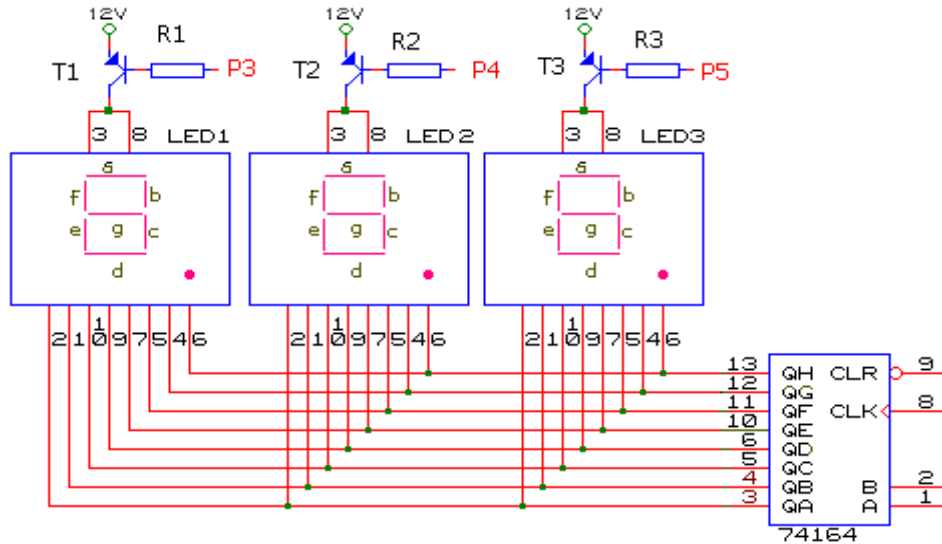


Figure 4.8 : Circuit d’affichage

Trois afficheurs 7 segments ont les cathodes de leurs diodes reliées aux 8 sorties **QA,...QH** du convertisseur série/parallèle **74164**. Les transistors **T1**, **T2** et **T3** sélectionnent l’afficheur pour lequel la donnée est destinée. L’envoi de la donnée par le micro- contrôleur se fait par la pin **TXD** et l’horloge de décalage est **RXD**. La scrutation est faite par **P1.5**, **P1.6** et **P1.7**.

4.4 Circuit de génération des signaux PWM [37]

Le **HEF 4752** est un circuit intégré conçu spécialement pour le contrôle des moteurs à induction par la variation de fréquence. Le circuit possède 12 sorties de commande dont 6 seulement sont utilisées pour la commande de l’étage de puissance de l’onduleur, 4 entrées horloges et 7 entrées de programmation par câblage. Le circuit est dessiné à la figure (4.9):

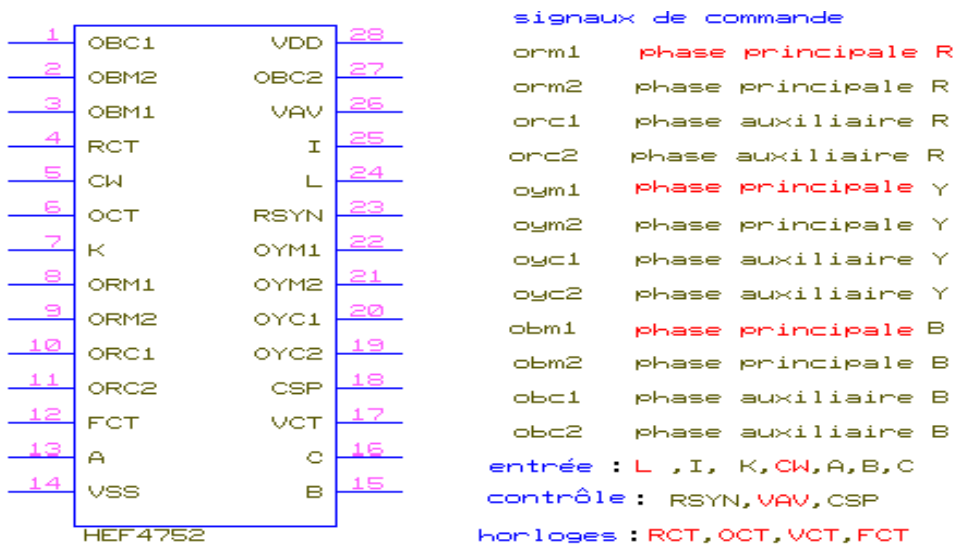


Figure 4.9 : Brochage du circuit de génération des signaux PWM

4.4.1 Les données

- L'entrée **I** détermine le mode de fonctionnement :
 - I = 0** : commande de transistors
 - I = 1** : commande de thyristors
- L'entrée **K** : en association avec l'horloge **OCT** ajuste le temps mort entre l'ouverture (la fermeture) du transistor chaud (froid) et la fermeture (ouverture) du transistor froid (chaud) du demi – bras pont en **H**.
- L'entrée **L** :
 - L = 0** : inhibition des signaux de commande ;
 - L = 1** : fonctionnement normal ;
- L'entrée **CW** :
 - CW = 1** : le moteur tourne dans un sens ;
 - CW = 0** : le sens de rotation du moteur est inversé
- Les entrées **A, B, C** sont utilisées pour le test du circuit intégré lors de sa fabrication.
- L'entrée **VAV** donne la valeur moyenne des signaux de sortie : cette pin est utilisée pour avoir la mesure des tensions sur les phases du moteur.
- L'entrée **RSYN** donne un signal stable pour l'oscilloscope

4.4.2 Les entrées horloges

Le fonctionnement du circuit **HEF4752** est déterminé par les valeurs des 4 horloges d'entrée.

- L'horloge **FCT** contrôle la fréquence de sortie du convertisseur.
- L'horloge **VCT** contrôle la valeur du rapport $k = V/f$; cette valeur de k correspond à 100 % de modulation .

La fréquence f_{outm} est obtenue à partir de la relation suivante donnée par le constructeur :

$$F_{outm} = 3360 / F_{ct} \quad (4.1)$$

- L'horloge **RCT** détermine la fréquence maximale de la tension de commutation, **fcmx = 1070 Hz**.

$$F_{R_{ct}} = 280 * F_{C_{max}} \quad (4.2)$$

La fréquence nominale de commutation est égale à **0.6 * fcmax**.

- L'horloge **OCT** : Cette dernière fonctionne en association avec l'entrée **k**. Elle détermine le temps mort entre l'ouverture et la fermeture des deux transistors d'un même bras d'onduleur.

4.4.3 Les sorties

Les signaux d'entrée sont déterminés, une fois que les horloges sont positionnées sur les valeurs adéquates :

Pour les horloges fixes, on a : **RCT = 299 kHz ; VCT = 310 kHz ; OCT = 2 MHz**.

L'horloge **FCT**, qui est variable, est commandée par une **VCO** de type **4046** délivrant, à partir d'une fréquence minimale de 14 kHz, une pente de fréquence proportionnelle à la tension d'entrée. Elle vaut, au maximum de la tension continue d'entrée ; 200 kHz.

