

## Introduction.

Mon stage technique de deuxième année d'école d'ingénieur s'est déroulé au laboratoire de micro électronique de puissance de l'Ecole Polytechnique de Tours, du ?? juin au 31 juillet 2003.

Je devais concevoir un système de régulation électrique entre une éolienne et le réseau électrique c'est-à-dire une interface qui permette de transférer la puissance électrique fournie par l'éolienne vers le réseau et ce de façon régulière et continue en maintenant notamment une tension réseau 220V 50Hz.

Ce projet réalisé au sein du LMP était une commande de la société Ainélec, spécialisée dans l'étude et la réalisation de systèmes électroniques.

Mon travail consistait à assurer la continuité d'un projet entamé deux ans plus tôt mais qui n'avait donné que de faibles résultats c'est-à-dire que je devais utiliser ce qui avait été fait, en particulier dans la modélisation du convertisseur et l'étude de l'éolienne, pour concevoir la stratégie et le système de régulation, ainsi que la commande de l'onduleur.

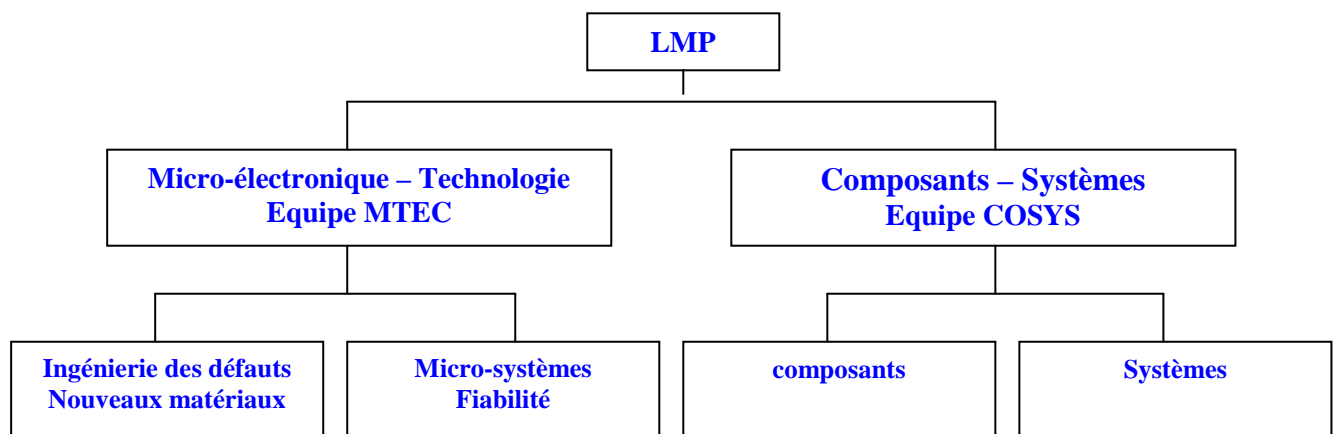
Après une succincte présentation de l'entreprise, nous détaillerons la mission qui m'a été confiée et nous analyserons le cahier des charges. Une étude théorique des stratégies de la régulation m'a permis de concevoir et de réaliser la carte de régulation. La carte de l'onduleur est restée au stade de la conception. Nous dresserons dans la conclusion un bilan des résultats obtenus et de ce qui reste à faire pour que le projet soit entièrement abouti.

## Effectif et organisation du L.M.P.

Le Pr. Robert JERISIAN, nommé à la direction des recherches, est le Directeur du Laboratoire. L'effectif compte 30 personnes<sup>1</sup> dont :

- 11 enseignants chercheurs ;
- 1 ATER (Attaché Temporaire d'Enseignement et de Recherche) ;
- 16 doctorants ;
- 1 post-doc. ;
- 1 secrétaire.

Cet effectif est divisé en deux équipes (*figure 1*), l'une traitant des technologies des semi-conducteurs, test et fiabilité (MTEC) et l'autre de l'analyse des systèmes de conversion d'énergie (COSYS).



**Figure 1 – Organigramme du LMP**

La structure hiérarchique du laboratoire étant présentée, montrons qu'elle en est l'activité.

---

<sup>1</sup> Source du 25 mars 2003

### Activité du L.M.P.

Par micro-électronique de puissance il est sous-entendu la science en conception, fabrication et application de composants micro-électroniques de puissance.

Les composants et systèmes micro-électroniques développés doivent assurer :

- le contrôle des transferts d'énergie dans la gamme des intensités de courant de 0-100 ampères et des tensions de 0-2000 volts ;
- l'immunité des circuits électroniques qu'ils protègent tout en limitant l'émission de leurs propres puissances électromagnétiques, susceptibles de polluer leur environnement.

L'activité principale du laboratoire est l'intégration de systèmes et de dispositifs de puissance sur plaquette. Les recherches vont de l'application vers l'intégration silicium. Pour mener à bien ces recherches, les compétences dont fait preuve le L.M.P. sont :

- l'ingénierie des défauts ;
- la caractérisation physique, électrique et fonctionnelle de matériaux et composants ;
- les micro-systèmes sur silicium ;
- la fiabilité, la modélisation et la conception d'objets Radio Fréquence<sup>1</sup> pour la téléphonie mobile ;
- l'analyse CEM ;
- la mise en œuvre de nouveaux circuits intégrés de puissance en relation avec leur conception ;
- les nouveaux convertisseurs d'énergie électrique.

Pour toute activité il faut avoir du matériel or l'activité du LMP nécessite des équipements très spécifiques.

---

<sup>1</sup> Radio Fréquence : RF

## Les équipements du L.M.P.

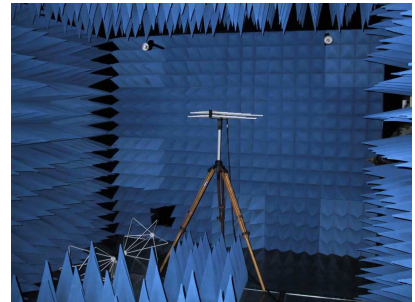
Ces équipements permettent :

- la réalisation et le test des circuits intégrés de puissance ;
- la mesure et l'amélioration de leur émission ou immunité électromagnétique ;
- l'étude ou la conception de nouvelles applications ou de nouveaux circuits intégrés de puissance.

Ils se composent d'équipements propres et d'équipements mis à disposition par STMicroelectronics, site de Tours. Parmi ces équipements, on peut trouver :

- 1 implanteur ionique EATON ;
- 1 hotte de nettoyage ;
- 3 fours de diffusion ;
- 1 ellipsomètre spectrométrique ;
- 1 station sous pointes CASCADE ;
- 1 analyseur de réseau et un pont d'impédance ;
- 1 analyseur de puissance ;
- 2 traceurs Tektronix (370A et 371A) ;
- 1 système de mesure EMI ;
- 4 oscilloscopes Tektronix TDS754A ;
- des oscilloscopes, des générateurs, des sources de tension et de courant;
- 1 vibromètre ;
- 15 stations PC sous Windows NT en réseau (comprenant des logiciels de simulation et de conception) ;
- 1 chambre anéchoïque<sup>2</sup> (cf. figure 1) pour la CEM rayonnée.

**Figure 1 : La salle anéchoïque**



<sup>2</sup> La salle anéchoïque est une installation d'essai conçue en vue de reproduire des conditions de champ acoustique libre dans un environnement contrôlé. Les parois de cette salle absorbent 99 % de toute l'énergie acoustique incidente dans la plage de fréquences prévue à sa conception et le niveau du bruit provenant de sources externes est inférieur au champ d'audibilité minimum.

**Le partenaire.**

Le projet éolien est issu du partenariat entre l'entreprise AINELEC et le laboratoire (LMP). AINELEC (activité d'innovation en électronique) est une entreprise d'étude, de réalisation et d'industrialisation de systèmes électroniques.

Elle a été fondée en 1990 par Monsieur Alain HARDION, l'actuel gérant. Signalons que ce dernier était auparavant, ingénieur au sein de l'entreprise Faivelay à Saint Pierre des Corps. Le secteur d'activité de l'entreprise était à l'époque celui du luminaire et plus particulièrement des variateurs d'intensité lumineuse.

AINELEC a ensuite étendu le champ de ses compétences à la conception d'alimentations à découpage, de convertisseurs statiques de puissance (onduleurs, chargeurs..) et de cartes électroniques de puissance ou de commande.

Le projet éolien s'inscrit dans le cadre des activités énergies renouvelables.

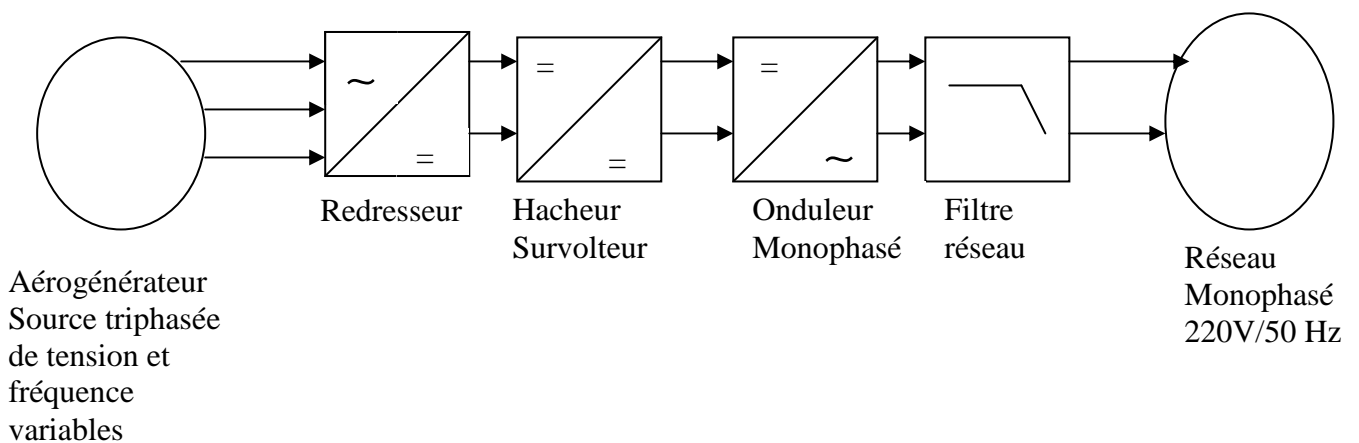
Il s'agit en effet de concevoir une installation qui servira d'interface entre une source d'énergie renouvelable (une éolienne) et le réseau électrique.

La finalité de cette installation sera d'injecter dans le réseau l'énergie électrique produite par l'aérogénérateur.

Cette fonctionnalité implique dans un premier temps de pouvoir se raccorder au réseau. De plus l'aérogénérateur étant une source d'énergie aléatoire, il faudra réguler le flux de puissance afin d'éviter que l'éolienne ne « s'effondre » ou que la puissance ne transite du réseau vers notre installation. L'appareil devra donc être capable à tout instant d'évaluer la puissance électrique potentielle de l'éolienne.

Enfin, afin d'assurer la rentabilité de l'installation nous devons être capables d'opérer en cas de vents faibles.

Nous donnons ci dessous le schéma synoptique de l'installation.



**Figure n° 3 : Schéma de principe de l'onduleur éolien**

L'éolienne de l'application est une éolienne synchrone à aimants permanents de 5 kilowatts. Elle délivre donc un système triphasé de tension et fréquence variables. Ces tensions seront redressées et filtrées.

Un hacheur survolteur permet de compenser les fluctuations de la tension de sortie du redresseur lorsque la vitesse de rotation de l'aérogénérateur diminue, et de ce fait, il nous permet de fonctionner sur une large plage de tension éolienne.

Le hacheur Boost constitue la partie centrale de l'installation. Car c'est ce convertisseur qui va servir d'étage tampon en quelque sorte entre l'éolienne et l'entrée de l'onduleur.

L'onduleur monophasé élabore une tension alternative en phase avec celle du réseau à partir du bus continu.

## II.2 Présentation du cahier des charges global

C'est le cahier des charges qui a été élaboré au début du projet il y a environ 2 ans dont je donne les grandes lignes directrices.

### Objectifs :

- Recevoir l'énergie électrique (courant alternatif triphasé de tension et fréquence variables provenant de l'éolienne (génératrice synchrone 9 pôles à aimants permanents)
- Gérer la puissance demandée en fonction de la puissance maximale pouvant être délivrée par l'éolienne (cette dernière sera calculée à partir de la fréquence de rotation).
- Gérer la puissance maximale de la génératrice
- Gérer la sortie couplée réseau

### Caractéristiques maximales :

- *Sortie génératrice :*
  - 3 phases câblage en étoile sans neutre
  - Tension maximale entre phases 230Volts AC
  - Fréquence maximale des tensions triphasées : 65Hz
- *Sortie Onduleur :*
  - Tension nominale 220 Volts/50 Hz +/-5%
  - Puissance de sortie maximale 5kW
  - Couplage réseau .

Depuis deux ans le cahier des charges a été affiné et l'on m'a donc remis au début du stage un cahier des charges plus précis. Il développe le cahier des charges précédent en précisant un certain nombre de points.

1. Le rendement

Il s'agira de le maximiser en réduisant notamment les pertes en commutation par l'adoption d'une fréquence de découpage relativement basse : 3 kHz. Les pertes dans les éléments magnétiques (selfs) sont également prises en compte puisque celles ci sont dimensionnées afin d'avoir une résistance série la plus faible possible.

2. La plage de tension d'entrée :

L'intérêt de l'architecture choisie est de pouvoir rester raccorder au réseau sur une large plage de tension en sortie de l'éolienne. Notre structure sera d'autant plus viable que cette plage d'entrée sera importante. Une étude antérieure basée sur la courbe de puissance de l'éolienne avait démontré que le raccordement au réseau était possible pour une tension d'entrée comprise entre 50 et 280 volts.

3. La régulation en ligne :

C'est une caractéristique essentielle lors de l'injection d'énergie dans le réseau. En effet toute variation d'amplitude de la tension en sortie de l'onduleur peut pénaliser la qualité de la tension réseau. En outre des variations brutales peuvent inverser le sens du flux de puissance échangée avec le réseau. Nous tacherons d'obtenir une valeur comprise entre 5 et 10%.

4. La régulation en dynamique :

La régulation en dynamique consiste à identifier la variation de la tension de sortie lorsque la tension d'entrée évolue dans un rapport important. Cette situation, n'est en effet, pas à proscrire puisqu'elle se rencontre en cas de bourrasques.

Typiquement on estime qu'une éolienne de puissance moyenne peut en 2 secondes passer d'un point de fonctionnement correspondant à une puissance minimale et à une puissance maximale.

Nous essayerons de faire en sorte que les variations du bus continu provoquées par ce régime transitoire n'excèdent 6 à 7 % de la tension nominale.



### II-3) Objectifs

L'objectif du stage est de faire en sorte que le système de régulation fonctionne. Il faut donc pour cela se fixer certains objectifs:

- ✓ Se servir de la modélisation du hacheur boost pour la régulation. Il faut pour cela établir la chaîne de puissance et un point de fonctionnement. En effet, les fonctions de transferts du convertisseur dépendent du rapport cyclique  $\alpha$  donc du point de fonctionnement.
- ✓ Etablir les différentes stratégies de régulation et choisir la plus appropriée.
- ✓ Simuler le montage de régulation sur les différents logiciels (PSIM, PSPICE, MATLAB) afin de vérifier la robustesse de la stratégie choisie.
- ✓ Vérifier en simulant la structure complète, la précision, la stabilité et la robustesse de du correcteur élaboré.
- ✓ Tester le montage de régulation avec l'ancienne carte afin de valider les différents modules.
- ✓ Concevoir la commande de l'onduleur et le système de gestion des temps morts.

### II-4) Difficultés potentielles

Le projet est complètement d'actualité avec cette constante préoccupation dans la recherche d'énergies nouvelles. Cette étude comporte un certain nombre de difficultés.

La finalité du projet est assez simple puisqu'il s'agit à partir d'une source d'énergie renouvelable de type éolien de transférer l'énergie produite vers le réseau et ce sur une large plage de fonctionnement. En pratique ce n'est pas aussi simple puisque l'on a besoin de modèles assez précis pour pouvoir assurer la régulation. La première difficulté se situe donc au niveau modélisation du convertisseur Boost puisque c'est lui qui absorbe les fluctuations d'énergie de l'éolienne. Le convertisseur Boost n'est pas un système linéaire puisqu'il présente plusieurs configurations électriques distinctes lors d'une période de découpage. Comme c'est l'élément clé de l'installation, sa modélisation est cruciale. La seconde difficulté se situe au niveau de la stratégie de régulation. La non linéarité du convertisseur exclut de suite les méthodes de régulation enseignées à l'école. Les ouvrages traitant de ce sujet sont

très rares. Il a fallu donc faire un travail de recherche sur les différentes stratégies qui existent et les adapter au projet

### TROISIEME PARTIE : ANALYSE DE L'EXISTANT

Bien évidemment l'éolienne et le réseau auquel elle doit être connectée existent déjà, mais je n'en ai pas à m'en occuper.

Pour la carte de régulation que je dois concevoir une étude sur la modélisation du convertisseur boost avait été effectuée par un étudiant il y a deux ans. Une carte avait été réalisée mais elle ne fonctionnait pas. Je devais donc faire une étude complète et réaliser une carte qui fonctionne.

Pour mener à bien le projet, j'ai disposé des outils suivants :

- ✓ Ouvrages traitant de la modélisation et de la simulation des convertisseurs statiques de puissance.
- ✓ Ouvrages et articles traitant des méthodes de commande des convertisseurs de puissance.
- ✓ Cours de l'école sur les systèmes asservis.
- ✓ Compte rendu de séminaires d'électronique de puissance traitant de la conception de convertisseurs
- ✓ Logiciel de simulation en électronique de puissance Psim.
- ✓ Logiciel de simulation en électronique et automatique Pspice.
- ✓ Matlab.

## Planning de travail :

A. Définition du produit	
1. Rédaction du cahier des charges	½ journée
2. Recherche documentaire	5 jours
3. Compréhension du projet	2 jours
4. Modélisation et stratégie	7 jours
B. Simulation.	
1. Modèle convertisseur Boost	2 jours
2. Stratégie	2 jours
3. Validation des correcteurs	2 jours
4. simulation du montage complet	2 jours
C. Montage et tests de la carte	7 jours
1. Montage de la carte.	
2. Tests des différents modules	
3. Bilan	
D. Modifications et tests	2 jours
E. Conception de la partie commande de l'onduleur	4 jours
G. Essais	
1. Essais statiques	3 jours
2. Essais dynamiques	1 jours
H. Compte rendu (rédaction du rapport)	8 jours

## CINQUIEME PARTIE : ETUDE THEORIQUE

### V.1 TOPOLOGIE DE LA STRUCTURE

La structure retenue après discussion entre l'entreprise et le laboratoire se schématise de la façon suivante :

*Figure n° 4 : Structure du convertisseur retenu pour l'application*

On distingue le redresseur à diodes, le hacheur boost, le condensateur de filtrage et l'onduleur monophasé.

Ce type de circuit se rencontre dans le cas d'aérogénérateur synchrone à aimants permanents sans réducteur de transmission ou multiplicateur de vitesse

Ce choix technologique comporte les avantages suivants [3]

- Elargissement de la plage d'utilisation de l'éolienne, fonctionnement à basses vitesses et à forts vents
- Diminution du bruit acoustique
- Contrôle de la puissance réactive échangée avec le réseau possible
- Optimisation du transfert d'énergie
- Suppression des organes mécaniques
- Simplicité du redresseur et donc du circuit de commande
- Pas de forts  $\frac{dV}{dt}$  appliqués aux enroulements de l'éolienne
- Gestion des transitoires vis à vis du réseau (on peut rester connecté en cas d'incidents sur le réseau)

### V.2 Présentation de l'éolienne

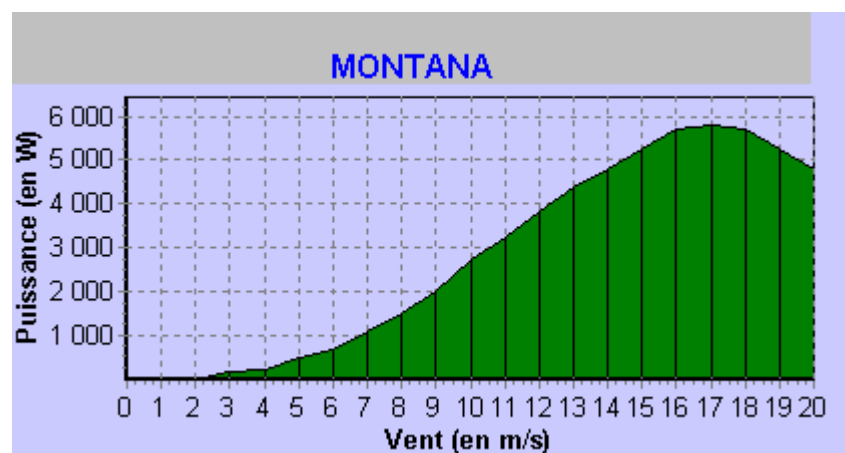
L'éolienne prévue de valeur moyenne en puissance 5 kW.



*Figure n° 5 : Principaux éléments d'une éolienne [5].*

## 2-2) Principe de fonctionnement [6]

Une éolienne est un convertisseur électromécanique qui convertit l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique. Les forces exercées par le vent sur les pales engendrent un couple qui fait tourner le rotor. L'énergie mécanique est ensuite convertie par l'alternateur en énergie électrique. A partir d'une vitesse de vent dite « d'amorçage » (environ 6 m/s) le couple est assez important pour mettre l'éolienne en rotation. L'alternateur débite alors une puissance électrique croissante avec la vitesse du vent (cf. figure 6).



**Figure n°6 : courbe de puissance de l'éolienne utilisée**

Il se produit ensuite un phénomène de décrochage aérodynamique : à partir d'une certaine vitesse de rotation, le vent devient turbulent sur la partie de la pale qui n'est pas face au vent, faisant chuter sa portance. L'angle d'attaque du vent "vu" par la pale en rotation atteint alors sa valeur limite. Le rotor capte ainsi moins de puissance. Ce dispositif passif protège l'éolienne en cas de vents extrêmes. On s'affranchit ainsi de dispositifs mécaniques complexes comme c'est le cas pour les éoliennes de forte puissance.

