

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI TIZI OUZOU

FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET INFORMATIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE



Mémoire De fin d'étude

En vue d'obtention du diplôme D'ingénieur d'état en électronique
Option : Contrôle et Instrumentation

Thème

**Etude et réalisation d'un variateur de vitesse pour
moteur asynchrone à cage d'écureuil a partir d'un
MICROMASTER**

Proposé et dirigé par :

Mr N.OURABIA

Réalisé par :

M^r. Mesrouk Mehdi

M^r. Mihoubi Samir

Promotion 2010

Remerciements

Nous remercions « Dieu Tout Puissant » de nous avoir donné une bonne santé, la patience, la volonté et le courage pour réaliser ce travail.

Nous exprimons nos respects et remerciements à Mr N. Ourabia pour sa disponibilité.

Sommaire

Sommaire

Introduction générale.....	01
Chapitre I : Moteur asynchrone triphasée a cage d'écureuil	
Introduction.....	02
I.1 : Présentation générale de moteur asynchrone triphasé.....	02
I.2 : Constitution de moteur asynchrone triphasé a cage d'écureuil.....	02
I.3 .symbole de moteur triphasé a cage d'écureuil	05
I.4.Plaque signalétique de mas	05
I.5.Mode de couplage	06
I.6.Principe de fonctionnement du moteur asynchrone	08
I.7.Principe de fonctionnement du moteur asynchrone.....	13
I.8.La mesure de la puissance absorbée	15
I.9. Cheminement de la puissance active	17
I.10.Bilan des puissances.....	18
I.11.Modélisation de la machine asynchrone.....	20
Conclusion.....	22
Chapitre II : Etude de variateur de vitesse et le MICROMASTER	
Introduction	
II.1.Diode.....	23
II.2.Thyristor.....	23
II.3.Transistor.....	24
II.4.Structure de L IGBT.....	24
1.5. Comparaison entre IGBT type PT et NPT.....	24

II.1.4 Pont H.....	25
II.1.4.1 utilisation d'un pont H.....	26
II.1.4.2 commande PWM.....	26
II.1.5 principe de fonctionnement	27
II.1.5.2 pilotage d'un pont H.....	28
II.2 étude d'un Micromaster	30
II.5.3 Touches et fonctions du panneau de commande.....	35
I.6. Paramètre de réglage	36
II.7.a architecture interne de MICROMASTER	40
II.7. b Principe de fonctionnement de l'alimentation.....	44
II.8.Principe de fonctionnement du circuit de commande.....	47
II.8.1 dimensionnement de l'Alimentation.....	47
II.2.9. Choix de l'onduleur	48
Partie commande	49
II .10. étude du NE566.....	49
II.10.2 étude du HEF4752.....	55
II.1.5. L'alimentation BOOTSTRAP	57
II 10 .5principe de fonctionnement	57
I.10.6 Rôle d'éléments constituant le circuit bootstrap	58

Dimensionnement de la capacité bootstrap	58
--	----

CHAPITRE III

Introduction	62
III.2.les circuits imprimés	62
III.1.le typon	62
III.1.2.l'insolation	62
III.1.3.le gravure	62
III.1.4.le perçage	63
III.2.l'implantation des composants	63
III.2.1 Implantation des composants.....	65

Introduction

Introduction :

Dans l'industrie, le moteur triphasé occupe une place prépondérante, le contrôle de celui-ci est primordial. De fait, il est nécessaire d'avoir différentes vitesses, tapis roulant, perceuse et beaucoup d'autres machines tournantes.

Réaliser un variateur de vitesse fiable par des connaissances livresques prendrait un temps considérablement lent et coûteux par la nombreuse rectification qui doit être effectuée.

C'est pour éviter tout cela que nous avons élaboré un variateur de vitesse existant (Micromaster 440 de Siemens), la réalisation de ce variateur nous a permis de rétablir le schéma électrique qui a permis de comprendre le fonctionnement et à partir de là nous avons déduit un schéma de notre variateur de vitesse susceptible d'être réalisé qui peut pouvoir l'améliorer par la suite.

Cet ouvrage est constitué de trois chapitres :

- Ø Chapitre 1 : rappel sur les moteurs triphasés à cage d'écureuil, le principe de fonctionnement, schéma équivalent d'un moteur triphasé
- Ø Chapitre 2 : étude d'un variateur de vitesse Micromaster, extrapolation de notre variateur
- Ø Chapitre 3 : réalisation du circuit imprimé

Chapitre I

Etude d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil

I Introduction :

Le variateur de vitesse commande un moteur triphasé, et celui-ci influence grandement sur le variateur c'est pour cela qu'il est important d'étudier en premier lieu ce moteur

I.1.Présentation générale de moteur asynchrone triphasé :

Ces moteurs sont robustes, faciles à construire et peu coûteux. Ils sont intéressants, lorsque la vitesse du dispositif à entraîner n'a pas à être rigoureusement constante.



Fig.1.1 Vue d'un moteur asynchrone triphasé

I.1.1.Constitution de moteur asynchrone triphasé a cage d'écureuil :

Le moteur asynchrone triphasé (parfois appelé moteur d'induction triphasé) comprend deux parties : le stator (fixe) et le rotor (tournant),

Ø Stator :

Le stator comporte une carcasse en acier renfermant un empilage de tôles identiques qui constituent un cylindre vide ; ces tôles sont pourvues de trous à leur périphérie intérieure. L'alignement de ces trous forme des encoches dans lesquelles on loge un bobinage triphasé (Fig. 2).