4.5 Fonctionnement du HEF4752 [1, 25, 37]

Pour fonctionner, le **HEF 4752** a besoin de 3 horloges fixes **OCT**, **VCT** et **RCT**. Ces horloges sont synthétisées avec des **triggers de Schmidt** comme indiquées sur la figure (4.10).

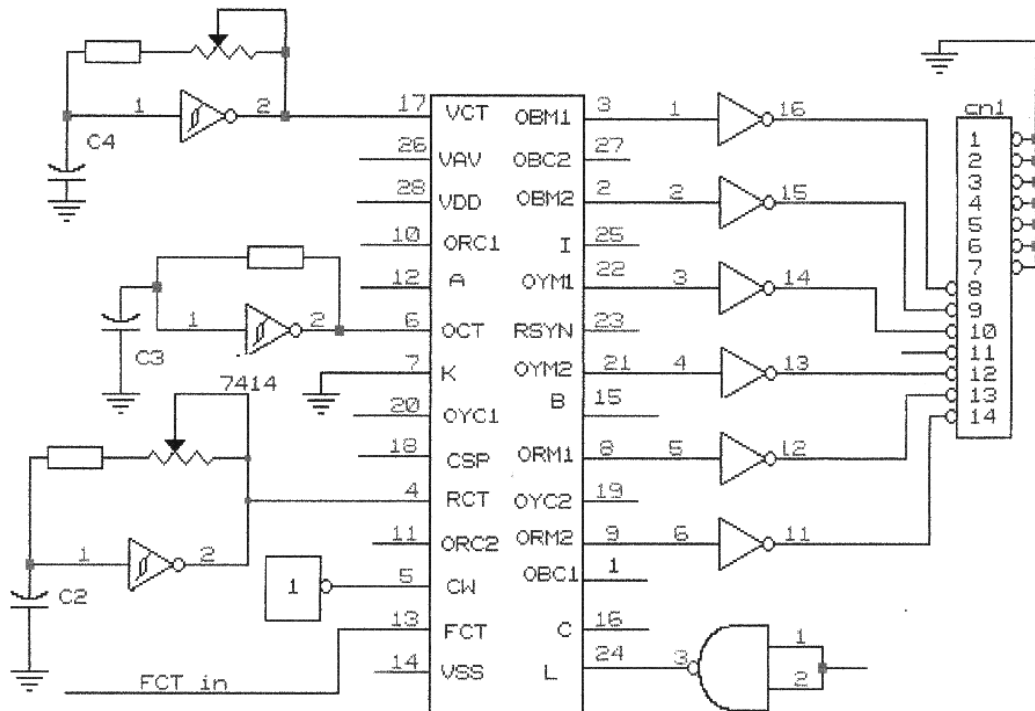


Figure 4.10 : Schéma de câblage du HEF 4752

Les six signaux de commande des transistors sont amplifiés en courant par les 6 inverseurs de l'**ULN2003**. Les sorties de l'**ULN** sont dirigées vers le connecteur **CN1**, qui transporte les signaux sur les photo-coupleurs de la carte de puissance. Les fréquences de ces horloges sont données au paragraphe (4.3.2).

L'entrée **FCT** détermine la fréquence de sortie du convertisseur. C'est par cette entrée que se commande le convertisseur grâce à la relation $U / f = f(VCT)$.

En effet, en modifiant la fréquence, la tension de sortie suit cette modification. Le démarrage du convertisseur (limitation du courant de démarrage du moteur), les performances du système sont liées à la qualité de ce signal.

Le signal **FCT** est construit conformément à la figure (4.11) :

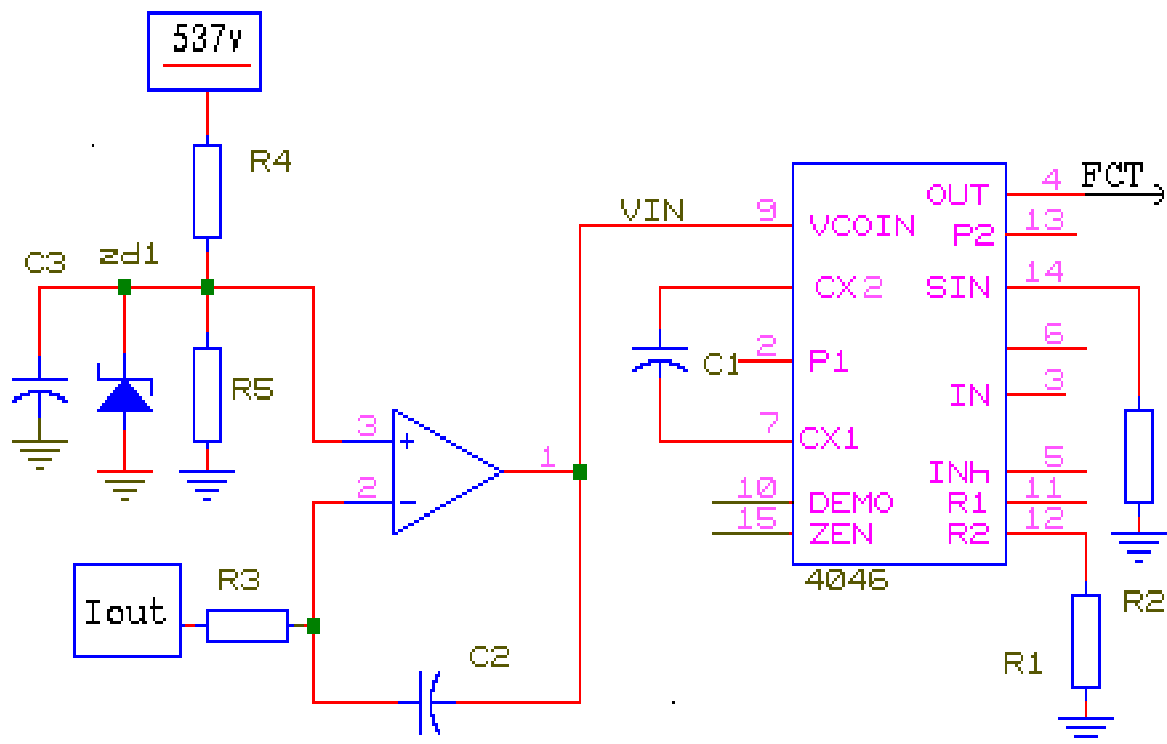


Figure 4.11 : Circuit de régulation

Une fraction du signal d'entrée du convertisseur est comparée à la référence calculée par le micro-contrôleur. Le résultat de la différence est intégré. La fréquence de sortie augmente ou diminue suivant le signal **VIN**.

4.5.1 Asservissement

Si la tension de référence délivrée par le micro-contrôleur est de 8V, par exemple, la tension en 3 de l'ampli. est de 8.5 V. La différence est positive, ce qui veut dire que la tension appliquée au moteur est plus grande que la tension du point de puissance maximale du générateur. L'intégrateur va augmenter sa sortie suivant sa propre pente ($1/rc$). La fréquence de sortie du convertisseur augmentera, le moteur accélérera. Le courant absorbé sera plus grand, ce qui fera diminuer la tension du générateur, conformément aux caractéristiques (**I,V**) de ce même générateur. Il en est de même pour le cas inverse. La tension fournie par générateur est donc tout le temps alignée sur la référence délivrée par le micro-contrôleur [38].