La documentation constructeur a permis ensuite de tracer la caractéristique de puissance en fonction de la vitesse de rotation. Une étude antérieure avait montré les caractéristiques électriques de l'éolienne ainsi que la puissance débitée. Un point de fonctionnement avait été retenu pour l'installation. Pour pouvoir se raccorder au réseau 220 V/ 50 Hz, il fallait compte tenu des chutes de tensions des différents composants avoir une tension de 331 V en sortie du hacheur boost. L'aspect puissance injecté dans le réseau (5kW) fournit le rapport cyclique et la tension en entrée du boost.

Puissance nominale = 5kW.

Tension en sortie du boost = 331 V

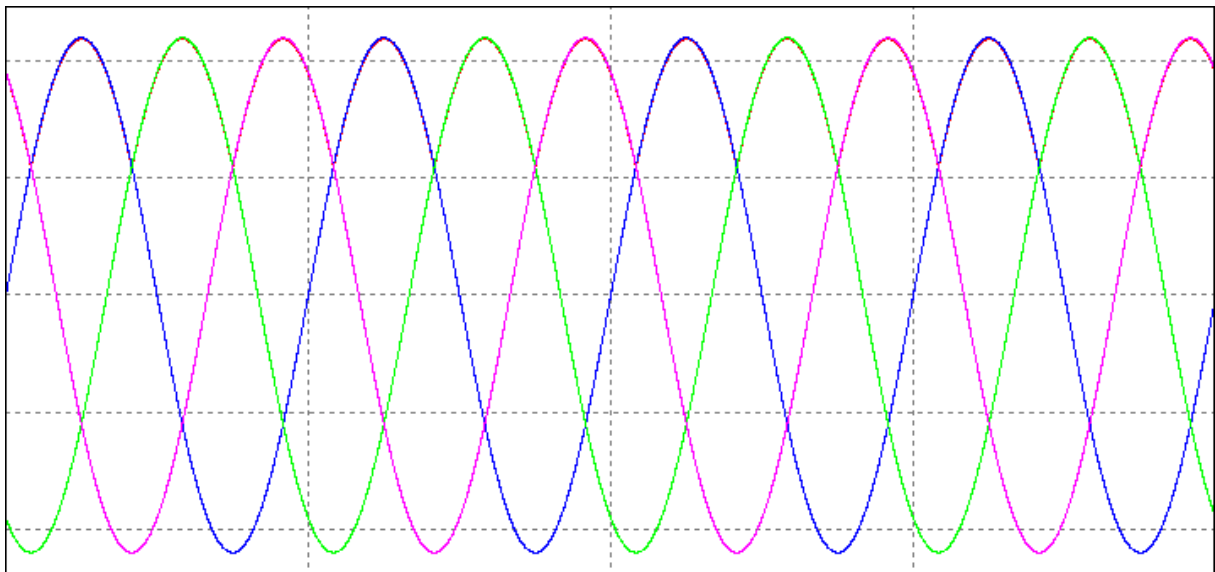
Tension en entrée du boost = 272.5 V

Rapport cyclique  $\alpha = 0.18$ .

Les résultats de cette étude sont donnés en annexe.

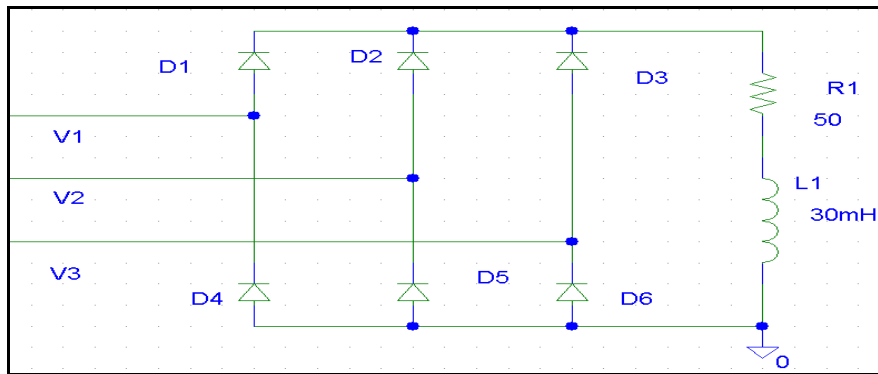
### V.3 Etude du pont de diodes.

L'éolienne fournit une tension triphasée (figure n° 7) de fréquence et amplitude variable.



**Figure n°7 : Chronogramme des tensions fournies par l'éolienne.**

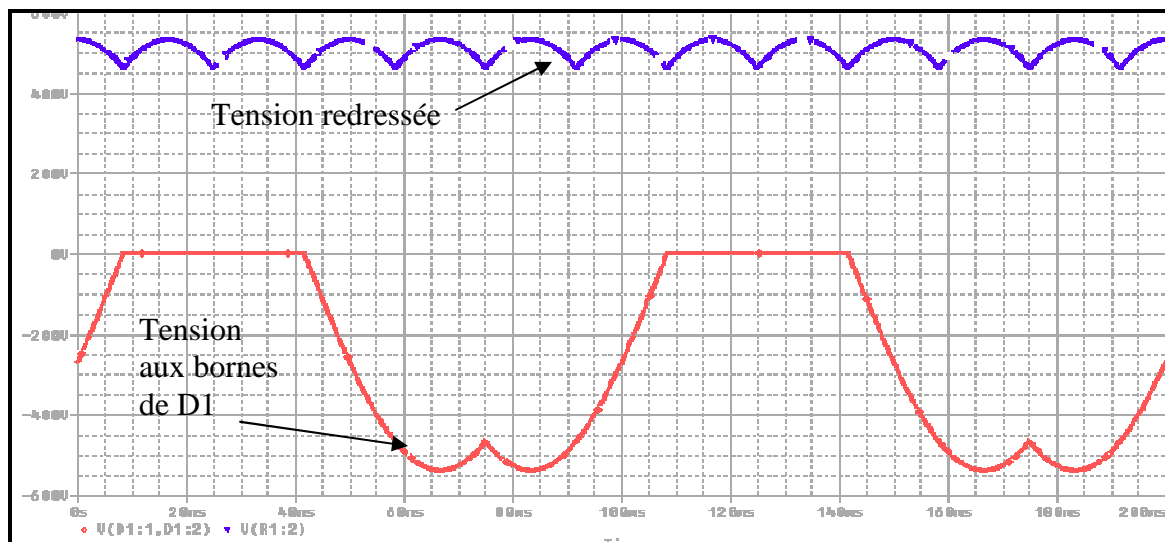
Le montage utilisé pour le redressement est un pont de Graetz constitué de diodes. Il reçoit en entrée une tension triphasée ou un système de tensions équilibrées triphasées fourni par la génératrice de l'éolienne. On récupère ainsi après redressement des calottes de sinusoïdes des tensions composées.



**Figure n° 8 : Redressement triphasé double alternance. Montage en pont**

Le fonctionnement du montage est classique et s'explique en considérant que deux diodes conduisent en permanence : celle dont le potentiel d'anode est le plus élevé et celle dont le potentiel de cathode est le plus faible.

Les courbes suivantes (obtenues par simulation) résument ce fonctionnement.



**Figure n° 9 : Allure des tensions aux bornes de la charge et de la diode D1**

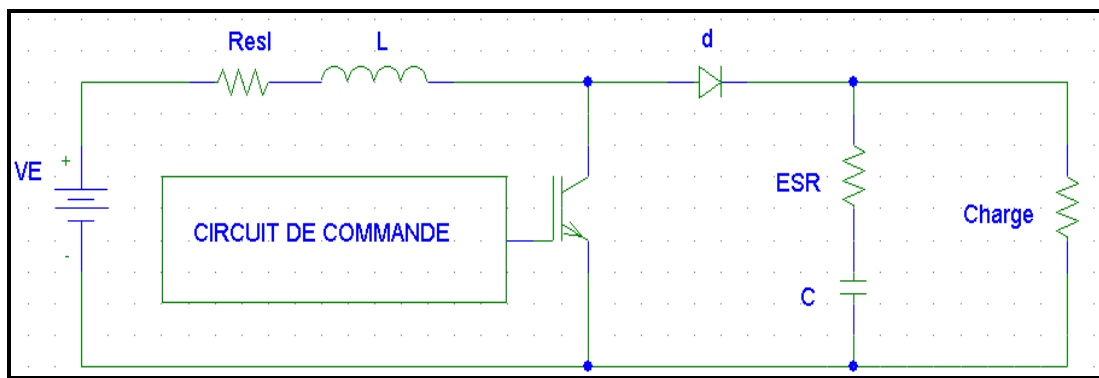
La tension de sortie peut être considérée comme pratiquement constante vue le faible taux d'ondulation d'environ 5 %. Il n'est donc pas nécessaire de filtrer. Pour ce type de système, la documentation donne les résultats suivants :

- Tension moyenne aux bornes de la charge  $U_{cm} = 1.35 \cdot U$  ( $U$  tension efficace entre phases)
- Tension inverse maximale aux bornes des diodes  $U_{dmax} = U\sqrt{2}$
- Facteur de forme  $F = \frac{U_{ceff}}{U_{cm}} \approx 1$  (La tension est quasi continue)
- Intensité moyenne du courant dans une diode  $\frac{I_c}{3}$

### La fonction élévation de tension :

Lorsque la vitesse de rotation de l'aérogénérateur diminue, la tension en sortie du redresseur diminue également. Pour compenser les fluctuations de la tension de sortie du redresseur, un convertisseur continu- continu élévateur de tension (hacheur boost) a été retenu.

C'est un convertisseur sans isolation galvanique entre l'entrée et la sortie. Cette topologie est fréquente car on a souvent besoin d'une tension de sortie plus élevée. La figure 17 donne le schéma de ce convertisseur.



**Figure n°10 : Schéma pratique du hacheur élévateur avec les éléments parasites**

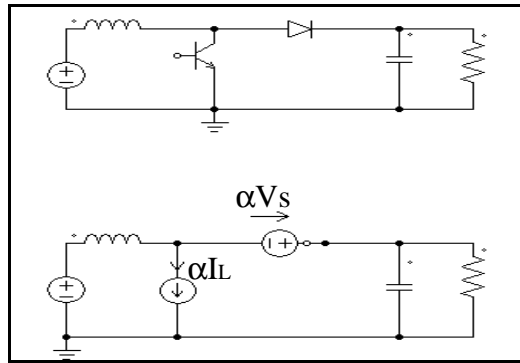
L'interrupteur sera alternativement commandé à l'ouverture puis à la fermeture. Le circuit LC constitue un filtre du second ordre qui va filtrer les trains d'impulsion générés par le circuit de commande et ainsi produire une tension continue en sortie (après un régime transitoire). Les formes d'ondes du montage en régime établi sont données en annexe.

Mais l'intérêt pour nous n'est pas tellement le régime établi mais surtout l'étude en régime dynamique (variable) autour d'un point de fonctionnement du régime établi. Cette étude passe nécessairement par la modélisation du convertisseur.

### La modélisation :

Pour pouvoir asservir le hacheur, il faut avoir une idée précise du comportement dynamique de celui-ci vis-à-vis d'autres paramètres comme la tension d'entrée, le rapport cyclique ou encore la variation brutale de la charge. Les expérimentations ne permettent qu'une approche très approximative des différentes fonctions de transfert. Il est donc nécessaire de pouvoir modéliser le hacheur. Cette modélisation a été effectuée il y a deux ans, les résultats sont donnés ci-dessous.





**Figure n° 11 : Représentation du hacheur élévateur et de son modèle équivalent**

Simplement, la méthode consiste à étudier le comportement de la valeur moyenne sur une période des différentes grandeurs électriques. Pour ceci, on assimile les interrupteurs (transistors et diodes) à des sources de courant ou de tension selon la configuration électrique ; la valeur qu'on leur attribue est la valeur moyenne de la tension ou du courant à l'interrupteur concerné.

La simplicité de la mise en œuvre de cette méthode repose sur le fait que la période de découpage est généralement très faible devant les vitesses de variations des valeurs moyennes, les constantes de temps des filtres.

**Variation de la tension de sortie par rapport au rapport cyclique :**

$$\frac{dV_s}{d\alpha} = \frac{V_s}{1-\alpha} \frac{1 - \frac{Lp}{R(1-\alpha)^2}}{1 + \frac{Lp}{R(1-\alpha)^2} + \frac{LCp^2}{(1-\alpha)^2}}$$

**Variation du courant dans la bobine par rapport au rapport cyclique :**

$$\frac{dI_L}{d\alpha} = \frac{2.V_s}{R(1-\alpha)^2} \frac{1 + \frac{R}{2} Cp}{1 + \frac{Lp}{R(1-\alpha)^2} + \frac{LCp^2}{(1-\alpha)^2}}$$

**Variation du courant de sortie par rapport au rapport cyclique :**

$$\frac{dI_s}{d\alpha} = \frac{V_s}{R(1-\alpha)} \frac{1 + [RC - \frac{L}{R(1-\alpha)^2}]p - \frac{LC}{(1-\alpha)^2} p^2}{1 + \frac{L}{R(1-\alpha)^2} p + \frac{LC}{(1-\alpha)^2} p^2}$$

Ces fonctions sont caractéristiques d'un système du second ordre présentant un coefficient de surtension élevée et un gain statique important.

La partie onduleur et le filtrage est traitée plus loin.

## Les stratégies de régulation

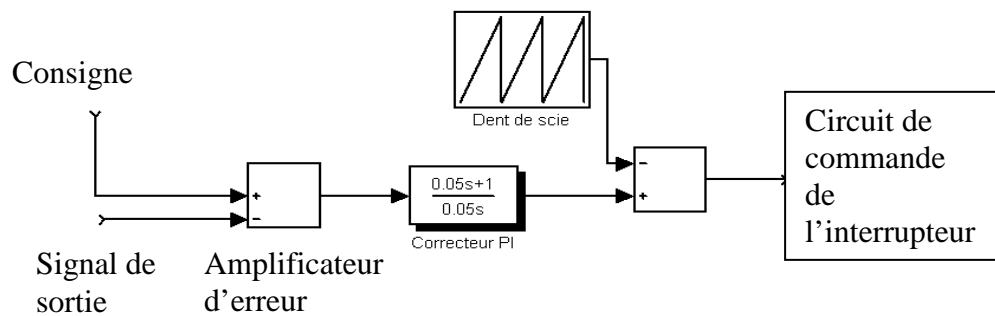
**Nécessité** : l'éolienne est une source d'énergie aléatoire qui dépend du vent. La tension de sortie du hacheur boost doit être maintenue à 331 V pour pouvoir se connecter au réseau 220 V/50Hz en tenant compte des chutes de tensions des composants.

Il faudra donc réguler le flux de puissance afin d'éviter que l'éolienne ne s'effondre par un appel important d'énergie et inversement que la puissance du réseau ne transite vers l'éolienne. Si on veut maintenir une tension fixe en sortie du hacheur, il faudra donc disposer d'une régulation efficace qui puisse palier les fluctuations de tensions. Bien entendu, cette régulation est limitée puisque le convertisseur n'est pas linéaire tout le temps mais le modèle a permis de le linéariser sur une large plage de fonctionnement de l'éolienne.

**Types de régulation** : Nous avons recensé les méthodes de régulation des convertisseurs à découpage. Les techniques trouvées sont les suivantes [10]

### 1. Le contrôle direct du rapport cyclique

La figure 12 illustre le principe de cette méthode.



**Figure 12 : Diagramme fonctionnel de la commande par contrôle direct du rapport cyclique.**

La grandeur à asservir (en général la tension de sortie) est comparée à une valeur de référence grâce à un amplificateur d'erreur. Le signal d'erreur est ensuite corrigé et comparé à un signal en dents de scie afin d'élaborer le signal de commande.

Cette méthode est assez simple à mettre en œuvre et a l'avantage de ne pas nécessiter de modélisation complexe du convertisseur. On contrôle bien la tension de sortie mais par contre

le courant est laissé libre et peut atteindre des valeurs importantes susceptibles de détériorer les composants. Cette stratégie n'est donc pas adaptée à cette étude.

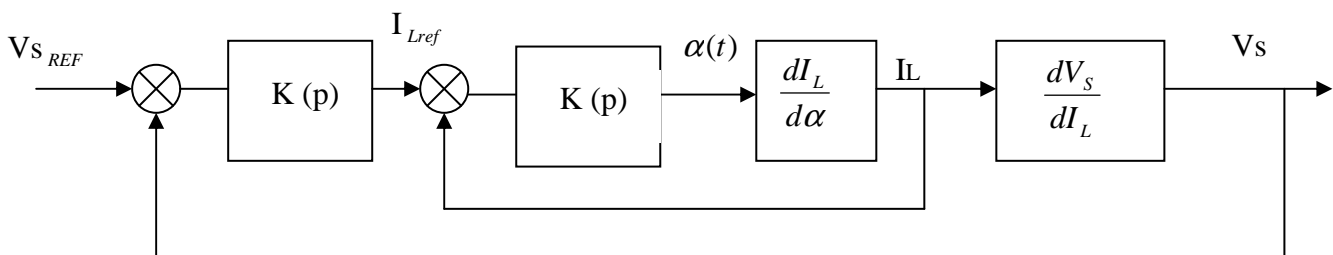
## 2. La régulation par boucle de courant (« current mode control »)

C'est le standard industriel en matière d'asservissement de convertisseurs à découpage.

Cette méthode permet d'augmenter les performances de la régulation en apportant des informations concernant le montage. La grandeur utilisée est le courant dans la self (qui est une variable d'état du montage). Ce courant sera donc utilisé pour modifier la loi de commande MLI.

En pratique cela est réalisé en imbriquant deux boucles (cf. figure 13): une boucle de tension et une boucle de courant.

L'erreur en tension va alors servir de référence en courant virtuel.



**Figure n° 13: Schéma de principe de la commande par boucle de courant**

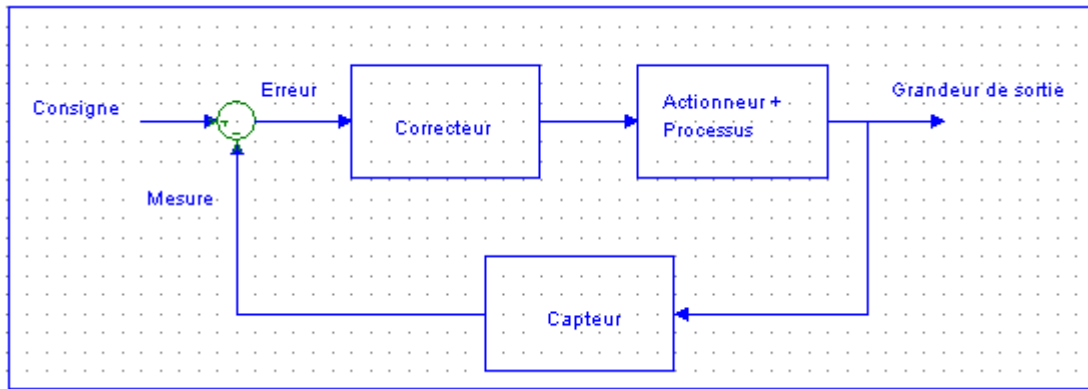
Cette stratégie a l'avantage de contrôler la tension et le courant. Elle semble donc tout à fait indiquée pour notre application. C'est donc cette stratégie qui est retenue.

### **Correction des différentes boucles :**

Dans cette partie, l'objectif est de corriger les fonctions de transferts de la boucle de courant et de tension. Il faudra donc choisir le type de correcteur et le dimensionner. Avant de passer à cette partie, faisons un point sur les correcteurs.

#### **Le rôle du correcteur**

Le rôle d'un correcteur dans un système bouclé (cf. figure 14) est d'améliorer ses performances telles que stabilité, précision, marges de gain ou marges de phase etc.



**Figure n°14 : schéma fonctionnel caractéristique d'une régulation ou d'un asservissement**

L'amélioration d'une qualité entraîne généralement la diminution d'une autre d'où la nécessité d'un compromis. Afin de ne pas consommer de puissance et de ne pas modifier l'étude globale des puissances du système, un correcteur se place avant l'étage de puissance dans la chaîne directe.

Dans la pratique, le correcteur utilisé appartient le plus souvent à la famille des régulateurs PID (Proportionnel Intégral Dérivée). Le problème de synthèse du correcteur revient donc au choix du type de structure (PI, PD ou bien PID).

Un correcteur de type proportionnel dérivé PD a un effet stabilisant par apport de phase et augmente la rapidité par augmentation de la bande passante mais, il ne permet pas d'améliorer la précision et amplifie les bruits de mesure.

Un correcteur de type PI améliore la précision mais diminue la stabilité par perte de phase et ralentit le système par diminution de la bande passante.

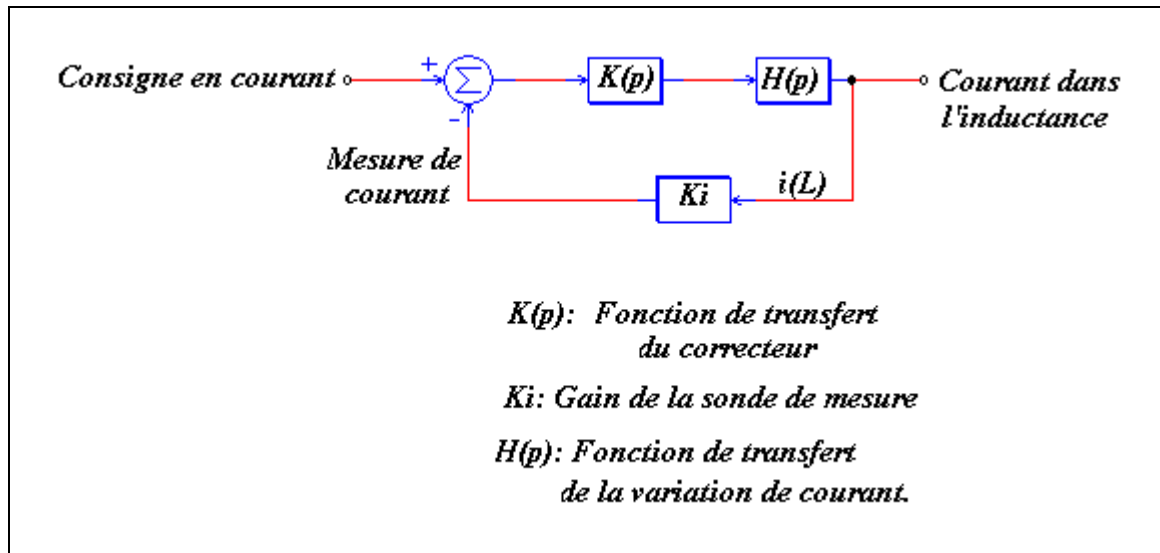
Un correcteur PID combine les trois actions de base P, I et D et permet de bénéficier de leurs avantages.