4.5.2 L'entrée L

Dans les paragraphes (3.6) traitant des sécurités, ont été discutées les différentes grandeurs mesurées ou assignées.

En cas de dépassement de l'une d'elle, l'entrée **L** est mise à zéro, bloquant les signaux de sortie du **HEF4752** plus rapidement que si le micro-contrôleur qui le fait. Ce dernier

réagira en mettant sa sortie **T0** à **1**. L'afficheur signalera laquelle des grandeurs qui a causé l'arrêt.

4.5.3 L'entrée CW

Cette entrée est amenée vers un connecteur de manière à changer de sens de rotation du moteur sans devoir intervertir les deux phases.

4.6 Conclusion

La conception de la carte de commande à base de microcontrôleur est très discutable. Chaque concepteur possède ce qu'il considère comme la meilleure des solutions. Le software que nous avons élaboré permet une économie de composants. Plusieurs signaux de la carte de commande peuvent être créés par programme. Nous nous sommes contentés de les synthétiser, pour cette première réalisation par une logique câblée. En guise de conclusion, nous donnons sur la figure (4.12) le schéma de la partie numérique de la carte de commande. Sur la figure (4.13) est dessiné la carte analogique du convertisseur. le nœud où doit se connecter la tension de référence y est indiqué.

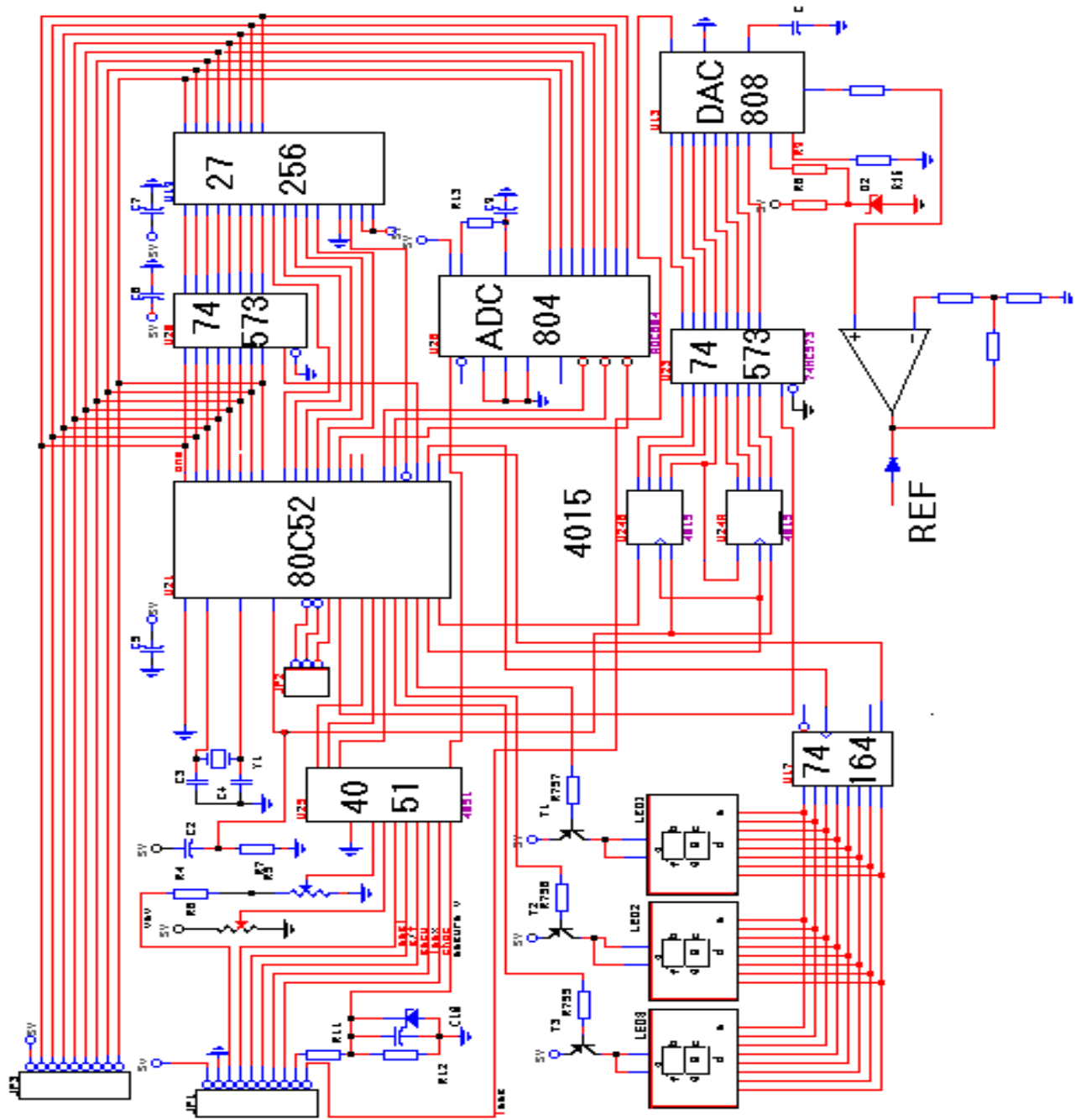


Figure 4.12 : Schéma de la carte numérique

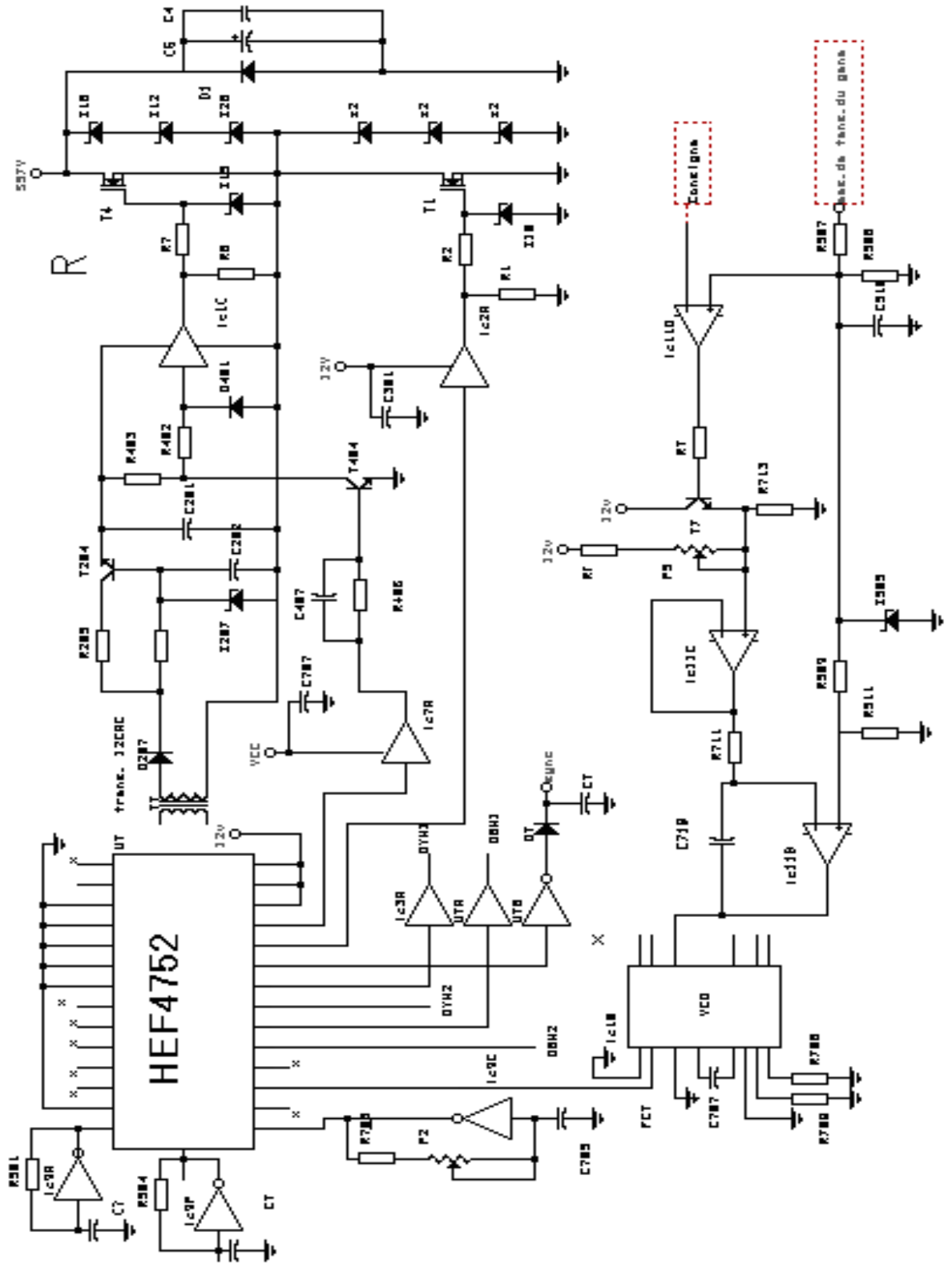


Figure 4.13 schéma de la carte analogique du convertisseur

Chapitre 5

REALISATION DU CONVERTISSEUR DC/AC TRIPHASE ET EXPERIMENTATION

5.1 Introduction

La figure (5.1) représente le schéma des différents blocs dont est formé le convertisseur.

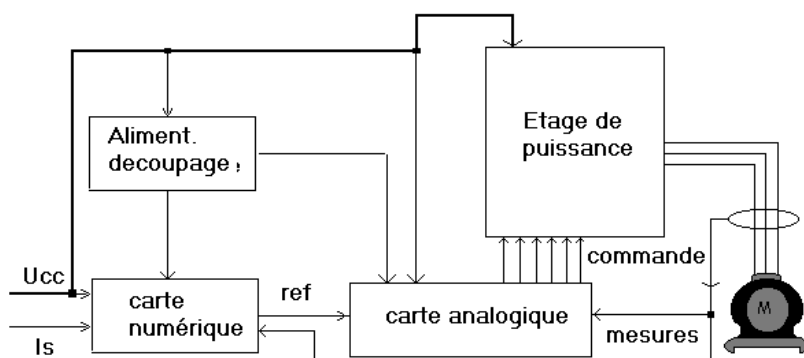


Figure 5.1 : Schéma bloc du convertisseur

Il est composé d'une carte de commande numérique, d'une carte d'interface analogique, d'un radiateur sur lequel sont fixées les cellules de puissance, du filtre d'entrée, des cartes des circuits périphériques. Le fonctionnement de ces différentes cartes est montré dans les chapitres 3 et 4 précédents. Dans ce qui suit, seront présentés les schémas électriques de la carte de commande, de l'interface d'attaque des cellules de puissance, Les photographies des cartes réalisées, ainsi que l'explication du fonctionnement global de ces cartes interconnectées et les signaux les plus importants.

5.2 Fonctionnement de la carte de commande

Le schéma de la carte de commande et de la carte analogique, réunies dans un même schéma, est donné à la figure (5.2). Ce schéma est composé : du microcontrôleur **8052**, des circuits d'affichage, de sécurités, de synthèse des signaux **PWM** et de référence.

5.2.1 Le micro-contrôleur 8052

Un clavier à 6 touches est connecté aux broches **P2.7**, **P2.6** et **T0**. A chaque pression de la touche 1, une grandeur de mesure est affichée. Les autres combinaisons de touches servent au **setup** du micro - contrôleur.

5.2.2 Le circuit d'affichage

Le micro-contrôleur envoie le signal de rafraîchissement par la pin **TXD** et le byte série à afficher est envoyé sur **RXD**. Le circuit intégré **74164** traduit les bits série en bits parallèles qui allument les diodes électroluminescentes des afficheurs.

5.2.3 Le circuit de sécurité

Le fonctionnement de ce circuit est simple. Les différentes mesures arrivent de la carte d'interface de l'étage de puissance sur le connecteur **U62**. En cas de problème, une alarme est déclenchée par la fermeture du relais **U5B** ou la saturation du transistor **T5**.

Parallèlement, le **8052** détecte le signal qui a provoqué l'alarme par la scrutation du circuit **4060**. Le signal anormal est affiché. Il bloque en même temps le **HEF4752** en mettant la broche L à la masse.

5.2.4 La mesure

La mesure d'une grandeur est décidée par le microcontrôleur **8052** en envoyant l'adresse de la pin à mesurer sur le **4051**. Celui-ci la présente sur la sortie **X**. le convertisseur analogique digital est commandé en lui envoyant la référence sur **RD** complémentaire et en demandant la lecture. Cette lecture se présente sur le bus des données .

5.2.5 La référence [39]

La référence est la tension du point de puissance maximale. Le microcontrôleur mesure la tension d'entrée U_{cc} et le courant I_s d'entrée du convertisseur. Il fait le produit $U_{cc} \times I_s$ pour déterminer la puissance et la tension du point de puissance maximale. Cette tension est envoyée en série au circuit **4015**.

Elle se présente en parallèle aux sorties de celui-ci. Quand le byte est complet , il inscrit sur les sorties des bascules **74573**.

En passant par le circuit digital - analogique **DAC 808**, on obtient en sortie (Broche 4) une tension continue de référence. Un ajustement est prévu par l'amplificateur **U37A** pour obtenir la bonne tension de référence qui sera injectée ensuite dans le circuit de régulation.

5.2.6 Le circuit de régulation

Il est composé des amplificateurs opérationnels **LM324**.

Le circuit intégré digital – analogique **DAC808** donne la tension de référence entre 0 et 5 volts par la pin 4. Cette tension est ajustée par le circuit **U14B**. Elle se retrouve à l'entrée positive du second amplificateur. Elle se retrouve encore à l'entrée de l'intégrateur différentiel **U37C**.

Si cette consigne est plus grande que la fraction v_g de la tension du générateur au milieu du diviseur résistif **R32-R33**, l'intégrateur augmente sa tension de sortie, le moteur décélère, ce qui augmente la tension de travail (le point de puissance maximale est décalé vers la droite dans les courbes (**I-V**) du générateur). Au cas où la tension v_g dépasse la tension du diviseur résistif de la pin 12, l'intégrateur met sa sortie à zéro. Cet état de sortie qui fait délivrer à la

VCO 4046 une tension de déchet de 14kHz qui correspond à une fréquence de sortie $F_{out} = 4$ Hz.