Les performances d'un système asservi sont :

- La stabilité : les grandeurs d'état du système convergent vers une valeur stable.
- La rapidité : après une variation de la consigne, les grandeurs d'état retrouvent rapidement une valeur stable.
- La précision : la grandeur de sortie se rapproche le plus possible de la consigne.

### 1.La Boucle de courant

Le schéma de la boucle de courant est donné ci dessous



**Figure : Schéma de la régulation en courant.**

Le point de fonctionnement retenu est le suivant :

- $V_s = 331$  Volts

C'est la valeur de tension nécessaire pour se connecter au réseau 220 Volts, 50 Hz en tenant compte des chutes de tension à l'état passant des IGBT et des chutes de tension s aux bornes du filtre de sortie

- $V_e = 272.5$  Volts soit une valeur de rapport cyclique  $\alpha = 0.18$  ( $P_e = 5.15$  kW)
- Paramètres du hacheur : Inductance  $L = 4$  mH, capacité  $C = 6.6$  mF, résistance  $R = 22\Omega$ .

On obtient ainsi la fonction de transfert en boucle ouverte de la boucle de courant :

$$\frac{\partial I_L}{\partial \alpha} = H(p) = \frac{0.64 + 0.045 \cdot p}{1 + 277.6 \cdot 10^{-6} p + 3.89 \cdot 10^{-5} p^2}$$

On commence par analyser le système  $H(p)$  pour évaluer les besoins. La fonction de transfert ne possède pas d'action intégrale (terme en  $1/p$ ) : il faut donc en introduire pour assurer une erreur de position nulle. Nous devons régler également la bande passante donc le gain (effet proportionnel). Nous n'avons pas besoin de rapidité puisque les constantes de temps

introduites par le système éolien sont largement plus grandes que les constantes de temps électriques du système. Nous avons donc besoin d'un correcteur PI.

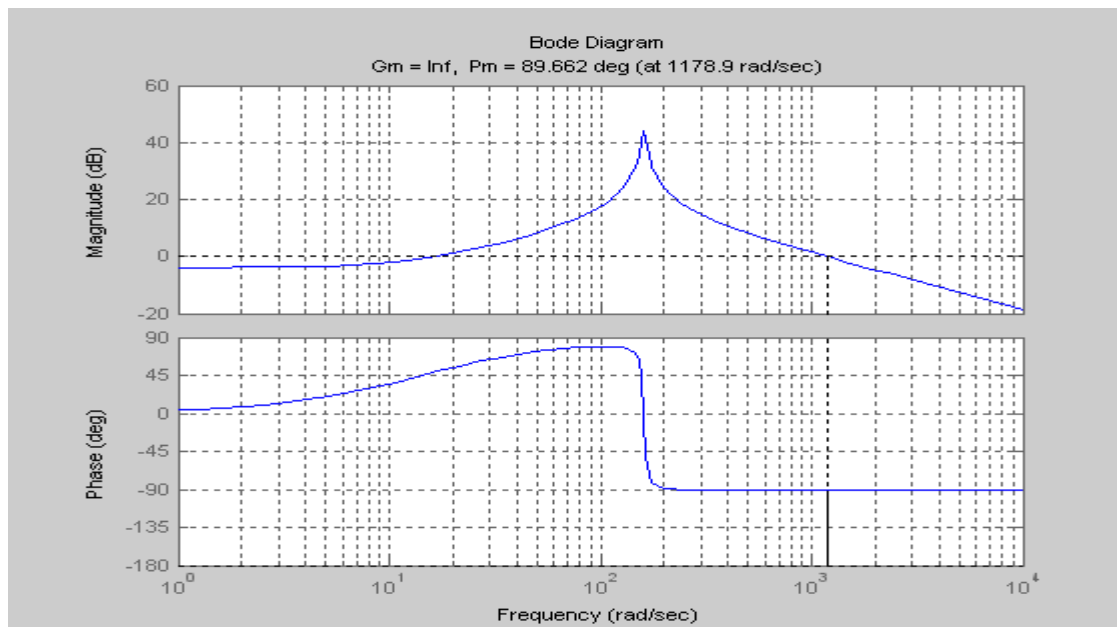
Ce correcteur présente une fonction de transfert du type :

$$K(p) = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i * p} \right)$$

où  $K_p$  est le gain de l'action P

et  $T_i$  est la constante de temps de l'action I.

Le lieu de Bode obtenu sous MATLAB de  $H(p)$  est donné figure 15.

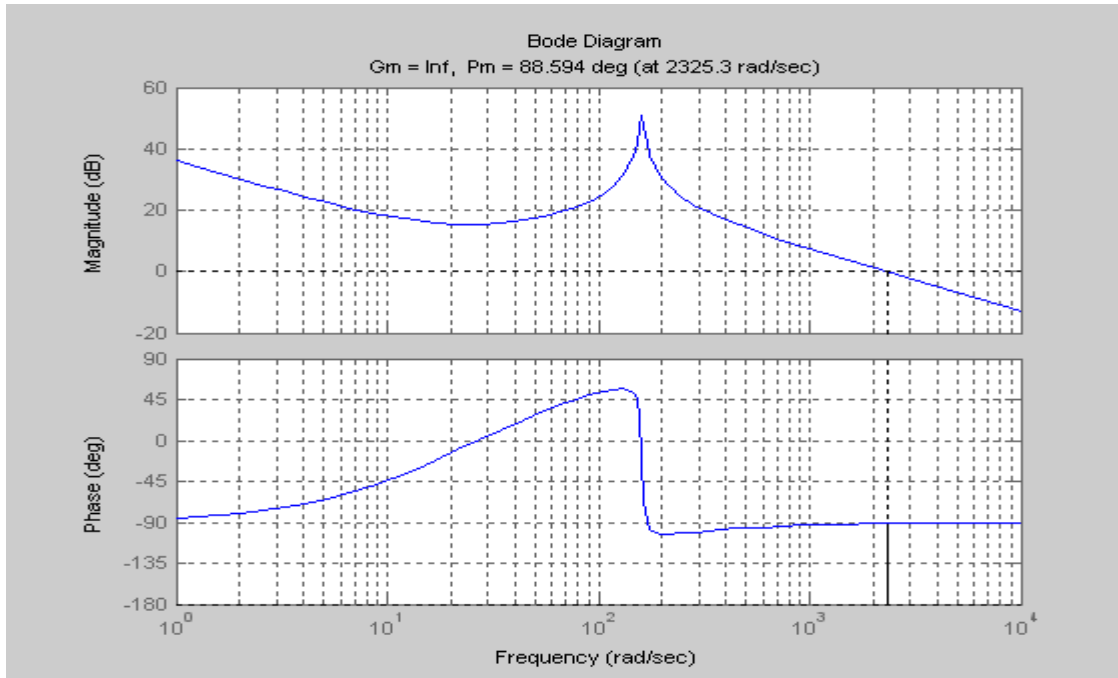


**Figure n°15 : Diagramme de bode de la fonction de transfert**

La valeur minimale de phase étant  $-90^\circ$ , la marge de gain est infinie. La valeur limite de gain est déterminée par des considérations temporelles. Le détail du dimensionnement est donné en annexe. La fonction de transfert du correcteur de courant est la suivante :

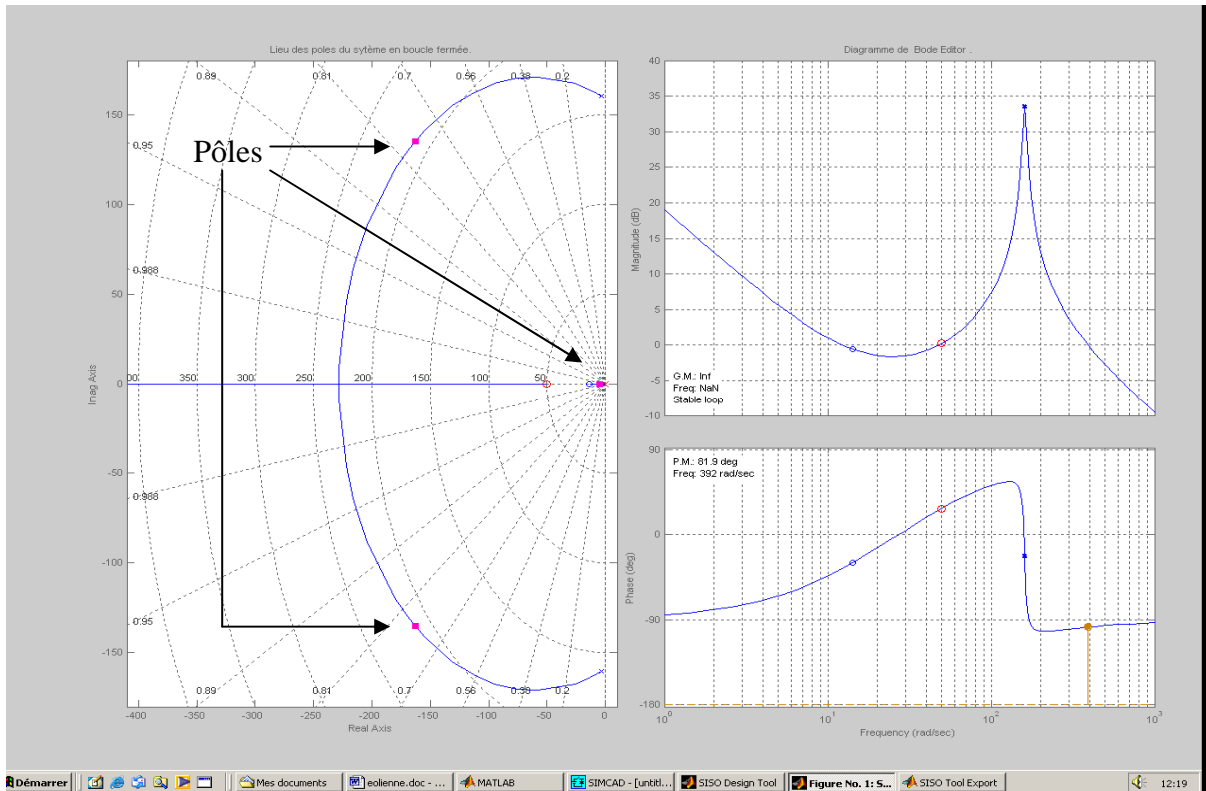
$$K(p) = 2 * \left( \frac{1 + 0.02p}{0.02p} \right)$$

La figure 16 montre que le diagramme de bode du système corrigé n'est pas modifié par le correcteur au voisinage de la pulsation de résonance.



**Figure n°16: Digramme de bode du système avec le correcteur PI ( $K_p=2$  et  $T_i=20$  ms ).**

On peut également vérifier en traçant le diagramme de bode et le lieu des pôles en boucle fermée du système corrigé (cf. figure 17) que les marges de stabilité sont respectées.

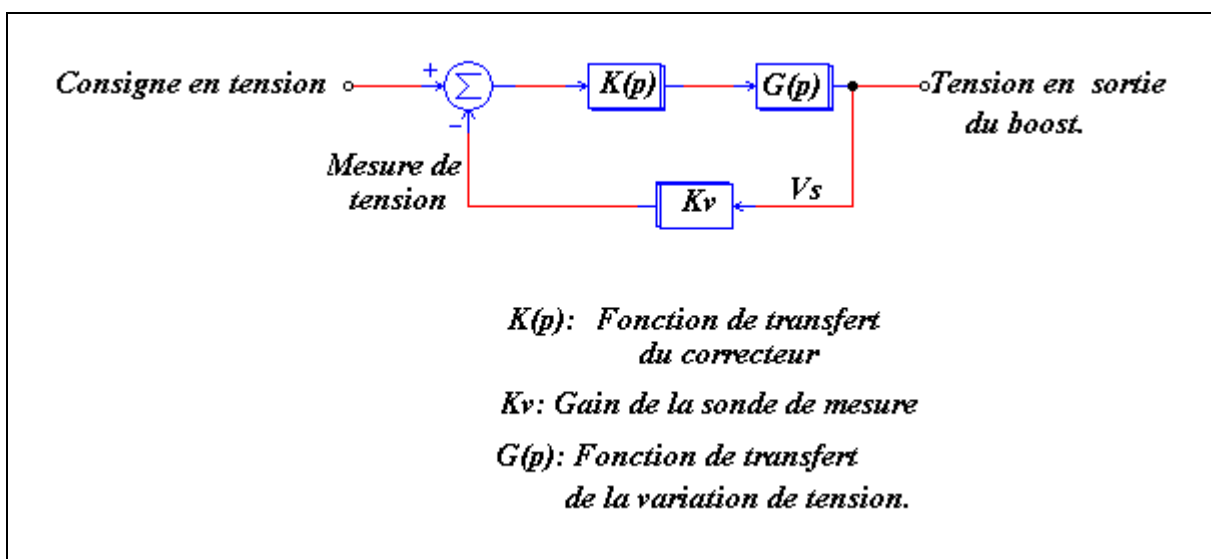


**Figure 17 : Carte des pôles et diagramme de bode en boucle fermée.**

Effectivement, tous les pôles appartiennent au demi plan gauche ( partie réelle négative) : on a donc effectivement la stabilité de la fonction de transfert en boucle fermée.

La valeur de 20 ms a été retenue car elle est plus facilement réalisable. Cependant une valeur supérieure est également envisageable notamment en vue d'une réalisation numérique du correcteur.

## 2. La boucle de tension.



**Figure 18 : schéma de la régulation de tension.**

Nous devons maintenant corriger la fonction de transfert

$$\frac{\partial V_s}{\partial I} = G(p) = \frac{R(1-\alpha)}{2} \frac{\left(1 - \frac{Lp}{R(1-\alpha)^2}\right)}{1 + \frac{RCp}{2}}$$

Nous nous sommes fixé un ordre de grandeur de 5 Volts pour la consigne.

La tension de sortie doit également avoir le même ordre de grandeur. Cela nous a conduit à introduire dans la chaîne de retour un bloc de gain  $K_v = 14.7e-3$ .

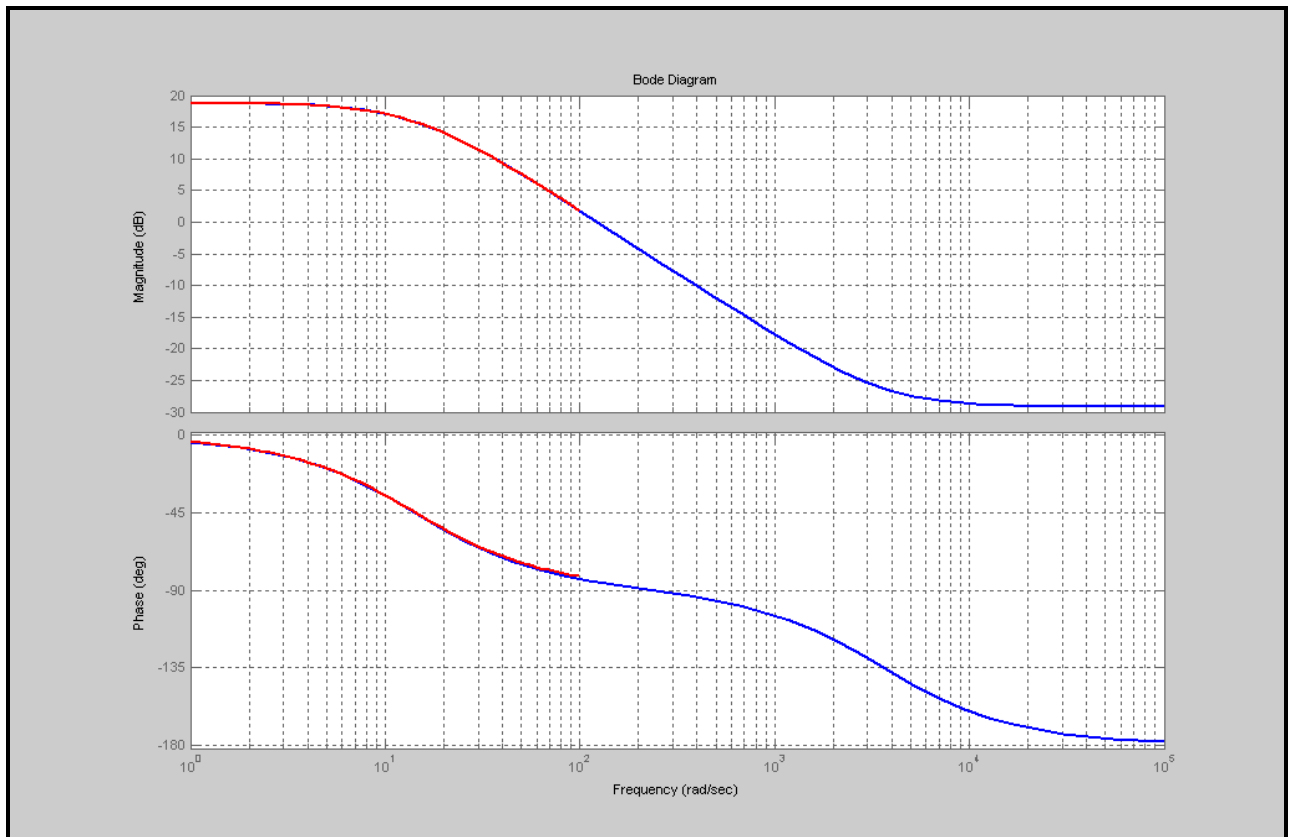
Cette fonction de transfert admet la transmittance suivante :

$G(p) = \frac{-0.0024.p + 8.7519}{1 + 0.07p}$ . Nous pouvons donc la simplifier en négligeant le terme

-0.0024.p. Il vient :  $H(p) = \frac{8.7519}{1 + 0.07p}$



Le tracé du diagramme de bode est donné figure 19.



**Figure n°18 : Diagramme de bode de la boucle de tension**

Nous allons donc corriger la fonction  $H(p) = \frac{8.7519}{1 + 0.07p}$  à l'aide d'un correcteur PI pour les mêmes raisons que pour le correcteur de courant. La fonction de transfert du correcteur trouvée est la suivante :

$$K(p) = 2 * \frac{1 + 0.06p}{0.06p}$$

Le détail du dimensionnement est fournie en annexe.

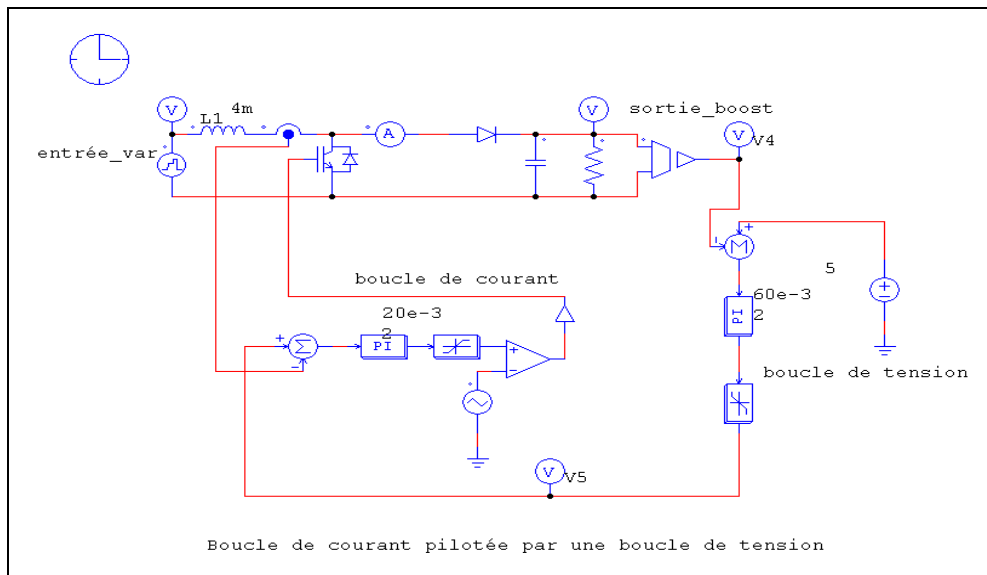
### III.1. Etude de la régulation sur charge résistive

La précédente étude avait établi la nécessité de maintenir le bus capacitif à 331 Volts. On s'assure ainsi du sens du transfert de puissance entre le montage et le réseau.

Nous allons vérifier la robustesse des paramètres de régulation déterminés en simulant une variation brutale de la tension d'entrée. Nous avons pour cela programmé une rampe de tension passant en 2 secondes de 100 à 300 Volts.

Cette rampe correspond à la réponse de l'éolienne à une rafale de vent. L'ondulation résiduelle de la tension en sortie du pont de diodes ainsi que sa variation de fréquence n'a pas été prise en compte car ces paramètres ne sont pas critiques.

Le schéma de cette simulation est le suivant.



**Figure n°22 : Simulation du Boost régulé**

La figure n°12 représente les chronogrammes de la tension de sortie et du courant dans la self.

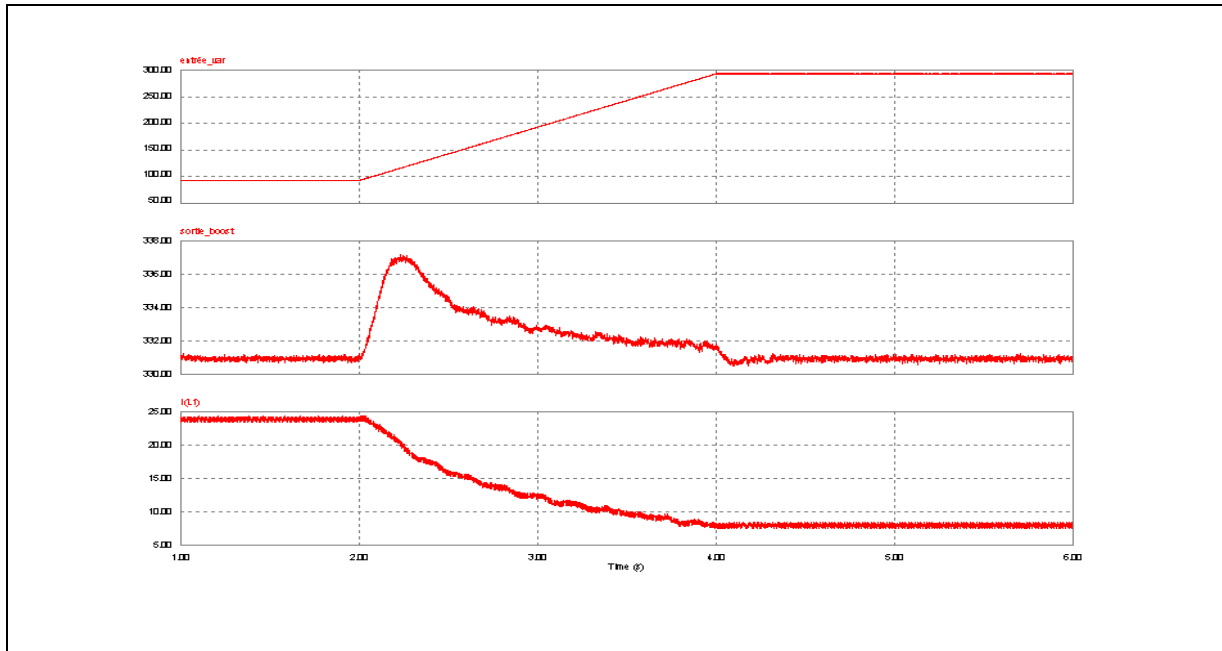
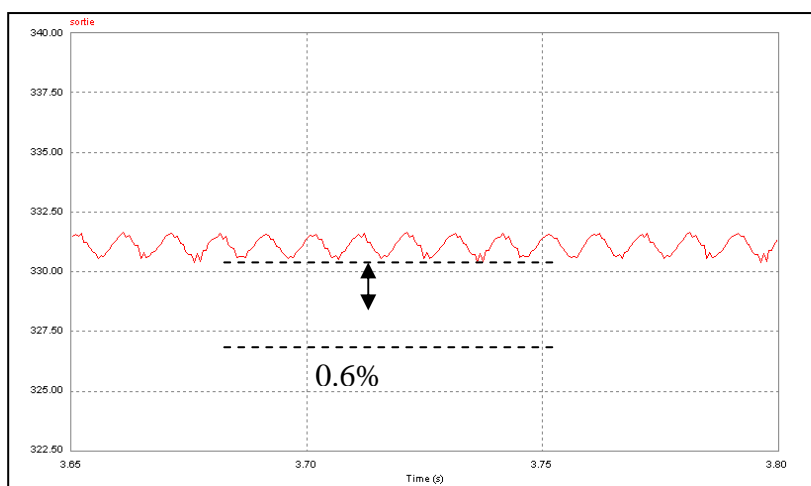


Figure n°23 : Chronogrammes de  $V_e$ ,  $V_s$  et du courant dans la self

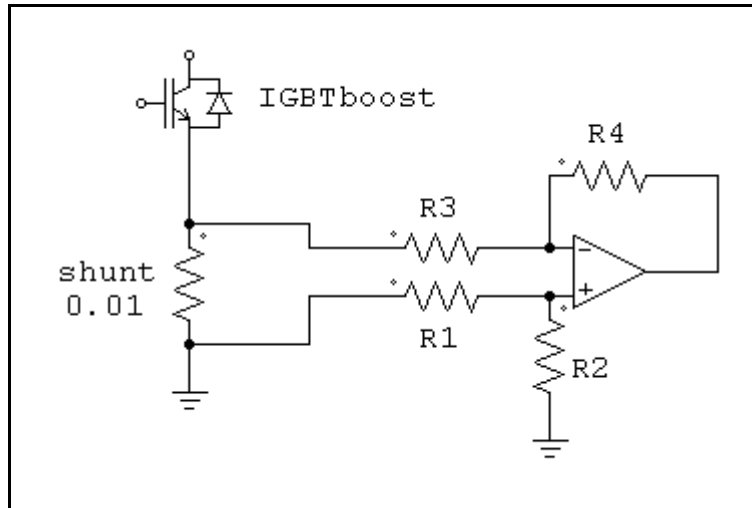
On observe que pour une tension d'entrée constante la tension du bus capacitif est régulée à 331 Volts. La variation de tension à l'entrée engendre un dépassement 1.8%. Le fonctionnement se faisant à puissance constante la valeur du courant dans la self est d'autant plus faible que la tension d'entrée est importante. La simulation est donc cohérente. Le chronogramme est un zoom de la tension en sortie du boost. Il permet d'apprécier le taux de régulation en ligne.



Le régulateur déterminé assure donc un taux de régulation dynamique de 1.8% et un taux de régulation en ligne de 0.6%.

#### IV.2.2. Mesure de courant

La mesure de courant se fait en utilisant un shunt. Cette méthode a été retenue pour son caractère économique.



*Figure n°24 : Schéma de principe de la mesure de courant*

Le choix du shunt se fait de manière à ce qu'il dissipe le minimum de puissance sur la carte afin de ne pas perturber la mesure.

Le courant circulant dans le shunt peut varier de quelques ampères à 20 ampères maximum. Un shunt de  $0.01 \Omega$  dissipera une puissance de 4W maximum.

Notre choix s'est donc fixé sur un shunt de  $0.01\Omega$  qui peut dissiper jusqu'à 5W.

La tension aux bornes du shunt évolue d'une valeur minimale de 10 mV à une valeur maximale de 200 mV pour le passage d'un courant de 1A à 20A

Le shunt est placé sur la ligne de masse entre la source de l'IGBT du boost et la borne négative de l'alimentation.

Il s'agit d'une mesure différentielle : nous allons mesurer la différence de potentiel aux bornes du shunt. On s'affranchit ainsi des problèmes de perturbation par impédance commune.

En outre l'emplacement du shunt permet de ne pas renvoyer sur les entrées de l'amplificateur des tensions trop élevées qui pourraient le détruire.

On démontre en faisant l'hypothèse que l'amplificateur est parfait, que la tension en sortie de l'amplificateur vérifie la relation suivante :

$$V_s = \frac{R_2}{R_1} V_{shunt} \quad (\text{si les conditions } R_1 = R_3 \text{ et } R_2 = R_4 \text{ sont vérifiées})$$

Ces résistances aussi sont donc des résistances de précision dont les valeurs ont été calculées comme suit :

$$V_s = \frac{R_2}{R_1} * V_{shunt} = 0.14 * I_L \quad V_{shunt} = R_{shunt} * I_L$$

$$R_{shunt} * \frac{R_2}{R_1} = 0.14 \Rightarrow \frac{R_2}{R_1} = 14 \Rightarrow R_2 = 280 \text{ K}\Omega \text{ Et } R_1 = 20 \text{ K}\Omega$$

La valeur de 280 K $\Omega$  pour  $R_2$  est réalisée en mettant deux résistances en série (270K $\Omega$ +10K $\Omega$ ) à cause des valeurs normalisées.

L'amplificateur choisi doit également avoir une valeur de slew rate suffisamment importante pour pouvoir transmettre toutes les variations de courant.

Nous avons donc calculé la vitesse maximale de variation du courant dans la self. Ainsi on

sait que  $\frac{dI_L}{dt} = \frac{V_S - V_E}{L} \Rightarrow \left(\frac{dI_L}{dt}\right)_{MAX} = \frac{V_S}{L} = \frac{331}{4.10^{-3}} \approx 0.083 \text{ V}/\mu\text{s}$

Il faut en outre que le composant ait une valeur de T.R.M.C la plus élevée possible (taux de réjection de mode commun). Nous avons choisi le NE5534A amplificateur faible bruit de TEXAS INSTRUMENT qui répondait à toutes ces spécifications.

Le schéma de structure du bloc de mesure est le suivant :

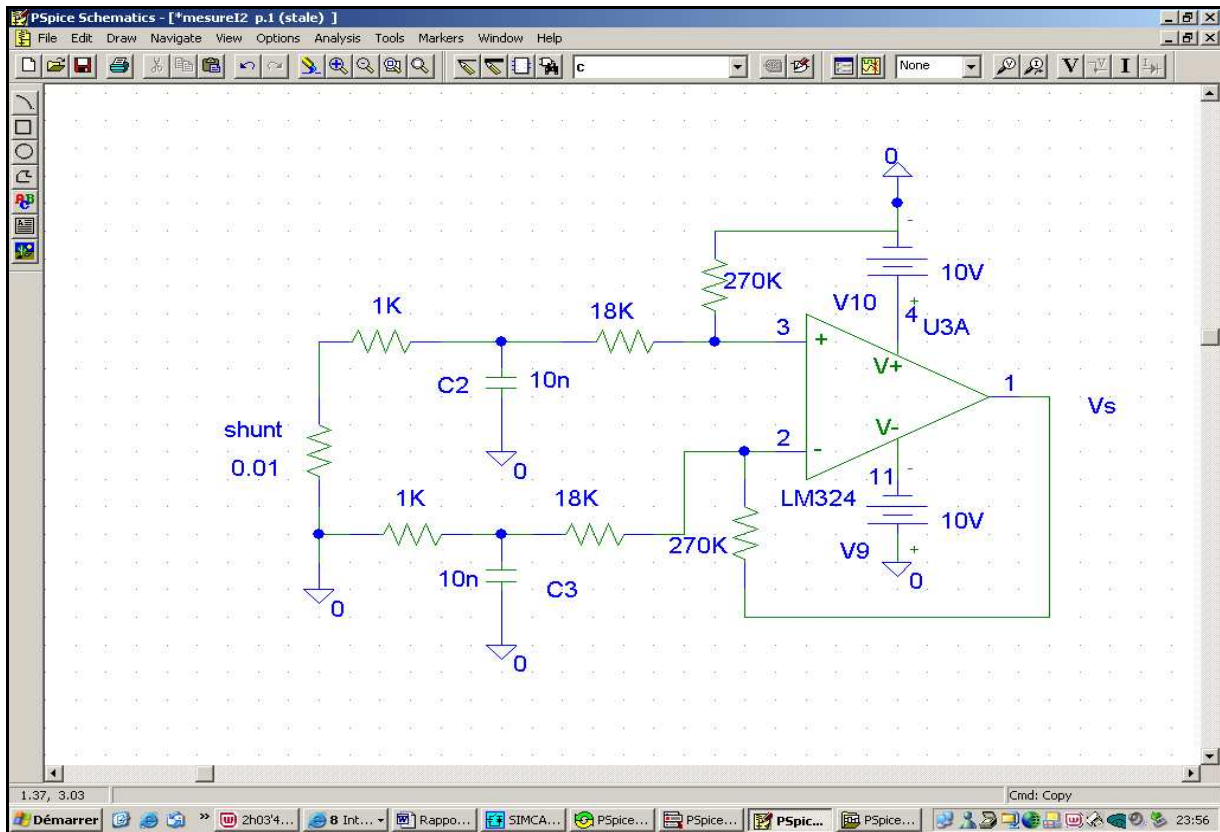


Figure n°25 : Schéma structurel du bloc de mesure courant

Les valeurs des résistances ont été optimisées après simulation sous SPICE.

Les condensateurs C2 et C3 ont le même rôle que le condensateur C1 en mesure de tension, c'est à dire la limitation des ondulations en HF et le filtrage du signal de mesure. Ils

constituent en effet des filtres passe-bas de fréquence de coupure  $f_c = \frac{1}{2\pi \cdot 10k \cdot 10nF} = 1.6 \text{ kHz}$

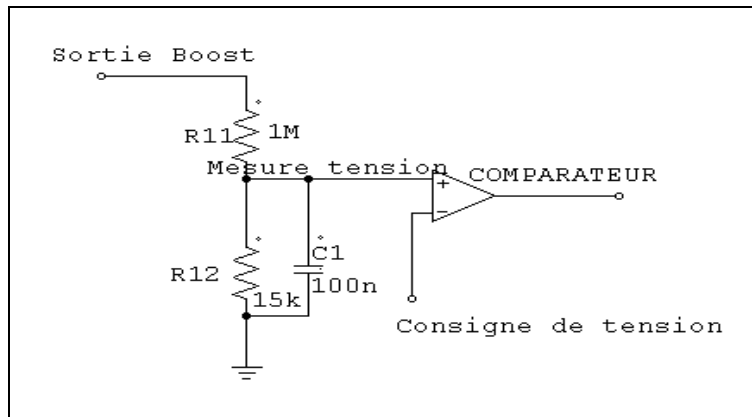
On vérifie que cette fréquence est inférieure à la fréquence de découpage (3 KHz) tout en étant supérieure à la bande passante en boucle fermée de la boucle de courant (500Hz)

#### IV.2.1. Mesure de tension

La mesure de tension à la sortie du hacheur se fait par pont diviseur, la tension mesurée est multipliée par un gain de  $14.7 \cdot 10^{-3}$  ensuite la valeur obtenue est comparée à une tension de référence.

Le pont diviseur est composé de deux résistances, l'une d'une valeur de 1 MΩ et l'autre de 15 KΩ. Le condensateur C1 de 100 nF est utilisé pour filtrer les signaux de mesure et limiter les ondulations hautes fréquences en ne gardant que l'enveloppe du signal.

La figure n°20 explicite cette méthode de mesure.

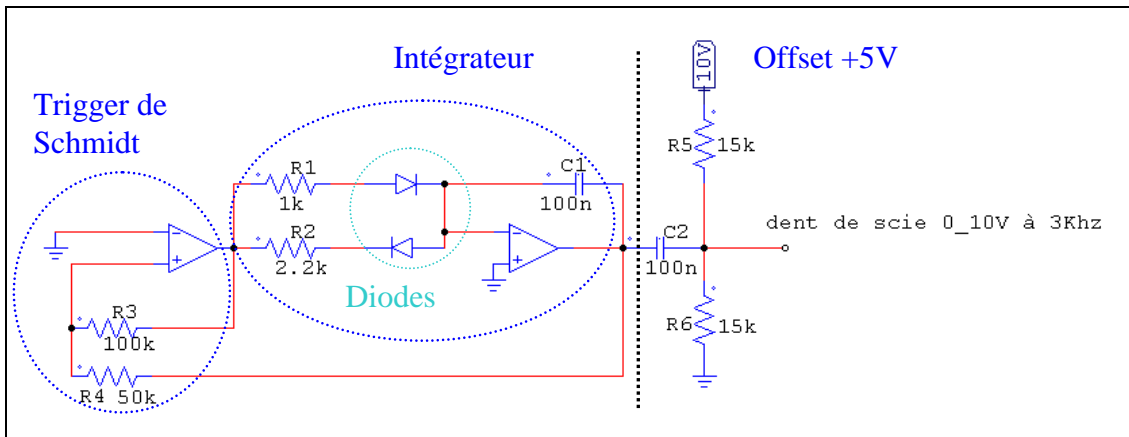


*Figure n°26 : Schéma du pont de mesure de tension*

#### IV.2.5. Génération des signaux de commande et résultats des tests

La commande MLI du transistor s'élabore en comparant un signal en dents de scie au signal issu de la boucle de courant.

L'oscillateur composé d'un trigger de Schmidt et d'un intégrateur doit générer un signal triangulaire de fréquence 3 kHz et d'amplitude comprise entre -5 V et + 5 V. Le schéma ci-dessous présente le montage utilisé.



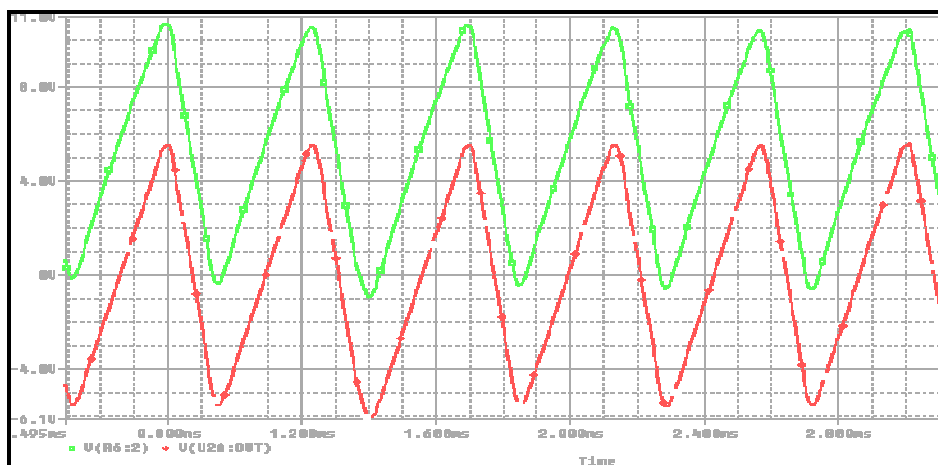
**Figure n°28 : Montage oscillateur.**

Le trigger est un montage astable qui fournit une tension de sortie comprise entre  $+V_{sat}$  et  $-V_{sat}$  soit ici une tension comprise entre  $-10V$  et  $+10V$  puisque le montage est alimenté entre  $-10V$  et  $+10V$ .

Un deuxième étage constitué d'un intégrateur sert à obtenir une tension triangulaire par intégration du signal carré. Le couple de résistance  $R3$  et  $R4$  permet de fixer l'amplitude du signal triangulaire et donc d'avoir un signal triangulaire compris entre  $-5V$  et  $+5V$ . Les résistances  $R1$  et  $R2$  associées au condensateur permettent de régler la fréquence de ce signal. Les diodes ont surtout un rôle d'aiguillage. Lorsque le signal carré est à l'état haut ( $+10V$ ), le condensateur se charge par l'intermédiaire de  $R1$  et  $D1$  avec une constante de temps  $\tau = R1 * C$ . Pour la phase suivante, signal carré à l'état bas ( $-10V$ ) le condensateur se décharge au travers de  $R2$  et  $D2$  avec une constante de temps différente  $\tau = R2 * C$ . Le dernier étage permet d'ajouter un offset de  $5V$  afin d'avoir un signal triangulaire en forme de dent de scie compris entre  $0$  et  $10V$ .

On démontre que la fréquence de la dent de scie est liée aux valeurs des composants du montage par la relation suivante :

La simulation sous spice donne les résultats suivants.

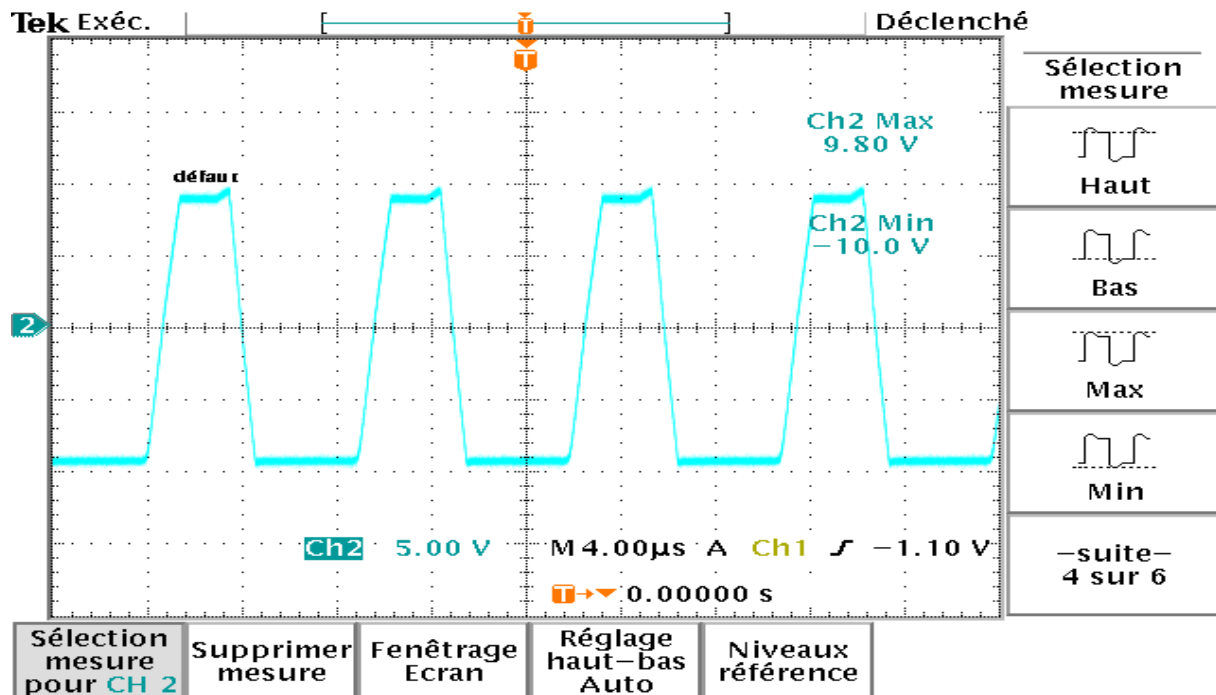




**Figure 29 : Chronogrammes issus de la simulation du générateur de dent de scie**

L'amplitude et la forme des signaux sont respectées. La fréquence des signaux retournés par simulation vaut alors 3 kHz. Il convient donc de mettre des potentiomètres en lieu et place des différentes résistances.