5.2.7 Le circuit de synthèse **HEF4752**

Le circuit de synthèse des signaux de commande **HEF4752** a besoin de trois horloges fixes et d'une horloge variable **FCT**. Le rôle de ces horloges est indiqué dans le chapitre 4. Nous obtenons en sortie les six signaux de commande qui sont acheminés via **L'ULN 2003** au connecteur **U63**.

5.3 Interface de puissance

La carte de l'interface de puissance est formée de quatre parties distinctes (figure (5.3)) : les alimentations flottantes nécessaires à la commandes du pont en **H**, les alimentations continues, certains circuits de mesure et le relais de branchement de la résistance de tampon du filtre d'entrée.

5.3.1 Les alimentations flottantes

La commande de la cellule de base (figure (4.3)) est réalisée sur des cartes qui viennent se fixer sur les connecteurs **P1, ..., P6**.

5.3.1.1 Les transistors hauts du pont en H

Comme il y a trois circuits identiques, on traitera par exemple le premier circuit. La carte de la cellule de base se fixe sur le connecteur **P1**. Les diodes de relèvement du potentiel de quelques volts sont **D4, D5** et **D6**. Elles sont protégées par le condensateur **C1**. Les 12 V flottants sont générés à partir du secondaire du transformateur correspondant qui se trouve dans l'alimentation à découpage. Le signal alternatif est présent sur les pins 2 et 3 du connecteur **REC2**. Il est redressé par le pont **RDR1** et filtré par le condensateur **C2**. Cette tension alimente les transistors de sortie de la cellule de base via la résistance **R3** de limitation du courant. Elle génère aussi les 15 V continus de cette dernière par les pins 3 et 4 de **P1**. Le signal de commande est présent sur la pin 7 du connecteur **U17**. Sa tension de référence changé par l'opto-coupleur **U8** qui attaque l'entrée de la cellule de base. Le signal d'attaque de la base de la cellule de puissance vient de la pin 1 et en sort pour aller sur les bases de la cellule de puissance par la pin 1 du connecteur **REC2** via la résistance **R2**.

5.3.1.2 Les transistors bas du pont en H

Les condensateurs **C10** et **C11**, l'alimentation des diodes **D13, D14** et **D15**, le pont **RDR6**, les condensateurs **C12** et **C13** sont communs aux trois transistors bas du pont. La carte de la cellule de base vient se fixer sur le connecteur **P4**.

La tension de 20 volts alimente :

- la résistance **R14** de limitation du courant de l'étage de sortie de la cellule de base;
- la cellule de base par les pin 3 et 4 ;

Le signal de commande sort par la pin 4 du connecteur **U23** via la résistance **R13**. Le photo-coupleur **U18** transmet le signal à l'entrée de la cellule de base. La commande de la base de la cellule de puissance s'effectue par la pin 1 via la résistance **R20**. Les trois cellules de puissance froides viennent se brancher sur le connecteur **U23**. Le potentiel de référence est évidemment la masse de l'électronique notée **GND**.