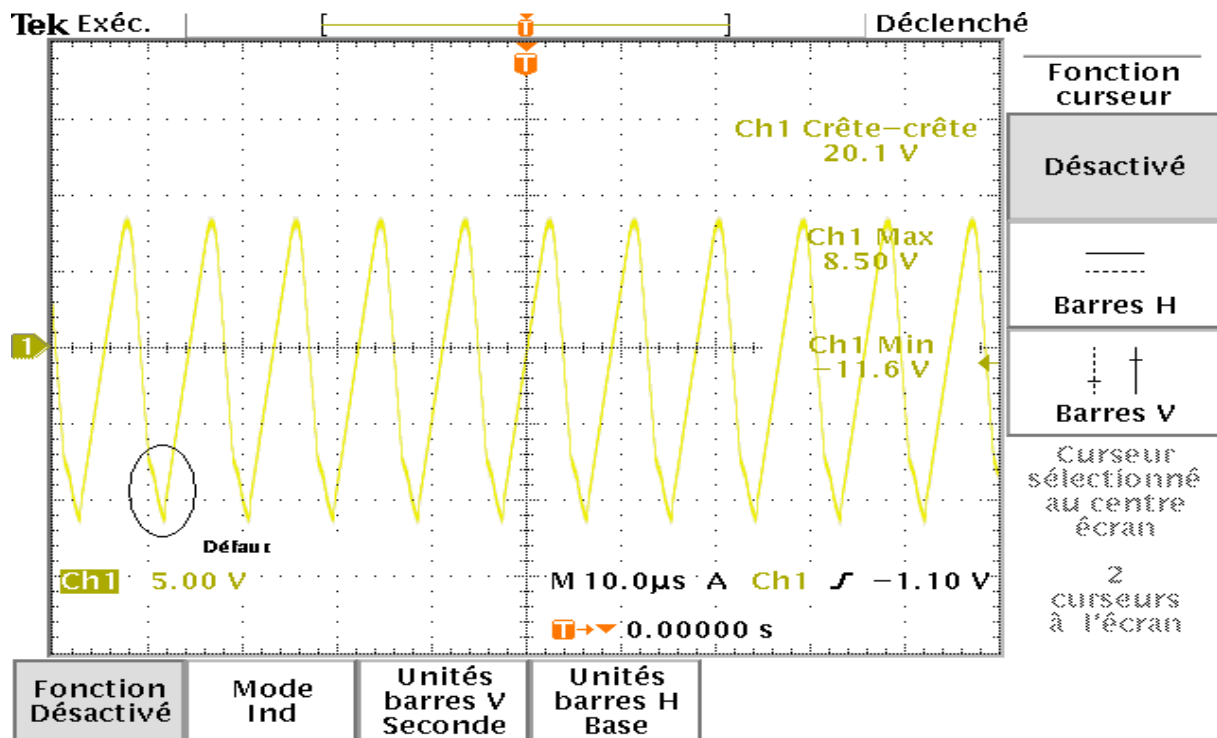
Le montage a été testé en pratique car une première carte du montage complet, réalisée il y a deux ans, a été tirée. Les résultats sur le module oscillateur sont donnés ci-dessous.

**Figure n°30 : Signal carrée issue de la carte.**

On remarque :

- que le signal n'est pas symétrique puisque les valeurs hautes et basses sont différentes. De plus le signal n'est pas carré mais pratiquement trapézoïdal.
- Une déformation au niveau du palier haut du signal.
- La durée à l'état bas est plus grande que celle à l'état haut donc le rapport cyclique est différent de 0.5 ce qui ne correspond pas au fonctionnement attendu.

En ce qui concerne le signal triangulaire, on obtient les résultats suivants :



**Figure 31 : signal triangulaire issu de la carte.**

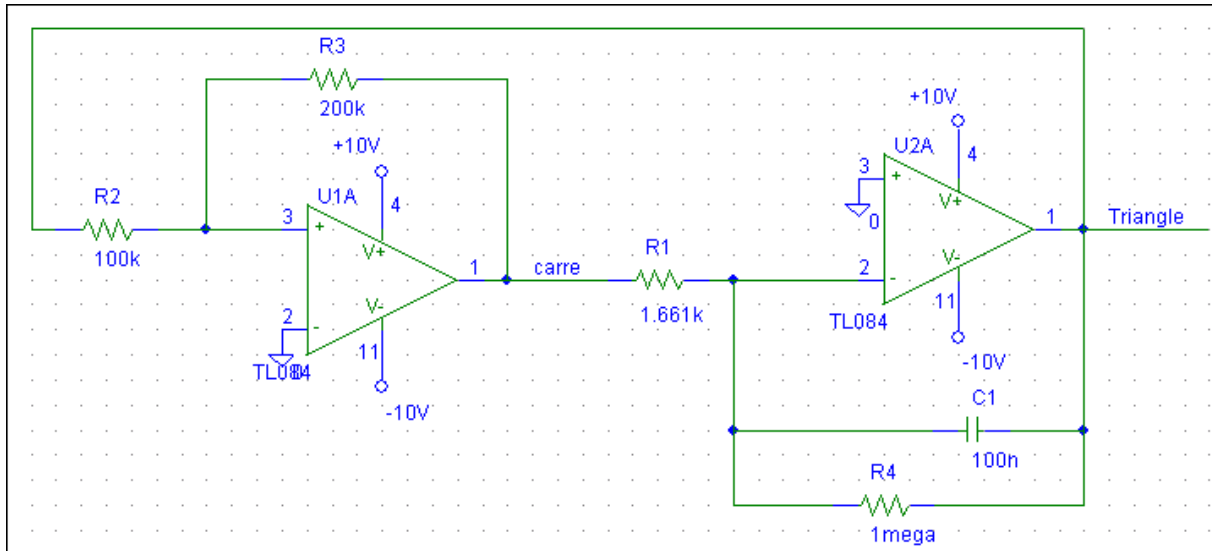
Le résultat n'est pas conforme à ce qui était attendu. Le signal est anormalement déformé, la cause principale en est la diode.

### **Conclusion sur le module oscillateur :**

Le fonctionnement de l'oscillateur n'est pas respecté et ne donne pas satisfaction. Il faut donc revoir le dimensionnement et la structure de celui-ci.

### **Modifications :**

J'ai opté pour un montage astable classique. Le montage repose sur le même principe hormis la présence des deux diodes. La structure de base est donnée ci-dessous.



***Figure n° : Montage oscillateur***

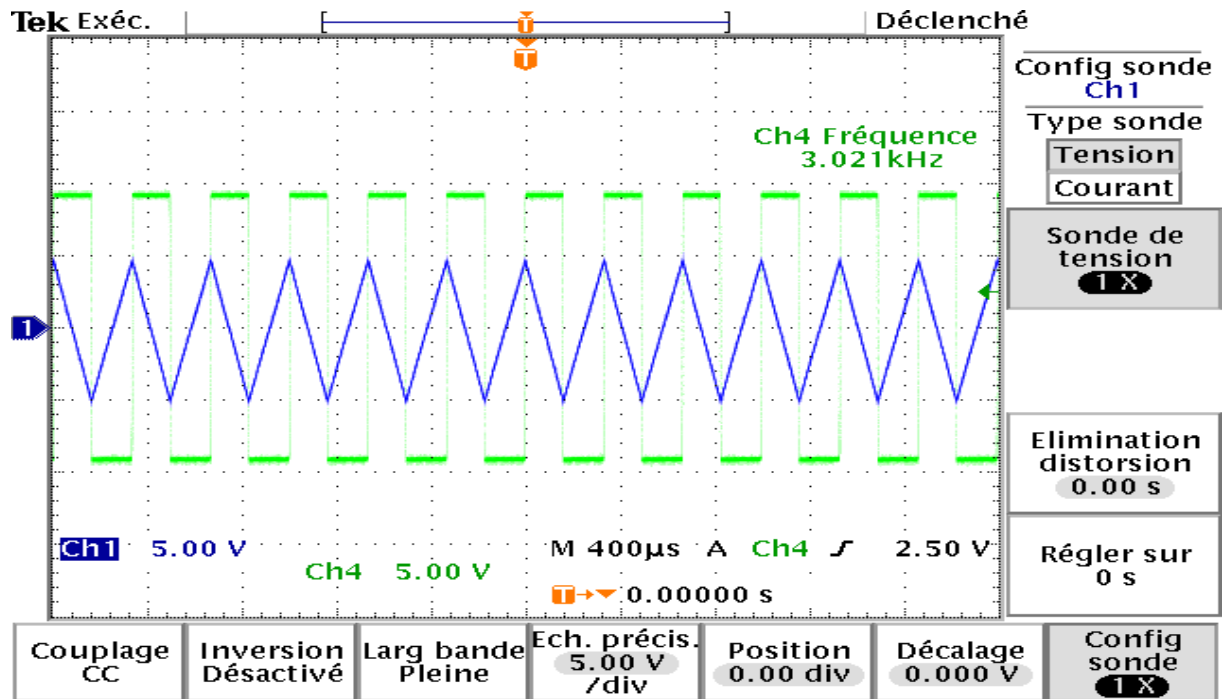
La simulation du montage sous Pspice donne les chronogrammes suivant :



***Figure n° : Signal carré et signal triangulaire.***

Les résultats issus de la simulation donne entière satisfaction puisque les résultats sont conformes à la théorie.

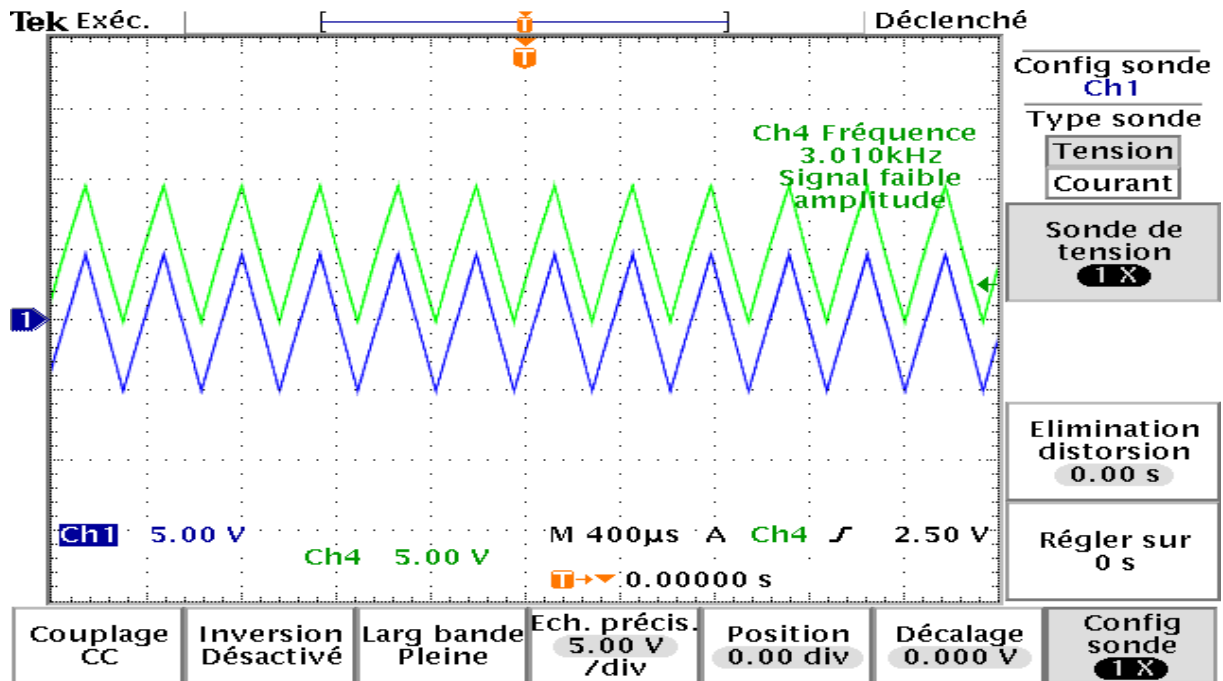
Les tests du module oscillateur donnent les résultats suivants :



**Figure : Chronogrammes des signaux de l'oscillateur (ch1 : signal triangulaire, ch4 : le signal carré).**

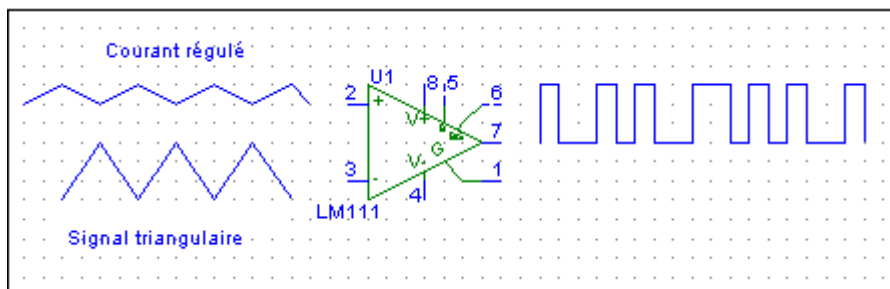
Les résultats sont conformes à ce qui était attendu. La fréquence, les amplitudes sont bien respectées. C'est donc ce montage que nous allons utiliser dans la nouvelle carte.

Le chronogramme ci-dessous représente le signal triangulaire et l'ajout d'un offset venant valider la structure complète du module oscillateur.



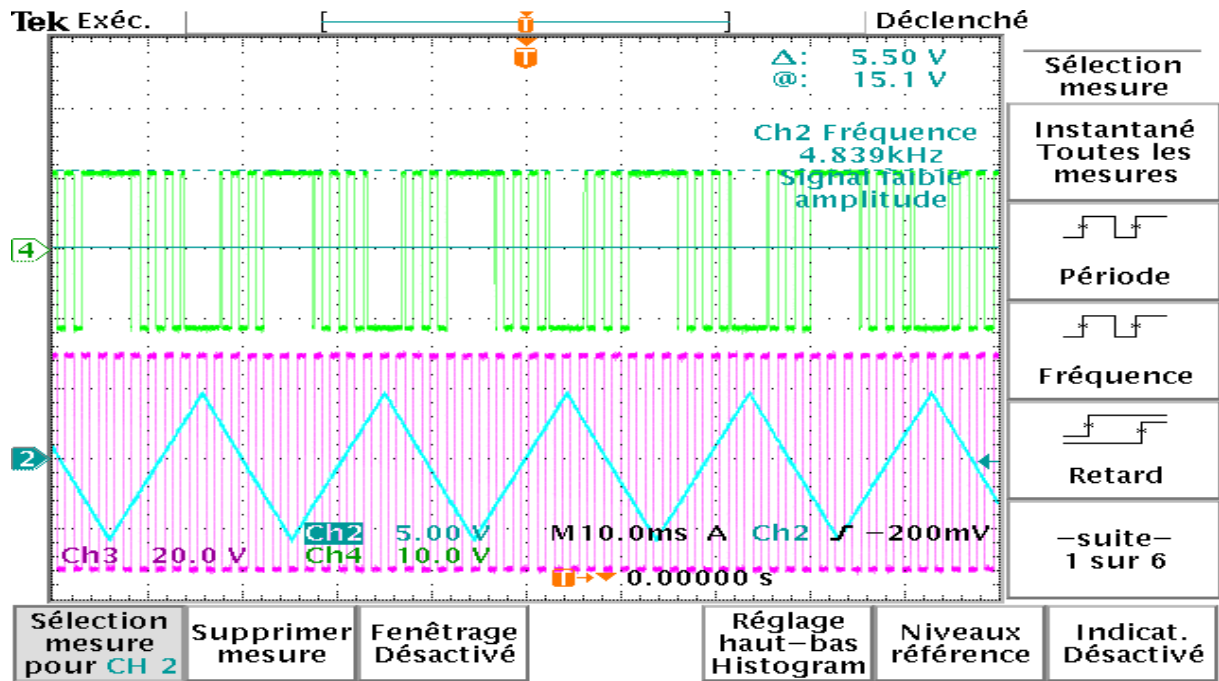
***Figure : chronogramme du signal triangulaire et de l'offset.***

Le module d'élaboration du signal MLI de commande du transistor du hacheur Boost. La commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) est générée par la comparaison du signal triangulaire issue de l'oscillateur avec la sortie de la régulation de courant. Le signal ainsi élaboré permet de commander le transistor du hacheur Boost.



***Figure : Principe de la modulation par largeur d'impulsion.***

Le test pratique sur la nouvelle carte donne le résultat suivant.



**Figure : chronogramme de la commande MLI.**

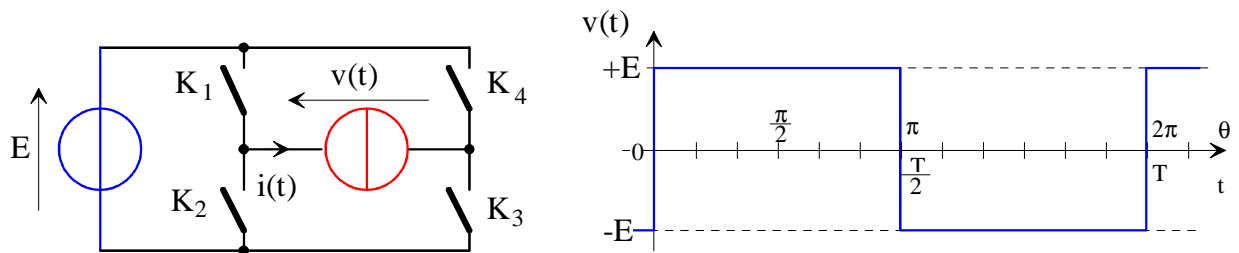
Le test a donné satisfaction puisqu' il permet de générer un signal de commande modulé en largeur.

Partie onduleur.

### 1. Objectif.

Il s'agit ici d'étudier un onduleur de tension monophasé destiné à fabriquer une tension alternative sinusoïdale 220V/50 Hz à partir d'une tension continue. La tension continue est issue de la sortie du hacheur élévateur régulé en tension et en courant.

### 2. Principe de fonctionnement.



**Figure n° : Schéma de principe d'un onduleur .**

#### Description sommaire du fonctionnement :

. De 0 à  $\alpha T$  : on commande les interrupteurs K1 et K3. la loi des mailles appliquée au circuit donne  $v(t)=E$ .

. De  $\alpha T$  à T : les interrupteurs K2 et K4 sont commandés et on obtient ainsi  $v(t)=-E$ .

Le signal de sortie v(t) est donc un signal carré symétrique d'amplitude variant de  $-E$  à E.

### **3. Réalisation de la partie commande.**

La stratégie de commande dépend du résultat que l'on veut obtenir.

Dans le cas du projet éolien, le but est de pouvoir réinjecter dans le réseau une tension sinusoïdale d'amplitude 220 V et de fréquence 50 Hz.

Pour cela, il faut concevoir une stratégie de commande des interrupteurs.

Lorsque deux interrupteurs de puissance sont situés sur un même bras de commutation, il est nécessaire que leur commande soit toujours complémentaire de manière à ne pas avoir les

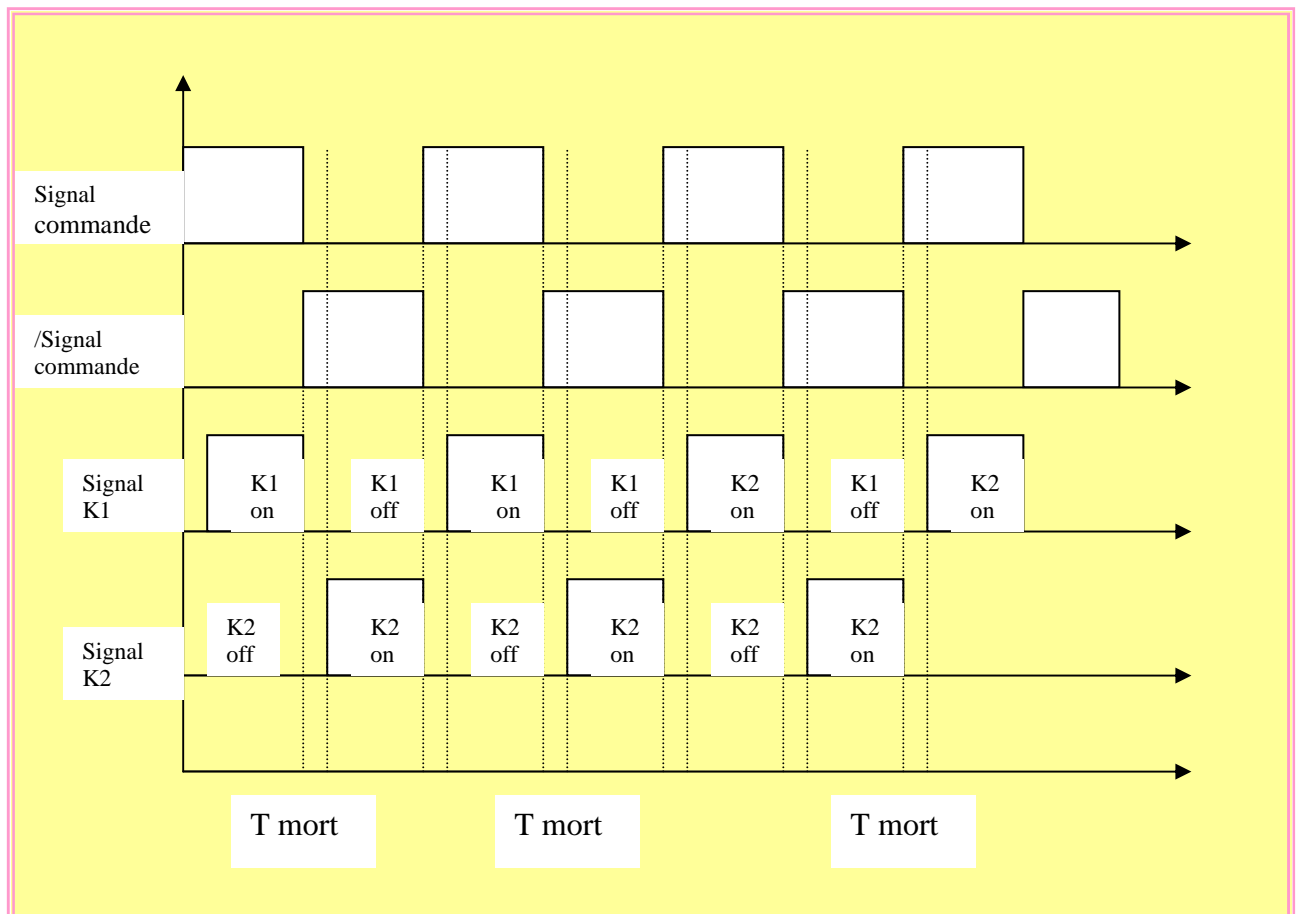
deux interrupteurs statiques commandés simultanément. Ceci provoquerait un court-circuit sur l'alimentation qui entraînerait rapidement la destruction d'un des interrupteurs.