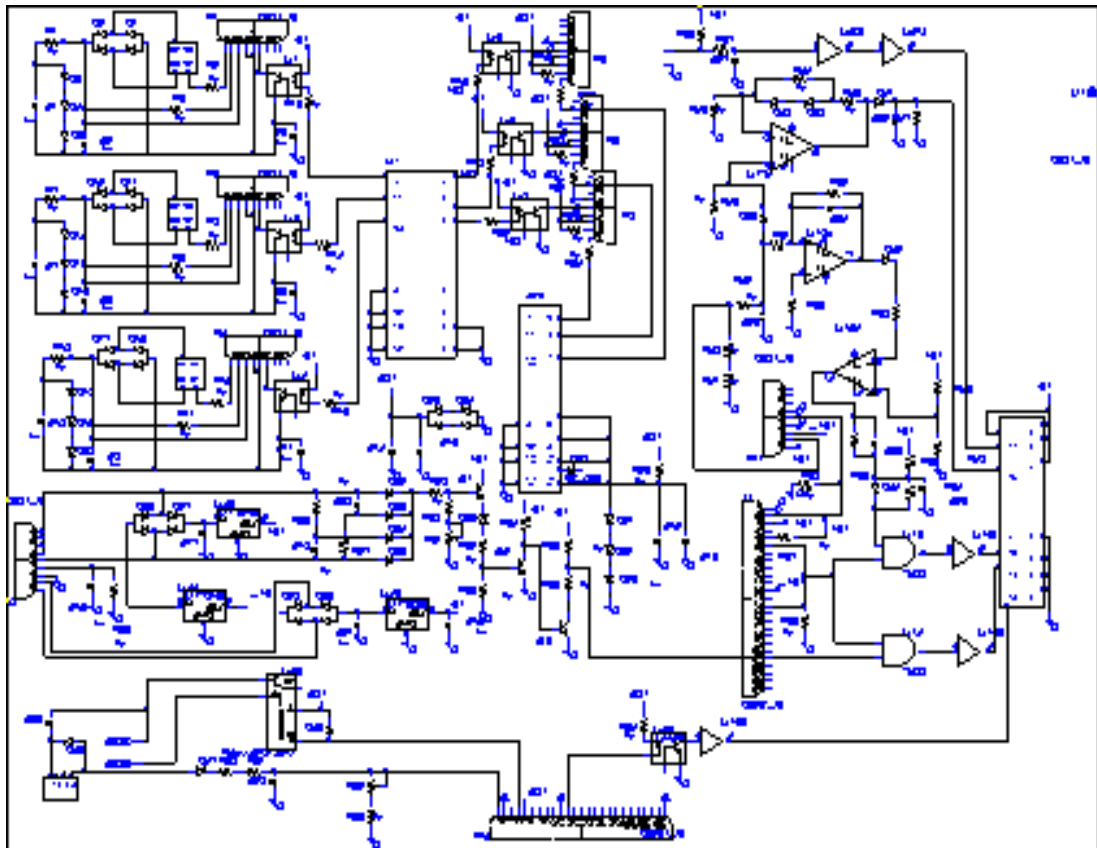


Figure 5.3 : Schéma de la carte de commande

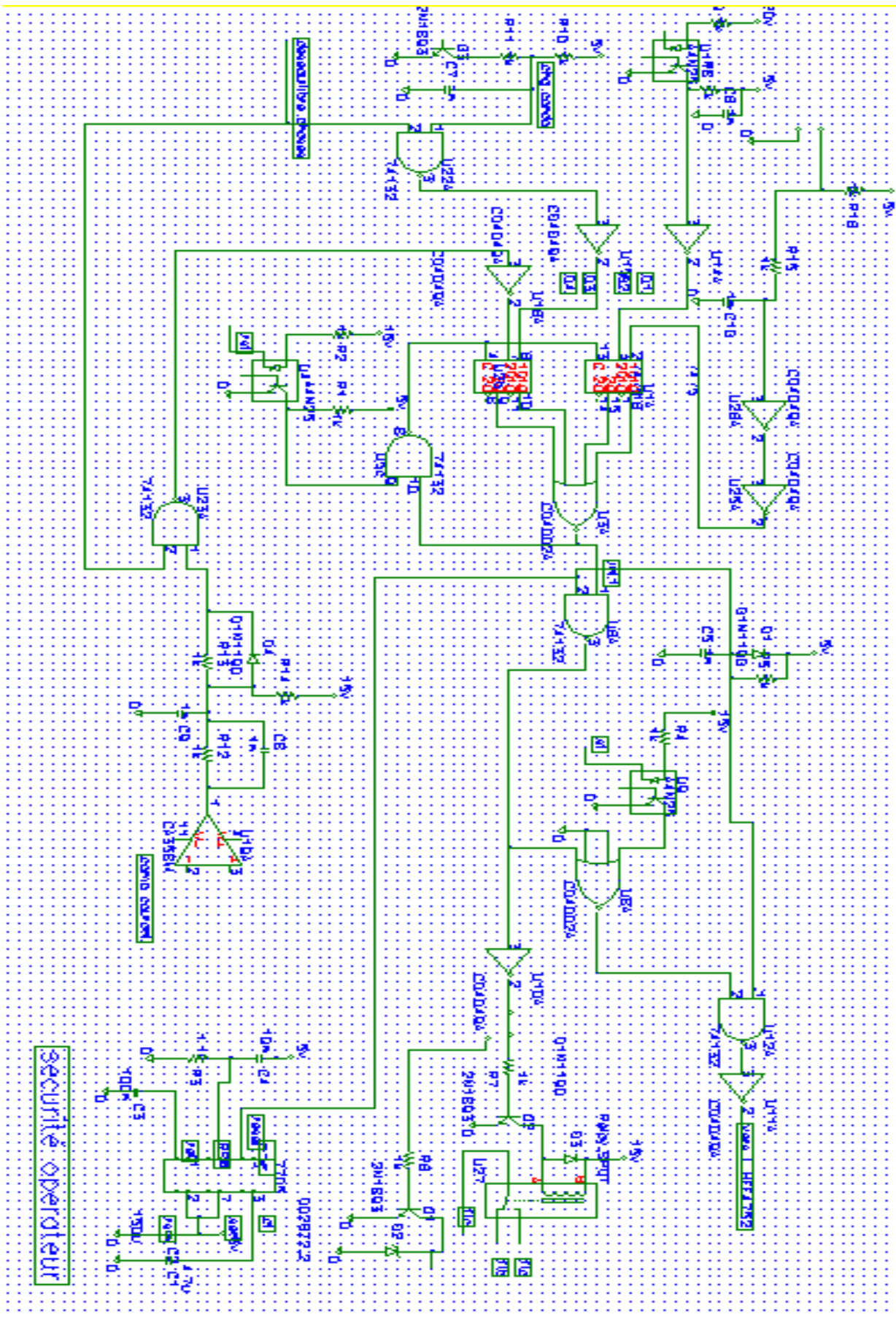


Figure 5.4 :Agrandissement de la partie sécurité de la figure (5.3)

5.3.2 Les alimentations DC

Le signal alternatif 30 kHz qui vient du transformateur adéquat de l'alimentation à découpage arrive sur les pins 5 et 6 du connecteur **P8**. Ce signal est redressé par le pont **RDR5**. On génère par la sortie positive (+) du pont **RDR5** et la masse, connectée au point milieu du transformateur le signal +15 V. Il est régulé par le régulateur **7815** et filtré par les condensateurs **C30** et **C31**. Par la sortie négative (-) du pont **RDR5** et la masse, on génère les -15 V DC, régulés par le régulateur **7915** et filtrés par le condensateur **C27**. Avec le signal alternatif (7 V AC) qui est présent sur les pin 1 et 2 de **P8**, on génère le signal 5 V DC, régulé par le **7805** et filtré par les condensateurs **C28** et **C29**.

5.2.3 Les circuits de mesure

5.2.3.1 La sécurité utilisateur

L'utilisateur branche son transducteur sur le connecteur **CN12/CN13** qui produit un niveau logique. Ce niveau est passé par un tampon puis envoyé sur la pin 11 du connecteur **U37**.

5.3.3.2 Le courant continu d'entrée du convertisseur

La cellule à effet hall et une partie du circuit de traitement de la mesure se trouvent, comme signalé au chapitre 4, sur une carte à part, branchée sur le connecteur **P7**. Ce connecteur donne la masse et les ± 15 v à cette carte et il récupère le signal de mesure par la **pin 2**. Ce signal se divise entre :

- L'anode de la diode **D17** pour aller vers le micro - contrôleur via la pin 11 du connecteur **U37**.
- La résistance **R26** pour se comparer au courant maximum toléré, représenté par le potentiel du pont diviseur **R37/R40**. Un niveau logique est produit à l'entrée 1 de la porte **NAND U33D**.

5.3.3.3 La mesure du déséquilibre des phases

Le signal qui arrive du tore par la pin 5 du connecteur **P7** La carte comprenant le comparateur à fenêtre et le temporisateur (Figure 3.5) se branche sur le connecteur **U47**. Elle reçoit ses alimentations par les pin 3 et 12 de **U47**. Le signal logique de sortie passe par la pin 14 et se présente sur l'entrée 4 et 13 de la porte **U33**. La multiplication de ce signal par le signal de sortie du comparateur de courant donne un niveau logique qui est envoyé sur la pin 12 du connecteur **U37**.

5.3.3.4 La présence de tension

Sur les pin 1 et 2 du connecteur **P8** est connecté le pont de diodes **D25...D28**. Le condensateur de filtrage de faible valeur **C34** se charge ou décharge très vite en cas de disparition ou de variation du signal sur le transformateur d'alimentation. Un niveau logique est recueilli sur l'entrée 5 de la porte **U33B**. Ce signal combiné au signal de l'entrée 4 sont acheminés vers la pin 13 du connecteur **U37** pour être traités par la carte de commande.

5.3.3.5 La charge du condensateur du filtre d'entrée

Le condensateur d'entrée possède une grande valeur (2200 μf / 400 V). Il se comporte comme un court-circuit au démarrage de la charge. Cela se traduit par de forts courants dangereux pour le convertisseur. Une résistance de puissance (10 ohms, 25 W) branchée sur le connecteur **CN41/CN42** est insérée au démarrage, puis court-circuité par le relais **U41** quand le condensateur atteint 90 % de sa charge. A ce moment le comparateur de seuil qui se trouve dans la carte fixée sur le connecteur **U410** sature le photo – coupleur **U39**. Ce niveau logique est acheminé sur la pin 14 du connecteur **U37** sur la carte de commande comme expliqué au chapitre (4.2.8).

5.4 Transfert optimal d'énergie du générateur au récepteur

L'énergie fournie par les modules photovoltaïques est une énergie chère malgré l'abaissement du coût du watt-crête. Il est donc nécessaire de faire fonctionner ces générateurs à leur puissance optimale. La méthode qu'on utilise pour suivre le point de puissance maximale (**MPPT**) est la suivante :

Le micro - contrôleur donne un pas positif de 0.2 volts. Il prend la mesure de la tension et du courant fournis par le générateur. Il fait ensuite le produit de ces deux mesures pour déterminer la puissance. Si la puissance est plus grande que celle de l'état précédent, il ajoute de nouveau un pas, sinon on retranche un pas et procédera de nouveau au calcul de la puissance fournie.