D'autre part, une simple commande complémentaire des deux signaux ne suffit pas car il faut tenir compte des vitesses de fermeture et d'ouverture de l'interrupteur. Il faut donc dans ce cas insérer ce que l'on appelle des temps morts dans la commutation, de manière à ce que l'ordre d'ouverture de l'interrupteur qui était en conduction soit effectif avant la fermeture de celui qui doit entrer en commutation.

Les temps morts sont liés à la technologie employée. Plus la technologie utilisée est efficace et plus le composant a des vitesses de fermeture et d'ouverture rapide et donc les temps morts nécessaires seront moins importants.

Les temps morts pour une technologie moyenne sont de l'ordre de 2 micros secondes.

Le principe des temps morts est donné figure.



**Figure : Principe de la génération des temps morts.**



Il existe plusieurs types de stratégies suivant les besoins et les moyens .

Je propose deux solutions .

### **1. Stratégie numéro 1.**

La stratégie consiste à créer deux signaux :

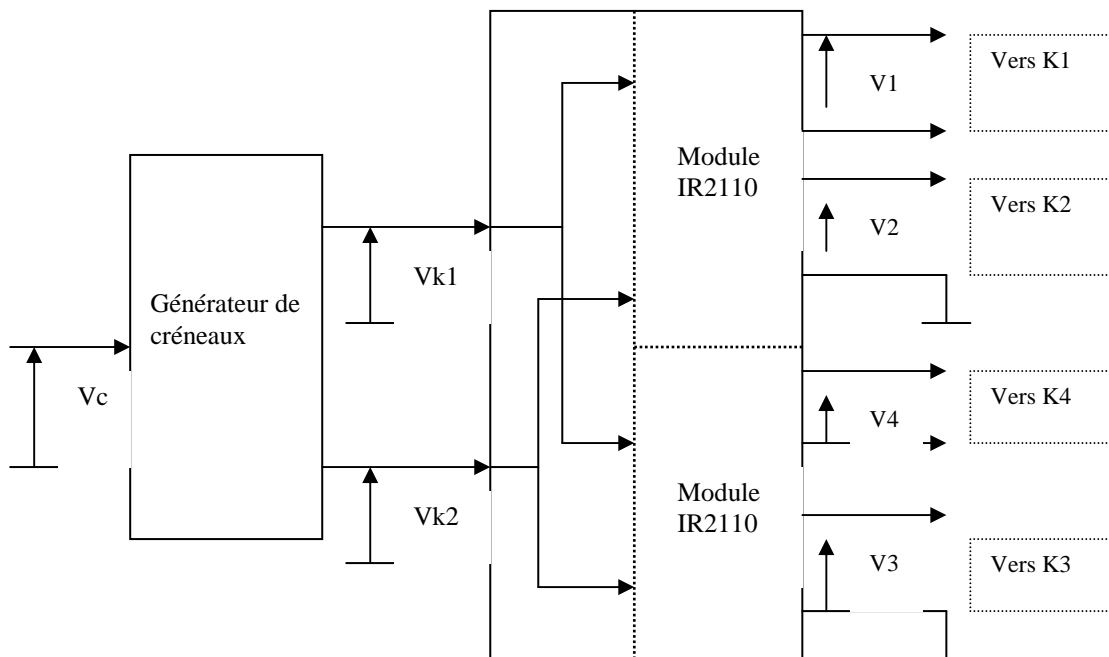
- un signal de référence réglable continue.
- Un signal triangulaire de fréquence variable et très élevée de l'ordre de 10kHz appelé porteuse. Ces deux signaux sont comparés. Le résultat de la comparaison sert à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance.
- Gestion des temps morts.

Réalisation des signaux de commande de l'onduleur.

L'entrée du générateur de signaux de commande est une tension continue  $V_c$  pouvant varier de -14 V à +14 V. Ses quatre sorties sont les tensions de commande des quatre transistors IGBT de l'onduleur voir figure et). Le générateur est constitué de deux sous ensembles :

- Le premier est un générateur de créneaux qui a pour entrée  $V_c$ . Il délivre deux tensions  $V_{k1}$  et  $V_{k2}$ . Lorsque  $V_{k1}$  est à l'état haut les transistors K1 et K3 sont commandés. De même, lorsque  $V_{k2}$  est à l'état haut les transistors K2 et K4 sont commandés.
- Le deuxième sous ensemble permettra de réaliser l'adaptation de niveau permettant de commander les transistors K1 et K4. En effet, la borne – de l'alimentation de puissance ( $V_e$ ), à laquelle sont reliées les sources des transistors K3 et K2, est reliée à la masse de la commande. K3 et K2 peuvent donc être commandés par des tensions référencées par rapport à cette masse. Par contre, les transistors K1 et K4 ne peuvent être commandés par des tensions référencées à la masse car leurs sources n'y sont pas reliées.

Il existe plusieurs montages qui permettent une isolation galvanique plus ou moins complexe et onéreuse. Citons par exemple l'isolation par optocoupleur.



**Figure : synoptique du IR2110.**

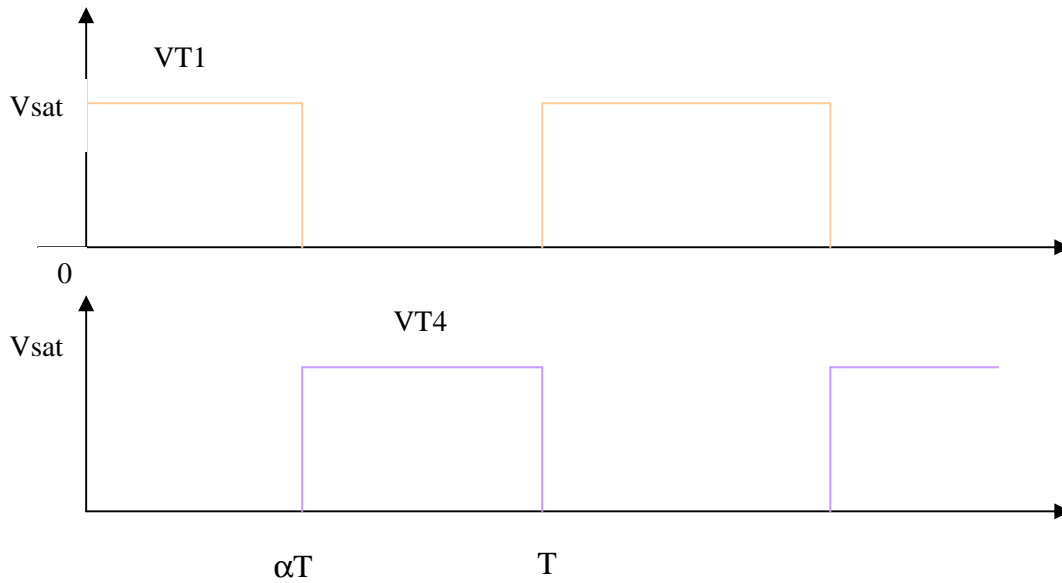
J'ai opté pour le circuit IR2110 voir figure ci-dessus. Il est composé de deux modules identiques et d'un système de type push pull permettant le décalage de niveau et d'assurer ainsi la bonne commande des transistors K1 et K4. Le détail de ce circuit est fourni en annexe. Simplement pour ce qui nous intéresse et sans trop rentrer dans les détails, la figure présente un synoptique simplifié de fonctionnement du circuit IR2110 dans sa mise en œuvre.

Pour simplifier l'étude, je ne m'intéresse qu'à la commande du demi pont constitué par les transistors K4 et K3 car la tension qui alimente K4 est la même que celle de K2 et de même la tension qui alimente K3 est la même que celle de K1.

Figure : schéma demi pont et IR2110

Description sommaire du fonctionnement :

- 0 à  $\alpha T$  :  $V_{k1}$  est au niveau haut ,  $V_3$  est donc au niveau haut, le transistor T3 conduit, la tension à ses bornes est nulle. Le condensateur  $C_b$  se charge par l'intermédiaire de  $D_b$ ,  $R_b$  et T3. En fin de charge la tension aux bornes de  $C_b$  est  $V_1$  proche de 15 V. Pendant cette phase, T4 est bloqué car  $V_4$  est au niveau bas.
- De  $\alpha T$  à  $T$  : T3 est bloqué et T4 est commandé, l'énergie stockée dans le condensateur alimente l'ensemble décalage de niveau et amplification de courant.



**Figure : signaux de commande VT1 et VT4. Le temps mort n'est pas représenté. Le rapport cyclique  $\alpha$  peut varier de 5 % à 95%.**

### **Génération des créneaux.**

- **Génération d'une tension triangulaire.**

Pour générer une tension triangulaire, nous utiliserons le montage de la figure page .  
Je rappelle qu'il s'agit d'un trigger de Schmidt suivi d'un intégrateur.

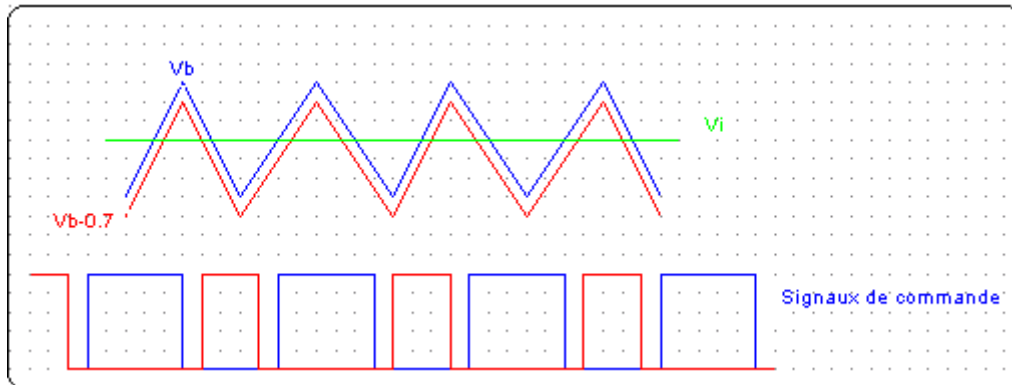
### **Génération de deux créneaux complémentaire avec temps morts.**

Pour éviter la conduction simultanée des deux transistors d'un même bras de pont par exemple T1 et T2, un temps mort est introduit entre le blocage d'un transistor et la mise en conduction de l'autre.

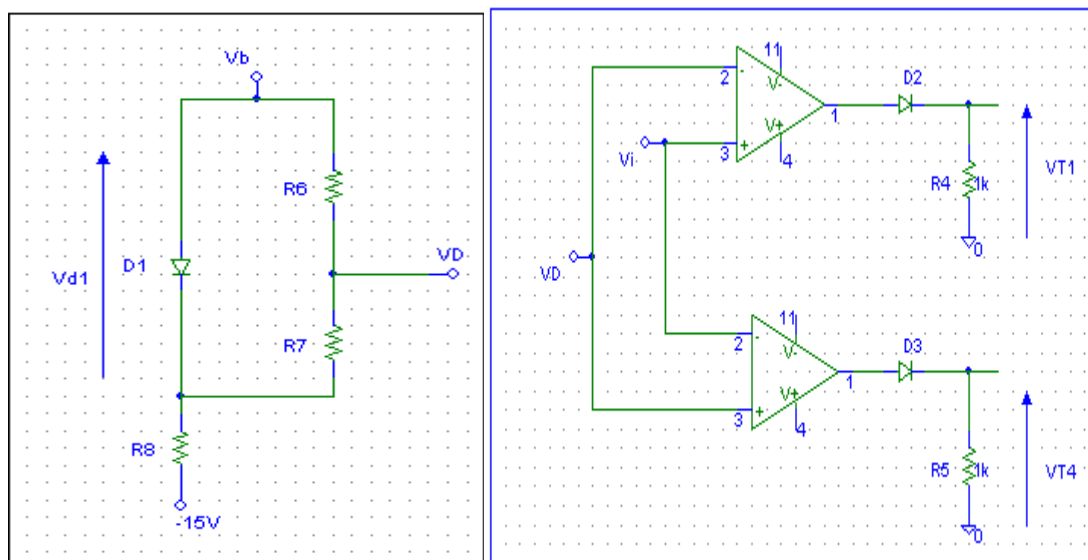
Le montage ci-dessous permet de réaliser cette fonction.

En entrée du montage, on a la tension triangulaire  $V_b$  issue de l'étude précédente.

L'idée de ce montage est que pour réaliser deux signaux complémentaires issus de la comparaison d'un même signal triangulaire et d'une tension fixe il suffit de décaler en amplitude le signal triangulaire et de le comparer avec la tension fixe. Le schéma ci-dessous présente cette idée.



**Figure : Principe de génération des signaux de commande de l'onduleur.**



**Figure : Montage électrique permettant de créer un temps mort.**

**Solution 2 :**

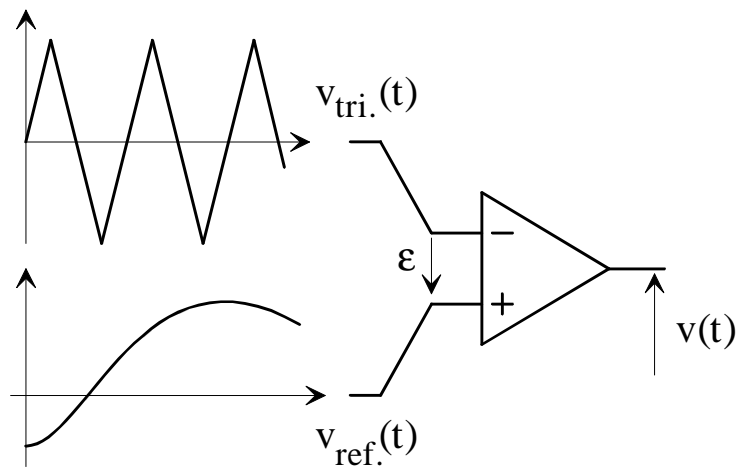
On va utiliser le principe de la modulation par largeur d'impulsion.

**Stratégie de commande :**

On crée deux signaux :

- Un signal sinusoïdal appelé référence  $V_{ref}$ . Ce signal est de fréquence fixe et dépend du mode d'utilisation. Dans le cas présent, il s'agit d'injecter un signal sinus de fréquence 50 Hz.
- Un signal triangulaire de fréquence très élevée (la fréquence de 5 kHz a été retenue) appelé porteuse  $V_{port}$ .

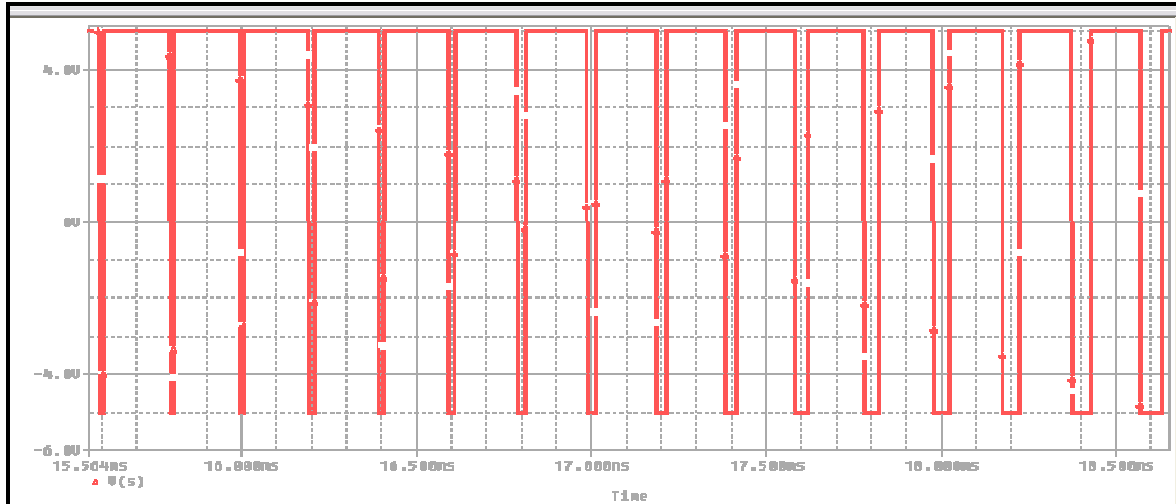
Ces deux signaux sont comparés. Le résultat de la comparaison sert à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance.



**Figure n° 10 : Principe de réalisation d'une commande MLI[2]**

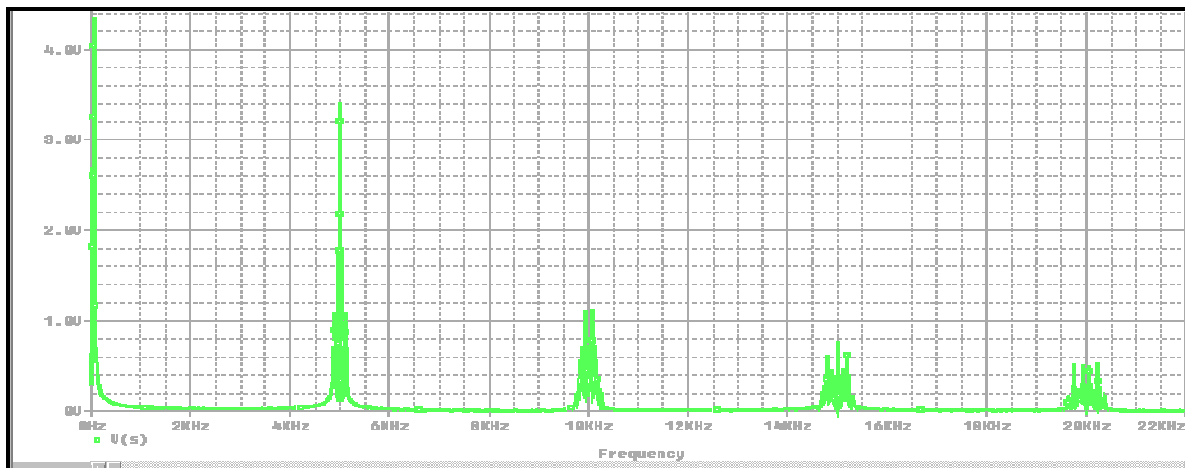
La tension triangulaire est obtenue grâce à un amplificateur opérationnel monté en intégrateur et attaqué par un signal carré de période 200 $\mu$ s et de rapport cyclique 1/2 (soit une fréquence découpage de 5 kHz).

Il génère donc un signal en dent de scie d'amplitude crête à crête 10 Volts (avec un offset). La dent de scie est comparée avec une sinusoïde d'amplitude 4.5 V et un offset ajusté pour rendre possible la comparaison.



**Figure n° 11 : Formes d'onde en modulation de largeur d'impulsion**

En appliquant la FFT à la tension de sortie on obtient le spectre de la figure 12. Celui fait apparaître le fondamental à 50 Hz et des harmoniques constituées de raies à des fréquences centrées autour des multiples de la fréquence découpage (5 kHz)



**Figure n° 12 : Spectre du signal MLI**

**Conclusion :**

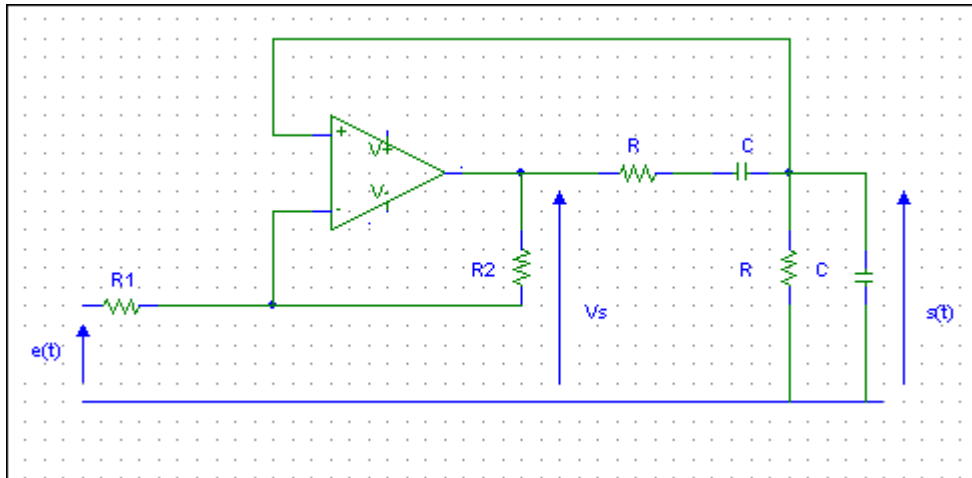
L'étude du spectre de la tension de sortie montre que l'on obtient un fondamental dont la fréquence et l'amplitude dépendent de celles de la référence et des harmoniques d'amplitudes importantes mais de fréquences proches de celle de la porteuse donc très élevées. Le filtrage est donc très facile. Le problème du filtrage sera traité un peu plus loin.

L'objectif est à présent de réaliser ou de générer un signal sinus de fréquence 50 Hz.

J'ai choisi un moyen classique et simple à concevoir. Il s'agit de l'oscillateur à pont de Wien.

**Montage :**

Le montage est réalisé autour d'un amplificateur opérationnel (figure ci-dessous). Pour simplifier, nous le considérons idéal. Afin de faire apparaître la fonction de transfert  $H(j\omega)$ , nous appliquerons une tension d'entrée  $e(t)$ . Le signal à étudier est le signal  $s(t)$  aux bornes de la résistance  $R$  en parallèle avec le condensateur  $C$ .

**Oscillateur à pont de Wien****Fonction de transfert :**

L'amplificateur est idéal, les courants d'entrée sont alors nuls.

Notons  $V_s$  la tension de sortie de l'AO. On va appliquer le théorème de Millman pour déterminer la tension  $V_-$  de l'entrée inverseuse et le théorème de division de tension pour obtenir la tension  $V_+ = s(t)$  de l'entrée non inverseuse.



On obtient finalement la fonction de transfert du circuit :

$$H(j\omega) = \frac{-R2/R1}{3 + jRC\omega + \frac{1}{jRC\omega} - \left(1 + \frac{R2}{R1}\right)} = \frac{\frac{-R2}{R1} jRC\omega}{(jRC\omega)^2 + \left(2 - \frac{R2}{R1}\right) jRC\omega + 1}$$

### **Conditions d'oscillations.**

La condition générale d'oscillation d'un système du second ordre comme c'est le cas pour  $H(j\omega)$  pour une pulsation  $\omega_0 = 1/RC$ , il suffit de choisir  $2 - R2/R1 = 0$ . C'est-à-dire d'imposer le rapport  $R2/R1 = 2$ .

Le montage oscillera spontanément à la pulsation  $\omega_0 = 1/RC$ .

On désire que le signal oscille à la fréquence de 50 Hz. Donc il suffit de se fixer une valeur de composant condensateur ou résistance pour avoir la fréquence désirée.

La relation (1) lie R et C à la fréquence, soit pour  $C=100$  nF et  $f = 50$  Hz on obtient une résistance de 32 K $\Omega$ .

$$f = \frac{1}{2\pi RC} \quad (1).$$

La sélectivité du quadripôle à pont de Wien (passe bande) est assez moyenne car on s'est fixé un facteur de qualité de 1/3 qui est largement suffisant pour l'application.

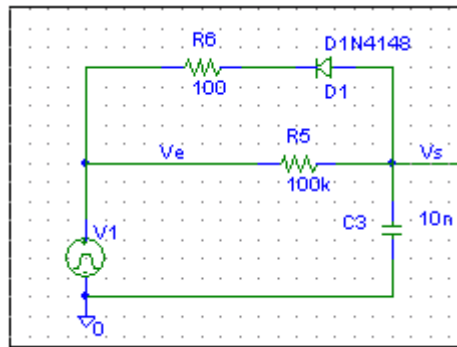
Il faut voir ce que cela donnera en pratique.

### **Gestion des temps morts.**

Avec cette stratégie, on pourra toujours utiliser le IR2110 pour faire l'adaptation de niveau de commande des transistors T1 et T4. Par contre, il a fallu réfléchir à un nouveau système de gestion des temps morts.

L'idée principale reste toujours la même par contre le moyen va changer.

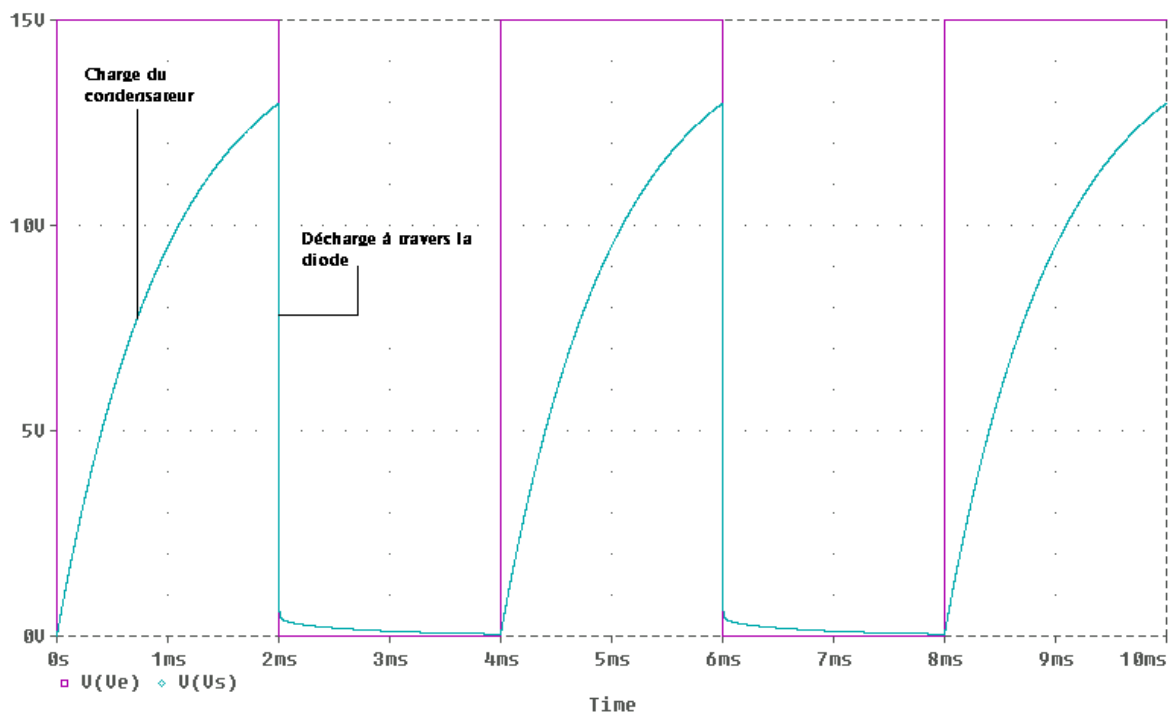
Une manière assez simple pour obtenir un temps mort réglable est d'utiliser un simple circuit RC comme l'indique la figure ci-dessous.



**Figure : Réalisation du décalage.**

Fonctionnement : Lorsque le signal  $V_e$  est à l'état haut( 15 V), le condensateur se charge à travers  $R5$  avec une constante de temps  $\tau = R5 \cdot C3 = 1ms$ .

Lorsque le signal  $V_e$  passe à l'état bas (0V), la diode  $D1$  devient passante et le condensateur se décharge à travers  $R6$  avec une constante de temps plus petite. Les chronogrammes obtenus par simulations sont donnés figure.



**Figure : chronogramme des tensions**

La tension aux bornes du condensateur est de la forme :

$$V_s(t) = V_e * (1 - \exp(-\frac{t}{\tau})) \quad (2)$$

Cette tension est ensuite comparée à une tension de référence réglable mais continue. Le résultat de la comparaison donne les chronogrammes figure. Ces signaux vont permettre ensuite de commander les transistors T1, T2, T3 et T4.

Il est cependant nécessaire de connaître la relation mathématique qui lie le temps mort à la tension de référence à appliquer.

On se fixe un temps mort  $t_1$ . L'équation (2) donne la tension correspondante :

$$V_s(t_1) = V_e * (1 - \exp(-\frac{t_1}{\tau}))$$

Il y aura basculement dans le comparateur lorsque  $V_s(t_1) = V_{Réf}$ . Donc,

$$V_{ref} = V_e * (1 - \exp(-\frac{t_1}{\tau}))$$

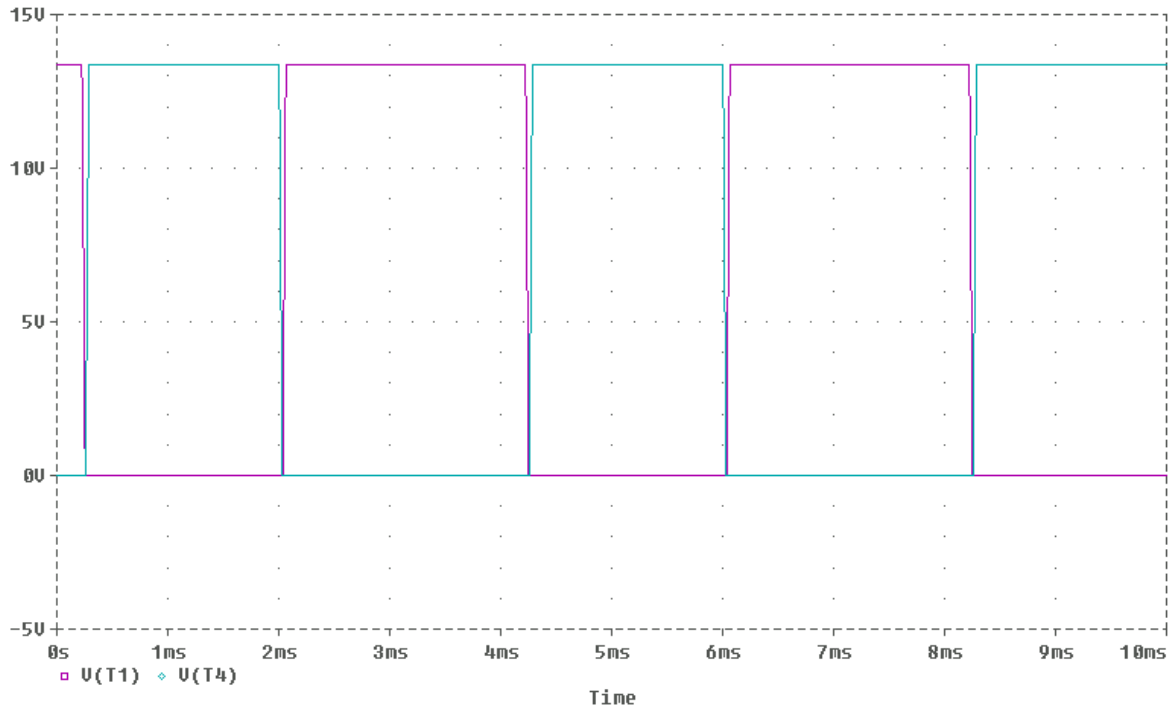


Figure : Chronogramme des signaux de commande.

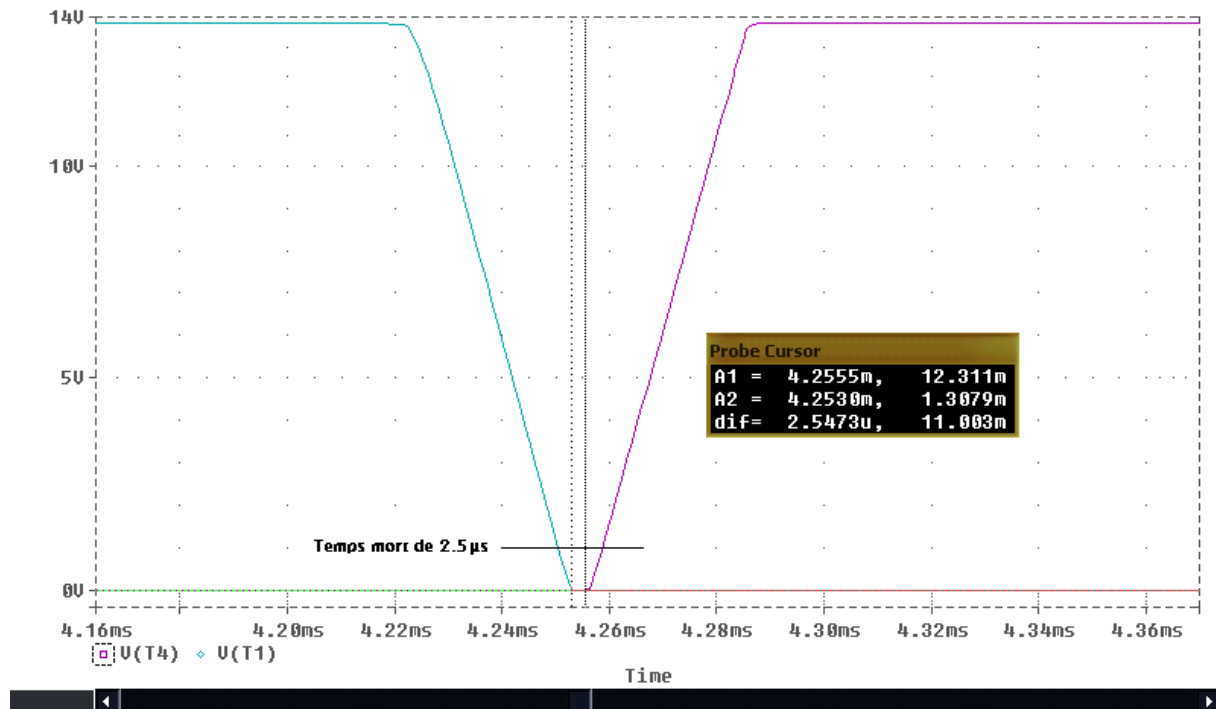


Figure : temps mort.

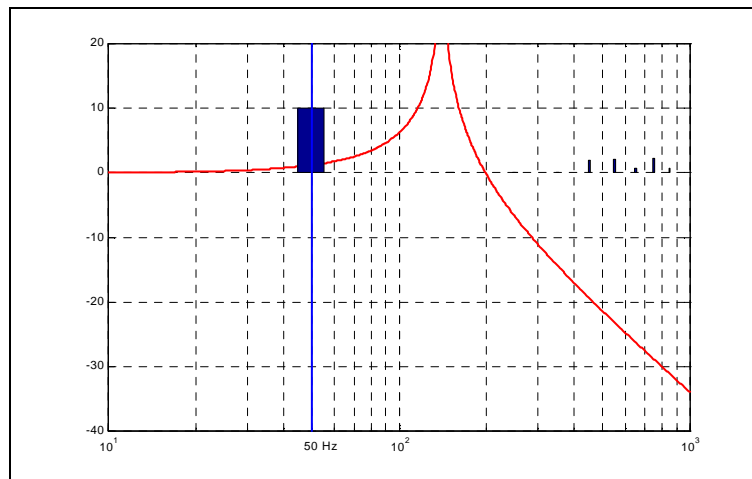
Cette solution est retenue car elle permet une meilleur flexibilité en terme de réglage des temps morts. De plus, le suivi d'une consigne sinusoïdale est préférable. La solution 1 fonctionne bien mais l'inconvénient vient du fait que le réglage du temps mort est délicat car il faut jouer sur plusieurs paramètres en même temps.

### 3. Le problème du filtrage :

La tension de sortie du convertisseur continu / alternatif n'est pas sinusoïdale . En effet les semiconducteurs travaillent en commutation, la tension de sortie sera toujours constituée de morceaux de tension continue.

Cette tension non sinusoïdale peut être considérée comme la somme d'un fondamental (que l'on souhaite) et de fréquences multiples de celle du fondamental, les harmoniques (que l'on ne souhaite pas). Ces tensions harmoniques provoquent la circulation de courants harmoniques.

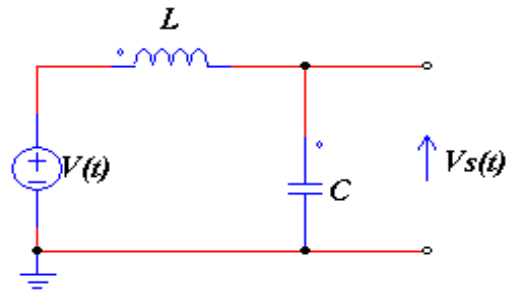
Dans la figure page , la tension de sortie récupérée est de type carrée symétrique. Son spectre de Fourier (cf. figure 12 page )est composé d'un fondamental et d'harmoniques de rang impair. L'objectif est d'obtenir une tension sinusoïdale de fréquence 50 Hz.. Il faut donc garder uniquement le fondamental à 50 Hz et filtrer tous les autres.



**Figure : filtrage de la tension de sortie avec un filtre passe bas du second ordre de type**

**LC /3/.**

La figure ci-dessus montre la réalisation du filtrage.



**Figure : calcul du gabarit du filtre**

La figure montre le schéma de principe pour le dimensionnement du filtre.

Le filtre est du type passe bas du second ordre . La fonction de transfert  $V_s(p)/V(p)$  est la suivante :

$$\frac{V_s(p)}{V(p)} = \frac{1}{1+LCp^2}$$

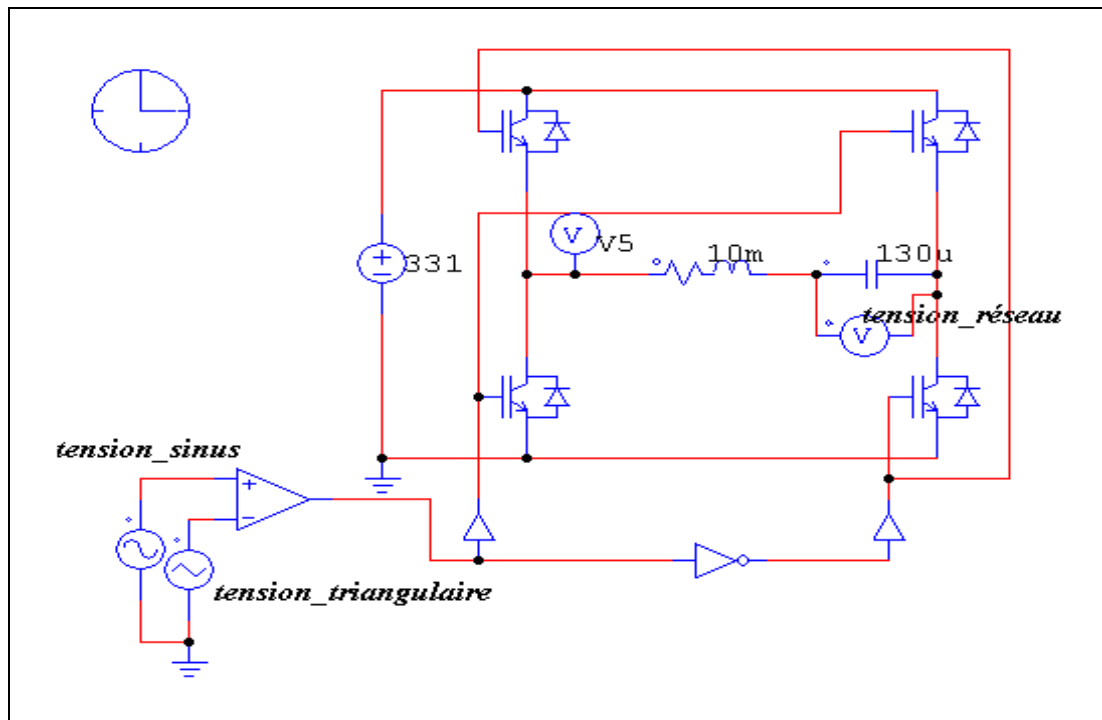
La fréquence de résonance est donnée par la relation suivante :  $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$

Le gabarit du filtre, c'est à dire la valeur des composants L et C. Il faut cependant tenir compte du digramme de bode figure . On voit en effet qu'il faut un compromis entre la bande passante et la fréquence de coupure du filtre. Si on choisit la fréquence de coupure ( $f_0$ ) trop proche de 50 Hz, alors la bande passante diminue et le temps de réponse sera moyen. Il faut donc que  $f_0$  soit telle que l'amplification du filtre soit négligeable et que la bande passante soit assez grande.

J'ai choisit la fréquence de coupure du filtre  $f_0 = 140$  Hz.

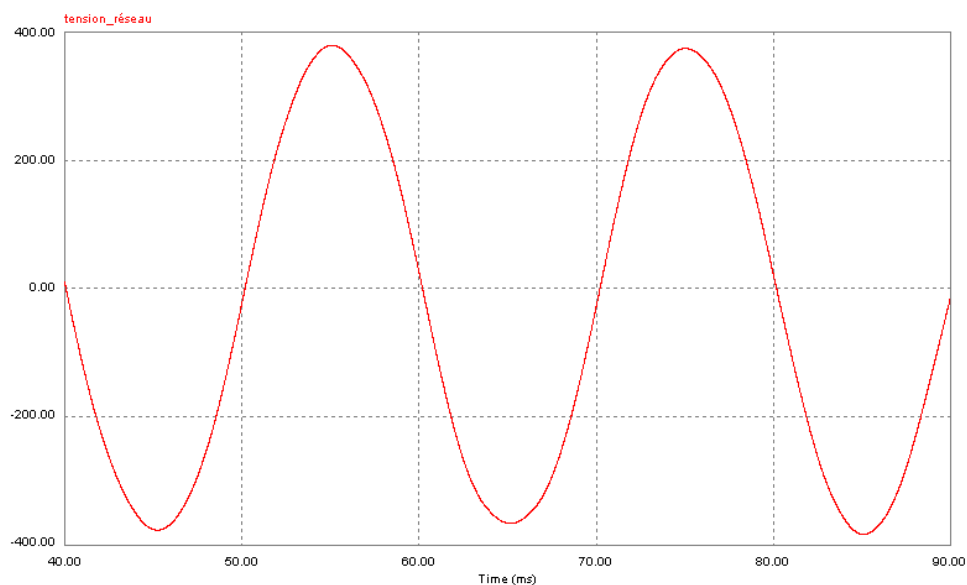
L	C
1 H – I <sub>max</sub>	1,3 μF 400V AC
100 mH – I <sub>max</sub>	13 μF 400V AC
<b>10 mH – I<sub>max</sub></b>	<b>130 μF 400V AC</b>
20 mH - I <sub>max</sub>	64,6 μF 400V AC

Le tableau ci dessus donne les valeurs possibles pour avoir  $f_0 = 140$  Hz. J'ai choisit L=10mH et C=130 μF.



**Figure : schéma de simulation de l'onduleur sur Psim.**

On obtient bien une sinusoïde de fréquence 50 Hz et de valeur efficace 270V ce qui est supérieure à la tension réseau. C'est tout à fait acceptable et même mieux car en cas de fluctuations, le réseau restera stable autour de 220V. Le résultat de la simulation est donné en figure.



**Figure : résultat de la simulation .**

### Conclusion.-

La carte de régulation a été conçue et réalisée. La carte, lors des essais, a parfaitement fonctionné. J'ai pu valider chacun des blocs constituant la carte – oscillateur, mesure de courant, mesure de tension, MLI. Mais cette carte n'a pas pu être testée en boucle fermée car une partie du système n'était pas opérationnel. En effet la carte de l'onduleur a été conçue mais n'a pas pu être réalisée faute de temps.

Les objectifs fixés par l'entreprise n'ont été que partiellement atteints en partie parce que l'une des cartes qui m'ont été confiées et qui était censée fonctionner ne fonctionnait pas et j'ai dû la concevoir à nouveau.

Il reste donc à fabriquer la carte de commande de l'onduleur et à effectuer les tests du système complet. L'étude théorique étant entièrement terminée, cela ne devrait pas poser de problème. Le sujet va être poursuivi en projet industriel interne au cours de cette année.