De cette façon, le convertisseur est tout le temps fixé sur le point de puissance maximum.

Le temps de rafraîchissement de la référence (coordonnée du **MPPT**) doit être assez long pour éviter des cycles inutiles et assez rapide pour ne pas s'écarter trop longtemps du point de puissance maximum.

5.5 Programme de fonctionnement du 8052

Le programme de fonctionnement du convertisseur, rédigé en langage C, compilé puis implanté sur la **ROM** du micro-contrôleur **8052** est donné à la figure (5.4).

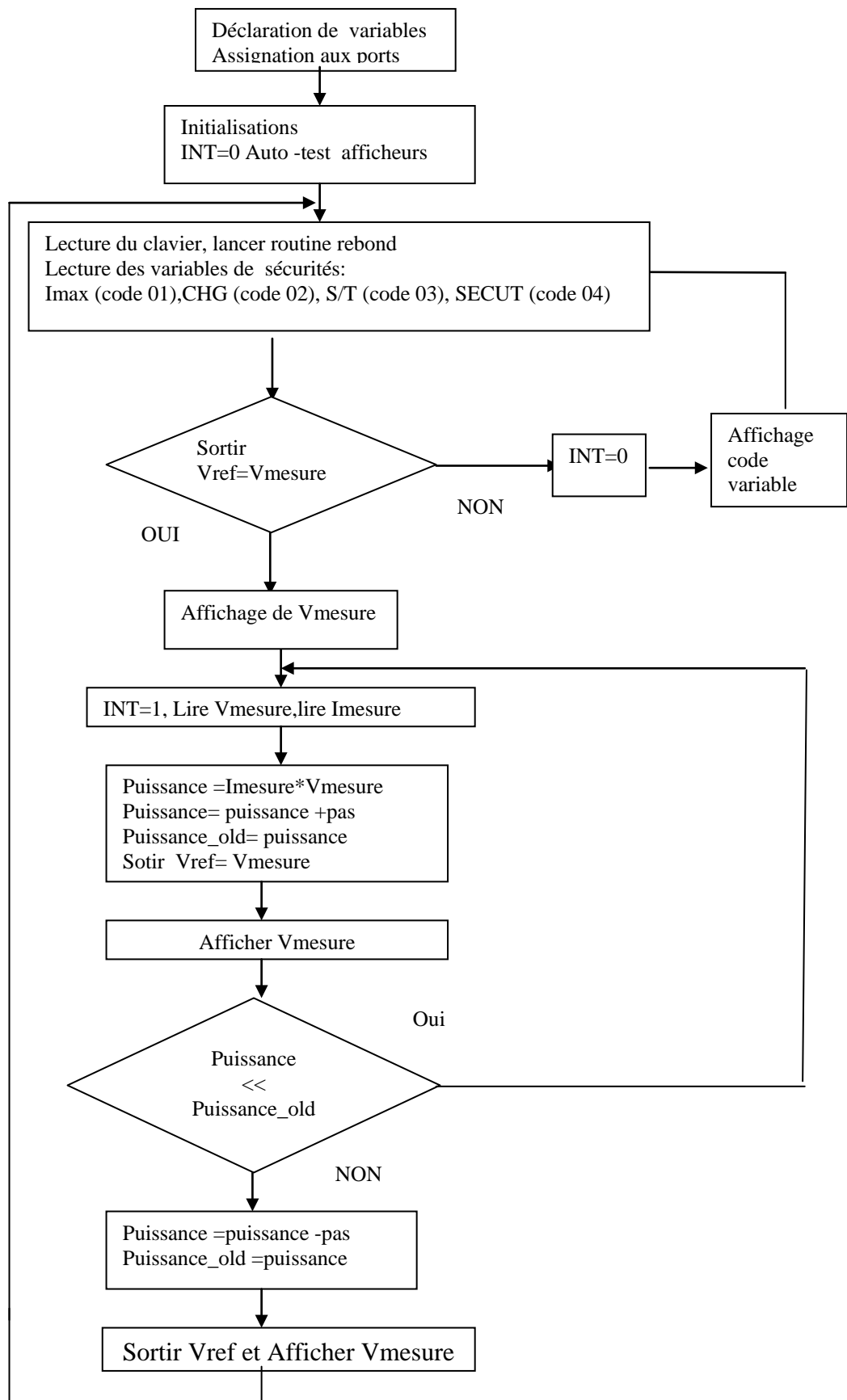


Figure 5.4 : Organigramme du programme de fonctionnement du convertisseur

Conclusion Générale

Le présent travail porte sur la contribution à la réalisation d'un convertisseur triphasé de moyenne puissance, pour le pompage photovoltaïque. Trois principales étapes d'études et de réalisations nous ont guidé pour effectuer ce travail :

Ces étapes sont les suivantes :

- ❑ Conception et réalisation d'un bras d'onduleur de puissance 5 kW
- ❑ Conception et réalisation des cartes de contrôle des grandeurs entrée / sorties
- ❑ Conception et réalisation de la carte de commande

1 Conception d'un demi-bras d'onduleur

Nous avons réalisé la commande d'un bras d'onduleur. Les résultats sont satisfaisants. Cette commande a été, phase par phase, testée avec succès avec une cellule de puissance de 5 kW. Pour tester les trois bras d'onduleur simultanément, nous nous sommes résignés à utiliser des transistors de plus faible puissance disponibles sur le marché (IRF840). Ils nous ont permis de créer l'étage de puissance au complet. Cet étage a été branché sur un moteur triphasé de 1,5 kW. L'étage de puissance s'est comporté comme prévu.

2. Cartes de contrôle

Toutes les cartes prévues ont été réalisées et vérifiées pour leur fonctionnement correct, d'autant plus que leur électronique est élémentaire. Cependant nous n'avons pas pu vérifier le calibrage des cartes contenant la cellule à effet hall et les cartes de surveillance des surtensions et de l'arrêt de la pompe en cas de marche à vide. Ce calibrage doit être effectué dans les conditions nominales de fonctionnement.

3. Carte de commande

Cette partie a été divisée en deux sous - étapes :

1. Réalisation d'une carte de commande comportant les fonctions principales

La carte analogique a été réalisée, puis branchée avec l'étage de puissance cité plus haut. L'ensemble forme un convertisseur élémentaire, mais qui demeure suffisamment fiable. Cet ensemble est en fonctionnement sur le banc d'essais de pompage du Centre. Des mesures complètes sont disponibles au niveau du centre. Elles correspondent aux résultats obtenus sur des convertisseurs, de même puissance, acquis auparavant.

2. Introduction du microcontrôleur

La carte de commande analogique, la partie numérique et l'affichage ont été réunis sur un même circuit imprimé. Comme cette carte est contrôlée par un programme, nous n'avons pas achevé la mise au point complète de ce dernier car il demande l'accès permanent à un système de développement indisponible au niveau du laboratoire. L'ensemble des cartes branchées entre-elles, constitue le convertisseur d'essai réalisé en laboratoire.