### ABSTRACT.

Cette étude a pour but de concevoir une installation qui servira d'interface entre une source d'énergie renouvelable (une éolienne) et le réseau électrique, elle doit injecter dans le réseau l'énergie électrique produite par l'aérogénérateur. Cette fonctionnalité implique dans un premier temps de pouvoir se raccorder au réseau. De plus l'aérogénérateur étant une source d'énergie aléatoire, il faudra réguler le flux de puissance afin d'éviter que l'éolienne ne « s'effondre » ou que la puissance ne transite du réseau vers notre installation. L'appareil devra donc être capable à tout instant d'évaluer la puissance électrique potentielle de l'éolienne.

Le système comprend un redresseur de tension, un convertisseur boost, un onduleur et un filtre.

Nous avons pour cela étudié la régulation (stratégie et réalisation) pour en arriver à la conception et à la réalisation d'une carte de régulation qui régule la tension injectée dans le réseau. Nous avons aussi conçu le circuit de commande de l'onduleur.



Page des annexes

**Formes d'ondes du hacheur Boost.**

L'étude des formes d'ondes se fait en considérant que le montage est parfait et que le condensateur de sortie a une valeur suffisamment importante pour que la tension de sortie soit constante.

- $0 < t < \alpha T$  : l'interrupteur est fermé

$$I_L = \frac{V_e}{L} t + I_{LMIN}$$

La Diode est bloquée  $\Rightarrow V_k = 0$

$$I_L = I_K$$

$$V_D = -V_s$$

- $\alpha T < t < T$  : l'interrupteur est ouvert

$$I_L = \frac{(V_E - V_S)}{L} (t - \alpha T) + I_{LMAX}$$

La diode conduit  $\Rightarrow V_k = V_s$

$$I_L = I_D$$

$$V_D = 0$$

Les chronogrammes nous permettent de déterminer les valeurs moyennes des grandeurs représentées.

- $\overline{I_k} = \alpha \overline{I_L}$
- $\overline{I_D} = (1 - \alpha) \overline{I_L}$
- $\overline{V_D} = -\alpha \overline{V_S}$

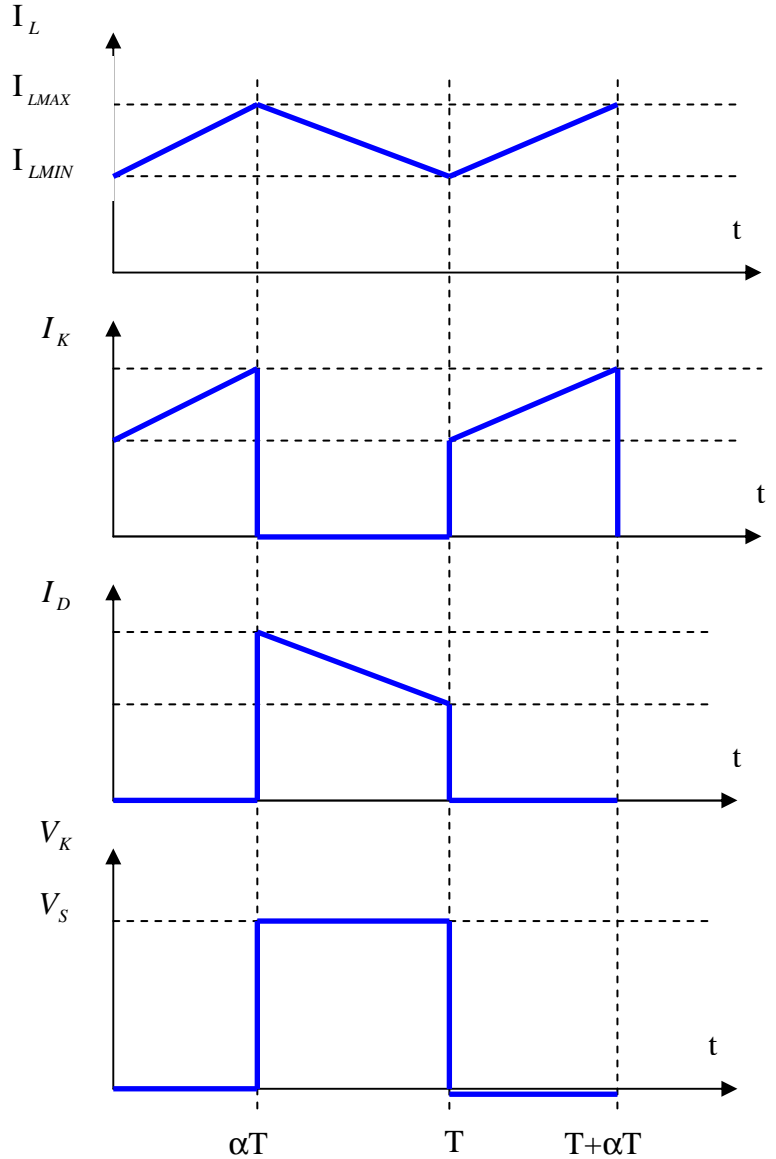
En outre, en régime permanent on a

$$\overline{V_L} = 0 \text{ donc } \overline{V_K} = V_E \text{ et}$$

$$\overline{V_S} = \frac{V_E}{1 - \alpha} \geq V_E$$

On peut également établir la relation

liant  $I_s$  à  $I_L$   $I_C = 0 \Rightarrow \overline{I_S} = (1 - \alpha) \overline{I_L}$



En effet le comparateur MLI de la boucle de courant compare la dent de scie au courant dans la self qui est également un signal en dent de scie.

Il faut donc s'assurer que la pente du courant durant la phase de décroissance ne sera pas supérieure à celle de la dent de scie du comparateur MLI.

La pente de IL pendant le déstockage vaut  $\frac{V_s}{L}$ . La pente de la tension en dent de scie vaut

$$V_{oscillateur} \cdot F_{découpage}$$

On peut alors déterminer le gain maximal du correcteur permettant de respecter la condition

$$\text{sur la pente du courant : } \frac{V_s}{L} * 0.14 * G_{MAX} = V_{oscillateur} \cdot F_{découpage} \Rightarrow G_{MAX} = 2$$

La valeur de la constante de temps  $\tau$  est choisie de telle sorte que le correcteur ne modifie pas le comportement du système au voisinage de la pulsation de résonance (qui vaut 160 rad/s).

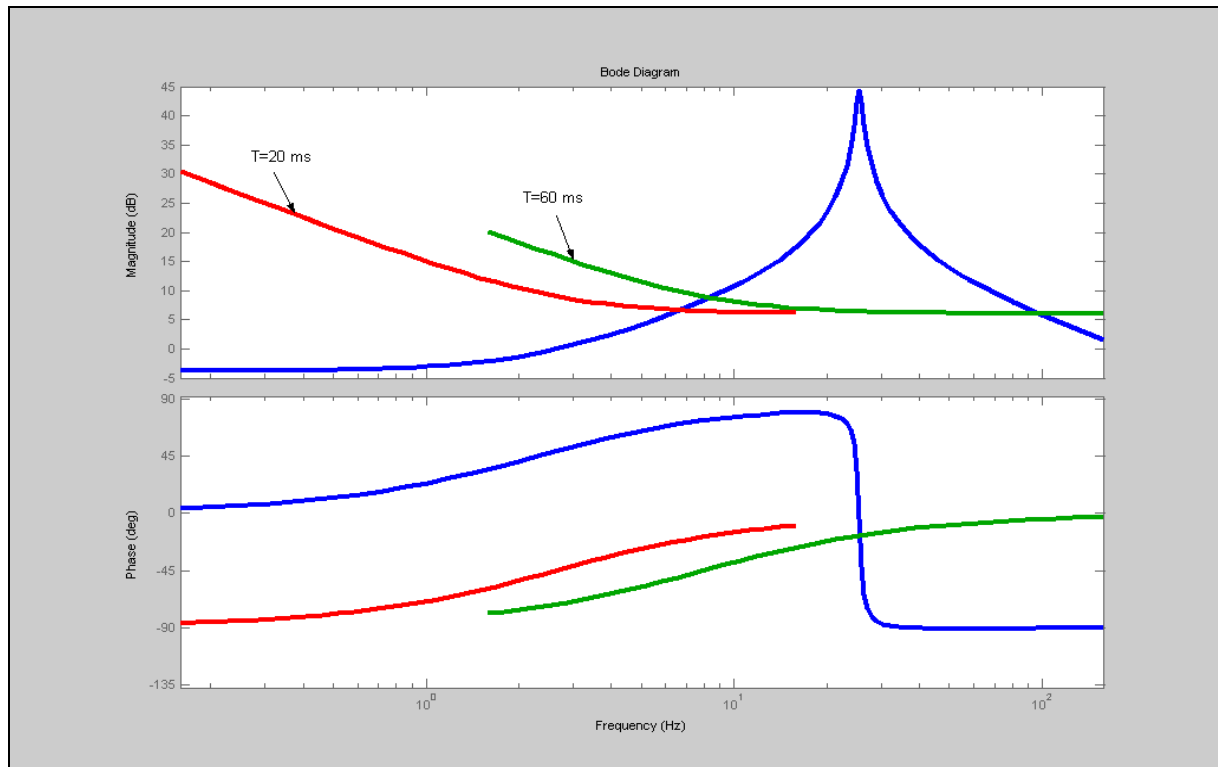
Ajoutons également que cette pulsation doit être inférieure à une pulsation limite introduite

$$\text{par le découpage : } \omega r \leq \frac{2\pi * fd}{2} = 9420 \text{ rad/s}$$

On démontre que l'hypothèse sur la constante de temps est vérifiée pour  $\frac{1}{\tau} \ll \omega r$ . Une valeur

couramment admise est  $\tau = \frac{10}{\omega r} = 60 \text{ms}$ . Cependant l'hypothèse de départ est aussi vérifiée pour

$\tau = 20 \text{ms}$  (valeur choisie).



**Figure n°16: Digramme de bode du système et des correcteurs PI ( $t=20$  ms et 60 ms)**

Le graphique précédent montre que le lieu de bode du système n'est pas modifié par les correcteurs au voisinage de la pulsation de résonance.

La méthode choisie est la correction par compensation du pôle dominant. Elle consiste à donner au correcteur une constante de temps  $\tau = \frac{RC}{2}$  soit 70 ms.

Le gain est déterminé en fonction de la dynamique souhaitée (pulsation de coupure en boucle fermée)

Le schéma bloc de la boucle de tension est le suivant

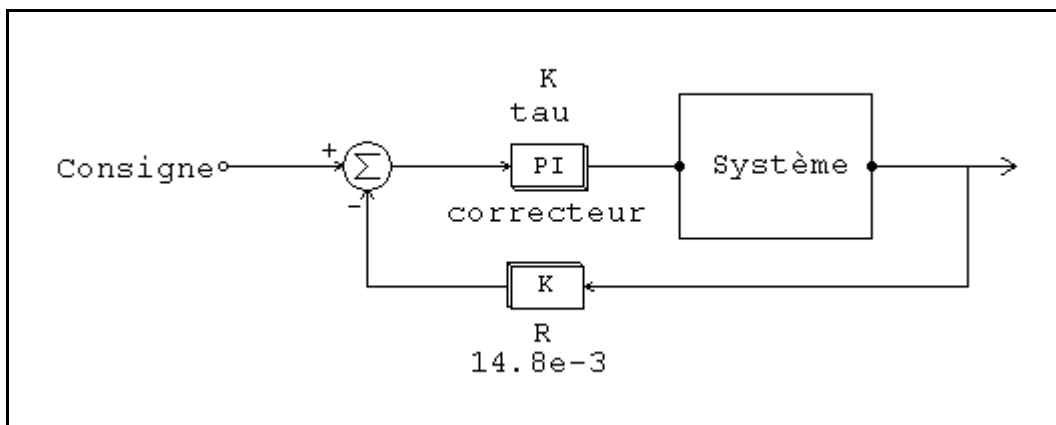


Figure n°19 : Schéma bloc de la boucle de tension

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit donc comme suit :

$$H(p) = \frac{\frac{8.752}{1+0.07p} K \frac{1+\tau p}{\tau p}}{1 + K_v \cdot \frac{8.752}{1+0.07p} K \frac{1+\tau p}{\tau p}} = \frac{\frac{8.752 \cdot K}{\tau p}}{1 + \frac{8.752 \cdot K_v \cdot K}{\tau p}} = \frac{8.752 K}{8.752 \cdot K_v \cdot K} \left( \frac{1}{1 + \frac{\tau p}{8.752 \cdot K_v \cdot K}} \right)$$

Soit finalement

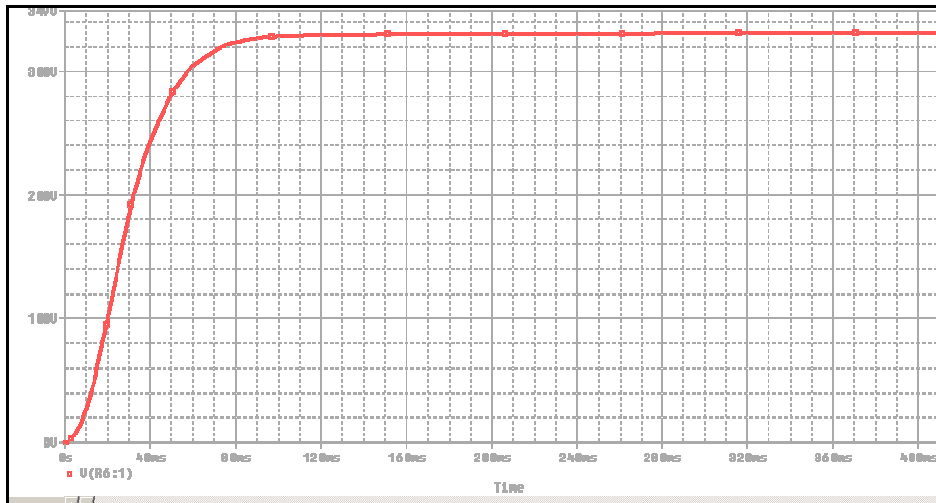
$$H(p) = \frac{1}{K_v} \left( \frac{1}{1 + \frac{j\omega}{\omega_c}} \right) \text{ Avec } K_v \text{ gain de la chaîne de retour (14.8e-3) et}$$

$$\omega_c = \frac{8.752 \cdot K_v \cdot K}{\tau} = 1.85 \cdot K$$

La fréquence de coupure de la boucle de tension doit d'être plus faible que celle de la boucle de courant (377 Hz).

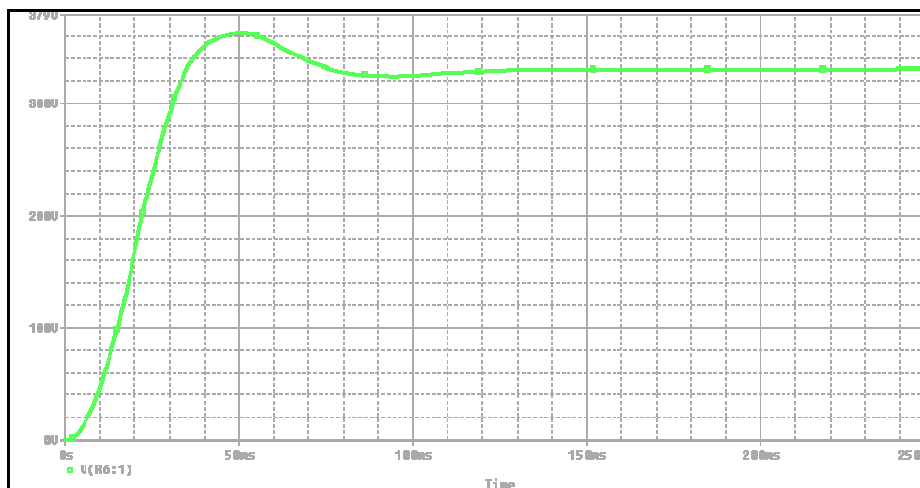
Le gain K du correcteur est majoré par une valeur de 1300. Cependant nous limiterons la bande passante de cette boucle à quelques de Hertz.

Les courbes suivantes représentent les réponses indicelles de la boucles de tension pour différentes valeurs du gain K (échelon de hauteur 5 volts, valeur finale 331 Volts)



*Figure n°20 : Réponse indicelle de la boucle de tension pour un gain  $K=15$*

Cette valeur de gain correspond à une fréquence de coupure de 4.4 Hz. Le temps de montée du signal est de 55 ms



*Figure n°21 : Réponse indicelle de la boucle de tension pour un gain  $K=30$*

Cette valeur de gain correspond à une fréquence de coupure de 8.8 Hz. Le temps de montée du signal est de 22 ms mais on note un dépassement de 32 Volts

L'optimum semble être atteint pour une valeur de 18 (fréquence de coupure 5.3 Hz, temps de montée 41 ms)

Pour nos essais nous avons choisi les paramètres suivants  $\tau=60$  ms et  $K=2$

Le système est alors beaucoup plus mou puisqu'il se caractérise par un temps de montée de 500ms

Hypothèses : Les AOP sont considérés comme parfait.

Ils sont alimentés en +15 et -15 V et leurs tension de saturation est  $V_{sat}=14V$ .

La contre réaction se faisant sur l'entrée non inverseuse, le montage ne fonctionne pas en linéaire, la sortie ne peut prendre que les valeurs +/-  $V_{sat}$ .

Le théorème de superposition appliqué au circuit permet d'écrire :

$$V_+ = \frac{R1}{R1 + R2} V_a + \frac{R2}{R1 + R2} V_b$$

$V_a = +V_{sat}$  si  $V_+ > V_-$  or ici  $V_- = 0$  donc si  $V_+ > 0$  ce qui entraîne

$$V_b > -R1/R2 * V_a = -R1/R2 * V_{sat}$$

On obtient ainsi le cycle de fonctionnement du trigger de Schmidt non inverseur.

Fonctionnement de l'étage intégrateur.

Montage.

L'amplificateur opérationnel étant supposé parfait, on donc  $V_+ = V_-$  et  $I_+ = I_- = 0$ .

Donc :  $V_a = R3 * I$  et  $I = -C * dV_b/dt$  soit  $dV_b/dt = -V_a/(R3 * C) = \text{constante} < 0$ .

Le condensateur se charge et se décharge à courant constant.

On a donc  $V_b(t) = -V_a/(R3 * C) * t + V_b(0)$ .



A  $t = 0$ ,  $V_b = 0$  et  $V_a = -V_{sat}$ , le condensateur se charge à courant constant,  $V_b$  augmente linéairement, lorsque  $V_b = R_1/R_2 * V_{sat}$  soit 5 V,  $V_a$  bascule à  $+V_{sat}$ , le condensateur se décharge jusqu'à  $-R_1/R_2 * V_{sat}$ ....

Pour  $t \in [0, T/4]$ ,  $V_b = V_{sat} * t / (R_3 * C)$ , on a donc  $\Delta V_b / \Delta t = V_{sat} / (R_3 * C) = \text{constante}$ .

Pendant le temps mort  $T_m$ ,  $V_b$  augmente de 0.2 V, on a donc :

$$0.2/T_m = V_{sat}/(R_3 * C) = V_{bmax}/(T/4) \quad \text{soit} \quad T_m = 0.2 * T / (V_{bmax} * 4) = 1 \mu s.$$

### **Choix de Cb :**

Comme il apparaît dans la description sommaire précédente, l'énergie stockée dans le condensateur  $C_b$  permet de fournir à l'ensemble décaleur de niveau et amplificateur de courant son courant de repos noté  $I_{qbs}$ . C'est aussi sur cette énergie stockée qu'est prélevée la charge  $Q_b$  nécessaire à la mise en conduction de T4. Le constructeur précise  $I_{qbs \text{ max}} = 800 \mu A$ ,  $Q_{bmax} = 13.10^{-9} C$ .

La charge nécessaire est  $Q_{qbs} = I_{qbs} * T_c$  (temps de conduction).

On trouve  $Q_{qbs} = 76.10^{-9} C$ .

La charge totale prélevée à  $C_b$  est donc  $Q = Q_{qbs} + Q_b = 89.10^{-9} C$ .

En fin de charge, la tension aux bornes de  $C_b$  est de 13 V, on souhaite que cette tension reste supérieure à 10 V, on a donc :

$$Q = \Delta U * C_b \quad \text{avec} \quad \Delta U = 3V \quad \text{soit} \quad C_b = 30 \text{ nF}.$$

On a choisi une valeur normalisée pour le condensateur soit  $C_b = 47 \text{ nF}$ .

### **Choix de Rb :**

Le choix de  $R_b$  doit permettre de satisfaire deux exigences. D'une part la croissance de la tension aux bornes de  $C_b$  ne doit pas excéder 75 V/ $\mu s$ . D'autre part la charge de  $C_b$  doit être suffisamment rapide pour que la tension à ses bornes ait au moins atteint 95 % de sa valeur finale pendant le temps de conduction de T3 et ce, quelle que soit la valeur du rapport cyclique.

On se place donc dans le cas le plus défavorable ou le condensateur se charge de 0, la tension à ses bornes est donnée par :

$$V(t) = 13(1 - \exp(-t/\tau)) \quad \text{avec} \quad \tau = R_b * C_b, \quad \text{on donc} \quad dv/dt = 13/\tau.$$

Or, on veut  $dv/dt < 75 \text{ V}/\mu s$  soit  $R_b > 13 / (C_b * 75 \text{ V}/\mu s)$ .

Donc  $R_b > 3.7 \Omega$ .

$V_i = R_5/(R_5+R_4)*V_c$  , les courants d'entrée des AOP étant considérés comme nuls.

**Etude de Vd :**

D1 conduit si  $V_{D1} > 0.7$  V.

Supposons D1 bloquée :

$$V_{D1} = (R_6+R_7)*(V_b+15)/(R_6+R_7+R_8).$$

La valeur minimale pour  $V_{D1}$  est obtenue lorsque  $V_b = -5$  V, on a alors :

$V_{D1} = 4.1$  V. Cette valeur étant supérieure à 0.7 V, la diode conduit tout le temps.

$$V_D = V_b - R_6*0.7/(R_6+R_7) \text{ soit } V_D = V_b - 0.2.$$