Ce dispositif est testé avec une tension de 310 V (220 V AC redressée). Il a fonctionné correctement.

Dans une prochaine étape, il faut acquérir un nombre suffisant de cellules de puissance pour compléter l'étage de puissance de 5 kW, procéder à tous les essais d'abord avec une alimentation stabilisée de 5 kW / 600 V, ensuite avec un générateur photovoltaïque de 5 kW.

Sur le plan théorique, la carte de commande ainsi réalisée demeure de conception simplifiée, mais cependant très robuste. En effet, nous avons utilisé un composant spécialisé (ici le **HEF4752**) comme l'ont fait la plupart des constructeurs de ce type d'appareils (Siemens, APC, Omron, Toshiba,...). La partie numérique se contente de générer qu'un seul signal, celui de la référence du point de puissance maximale et de gérer la marche-arrêt du circuit HEF4752. Il serait souhaitable de synthétiser par programme les horloges, les pentes de démarrage et tous les signaux nécessaires, quitte à utiliser deux microcontrôleurs. Le premier microcontrôleur sera spécialisé uniquement dans la fabrication des signaux de commande triphasés, tandis que pour le second assurera la gestion du convertisseur. Les paramètres de fonctionnement doivent être saisis, soit par micro-ordinateur, soit par un clavier à main (HHC) par l'opérateur.

L'introduction d'une alimentation à découpage de type micro-ordinateur, outre qu'elle a permis sans grande perte d'énergie d'alimenter le convertisseur et la création des isolations galvaniques nécessaires aux alimentations flottantes du pont en H, a fait bénéficier notre convertisseur de tous les développements la concernant du point de vue fiabilité : auto-alimentation, régulation parfaite, arrêt automatique en cas de problèmes de tension (sous tension, surtension, courts-circuit...).

Ce travail nous a permis de vérifier, grâce aux programmes, logiciels nouvellement acquis de mieux connaître le système de pompage photovoltaïque dans sa globalité, le moteur triphasé et l'onduleur. Par contre pour le calcul du filtre d'entrée, la littérature demeure faible à cet égard. Les résultats trouvés grâce à la littérature disponibles [25] ne correspondent pas aux valeurs trouvées sur les convertisseurs existant dans le commerce.

La suite de ce travail peut se faire dans le sens de l'augmentation de puissance, qui rendra le convertisseur de plus en plus utile. Il faut se rappeler que les applications de ces appareils peut déborder le domaine de l'énergie solaire et servira, par exemple, comme tampon entre un groupe électrogène et une pompe via un redresseur. Les convertisseurs de ce type sont présents en force dans l'industrie.

Par notre modeste contribution, nous espérons avoir aidé à mieux cerner les problèmes qui se posent, quant à la réalisation des convertisseurs et plus généralement à toutes réalisations dans le domaine de l'électronique de puissance et de l'électronique en général.

NOMENCLATURE

I'_R	Courant rotorique rapporté au stator
X'_{lr}	Réactance de fuite rotorique rapportée au stator
Λ	Coefficient constant défini par la relation (1.73)
Γ	Coefficient constant défini par la relation (1.73)
Ω	Coefficient constant défini par la relation (1.73)
C	Capacité
V(i)	Tension au noeud i i = 1, 2, 3, ..., 6
I	Variable indiquant le courant alternatif
AM	Air mass (sans dimension)
NJ	Nombre de jour de l'année, à partir du premier janvier
Site	Latitude et longitude du lieu
Ozone	Transmittance de l'ozone
Amozone	Transmittance de l'ozone pour la masse d'air AM = 1
Eph2o	Transmittance de la vapeur d'eau
Hstv	Heure temps solaire vrai
Oz	Angle de hauteur au dessus de l'horizon
α	Exposant de la longueur d'onde dans la formule de trouble
β	Coefficient de trouble
α_T	Coefficient de température en courant de la cellule solaire
β_T	Coefficient de température en tension de la cellule
C1	Constante utilisée dans le modèle TRW
C2	Constante utilisée dans le modèle TRW
Rs	Résistance série de la cellule solaire
L_{ref}	Eclairement de référence
Isc	Courant de court-circuit de la cellule
T	Température de la cellule
T_{ref}	Température de référence (25 °C)
ΔT	Variation de température
V	Tension appliquée
v_{mp}	Tension au point de puissance maximum
Voc	Tension à vide de la cellule
Vmax	Tension à vide du générateur solaire
Ig	Courant débité par le générateur
P(v)	Puissance du générateur à la tension v
P	Puissance de la pompe
Cm	Couple électromécanique
Cp	Couple résistant de la pompe
N	Nombre de tour /mn
Kp	Coefficient liant la vitesse et le couple résistant de la pompe
U1	Tension efficace de la phase 1
U	Tension d'entrée continue du générateur
Pa	Variable de pression
f1, f2, f3	Coefficients associés à l'ouverture ($f_i = 0$) ou à la fermeture ($f_i = 1$) des transistors
Uo	Tension au point neutre (imaginaire)
Ua	Tension triphasée correspondant à la phase a
Ub	Tension triphasée correspondant à la phase b

U_c	Tension triphasée correspondant à la phase c
R	Coefficient de réglage
I_s	Courant d'entrée du générateur
v_α	Tension en alpha appliquée au moteur
v_β	Tension en bêta appliquée au moteur
i_α	Courant en alpha du moteur
i_β	Tension en bêta du moteur
i_q	Courant en quadrature du moteur
i_d	Courant direct du moteur
i_d	Courant direct du moteur
M_{sr}	Coefficient d'induction entre le stator et le rotor
L_s	Inductance stator du moteur
L_r	Inductance du rotor
I_m	Courant maximal
I	Courant AC du moteur
L	Inductance du filtre d'entrée
C	Capacité du filtre d'entrée
K_f	Constante définie pour le filtre
K_i	Constante définie pour le filtre
T_i	Période du courant d'entrée
T	Période du courant du moteur
θ	Déphasage initial du courant par rapport à la tension appliquée
θ_i	Déphasage correspondant au courant d'entrée
ω	Pulsation du courant
ω_f	Pulsation propre du filtre
A	Constante définie
B	Constante définie pour le filtre
U_s	Tension d'entrée du filtre
V_1	Tension sur le condensateur C du snubber
V'_1	Tension sur le condensateur C' du snubber
L	Inductance de la bobine L du snubber
L'	Inductance de la bobine L' du snubber
I_l	Courant circulant dans l'inductance L du snubber
I'_l	Courant circulant dans l'inductance L' du snubber
I_{on}	Courant de conduction en fermeture de régime
I_{off}	Courant de conduction en ouverture de régime
I_{RR}	Courant de recouvrement des diodes du snubber
ω_i	Constante définie pour la phase i , i =1, 2, 3 et 4
α_i	Constante définie pour la phase i , i =1, 2, 3 et 4
β_i	Constante définie pour la phase i , i = 1, 2, 3 et 4
φ_i	Constante définie pour la phase i , i = 1, 2, 3 et 4
R	Résistance du snubber