Figure .1.2 Le stator a cage d'écureuil.

Il est identique à celui d'une machine synchrone alimentée par des courants triphasés de fréquence f ; il produit un champ magnétique tournant à la fréquence de rotation:

$$N_s = f / p$$

N_s : en tr.s⁻¹
 p : nombre de paires de pôles
 f : en HZ

Les enroulements du stator sont prévus pour être couplés, soit en étoile, soit en triangle. Le couplage des enroulements dépendra de la tension nominale par phase prévue pour le moteur et du réseau dont on dispose.

Ø Rotor :

Le rotor se compose d'un cylindre en acier poinçonnées à sa périphérie extérieure pour former les encoches destinées à recevoir des conducteurs. Il est séparé du stator par un entrefer très court – de l'ordre de 0,4 à 2 mm seulement. Il existe deux types de rotors : le rotor à cage d'écureuil et le rotor bobiné. L'enroulement du rotor à cage d'écureuil (**figure.1.2**) est constitué de barres de cuivre nues introduites dans les encoches ; ces barres sont soudées à chaque extrémité à deux anneaux qui les court-circuitent. L'ensemble ressemble à une cage d'écureuil d'où le nom de rotor à cage d'écureuil, ou simplement rotor à cage. Dans les moteurs de petite et moyenne puissance, les barres et les anneaux sont formés d'un seul bloc d'aluminium coulé.



Figure.1.3.Vue du Rotor en cage d'écureuil

Il porte un système de barres conductrices très souvent en aluminium, logées dans un empilement de tôles. Les extrémités de ces barres sont réunies par des couronnes également conductrices. On dit que le rotor est en court-circuit. L'ensemble n'est parcouru que par les courants de Foucault induits par la rotation du champ statorique .

Le rotor bobiné comprend un bobinage triphasé, semblable à celui du stator, placé dans les encoches. Il est composé de trois enroulements raccordés en étoile ; l'extrémité libre de chaque enroulement est reliée à une bague tournant avec l'arbre (Fig.1.3) Ces bagues permettent, par l'intermédiaire de trois balais, d'insérer une résistance extérieure en série avec chacun des trois enroulements lors du démarrage du moteur. En fonctionnement normal, les trois balais sont court-circuités.

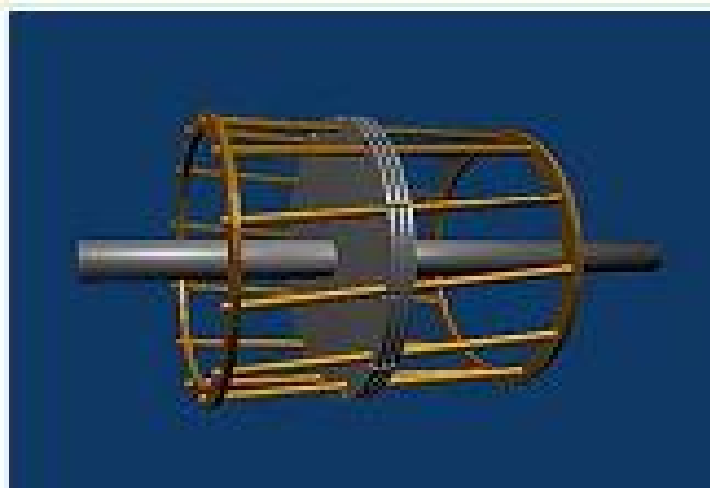


Figure .1.4.Structure d'un rotor en cage d'écureuil

I.1.2 .symbole de moteur triphasé a cage d'écureuil :

On représente le moteur asynchrone a cage d'écureuil d'un cercle de trois pates voir fig.4

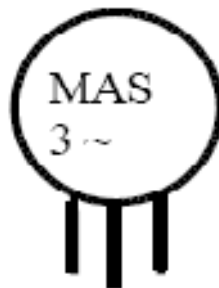


Fig.1.5.symbole de moteur asynchrone a cage d'écureuil

I.1.3.Plaque signalétique de mas :

La plaque signalétique d'un moteur asynchrone (moteur électrique) est la carte d'identité du moteur délivrée et certifiée par le constructeur Elle contient donc les caractéristiques nominales électriques du moteur.



Figure 1.6.plaque signalétique de MAS

V : tension (230v/400v) la Première indique la valeur nominale de la tension aux bornes d'un enroulement (couplage Δ) La seconde indique la valeur nominale de la tension aux bornes de 2 enroulements (couplage Y ou λ) Elle justifie le *couplage* (étoile Y ou triangle Δ) à effectuer en fonction du réseau d'alimentation

HZ : désigné la fréquence du réseaux d'alimentation nécessaire a sont fonctionnement .

min⁻¹ : Indique la vitesse nominale du rotor.

KW : puissance utile délivrée sur l'arbre du moteur

Cos φ : facteur de puissance Permet le calcul de la puissance réactive consommée par le moteur

A : Elles représentent l'intensité absorbée par le moteur pour chacun des couplages

I.2 Mode de couplage :

Il existe deux modes de couplage pour les moteurs triphasés

I.2.a Couplage étoile :

Dans un couplage en étoile, chaque enroulement est soumis à la tension simple $v(t)$, tension entre phase et neutre. Chaque enroulement est traversé par le courant de ligne $i(t)$.

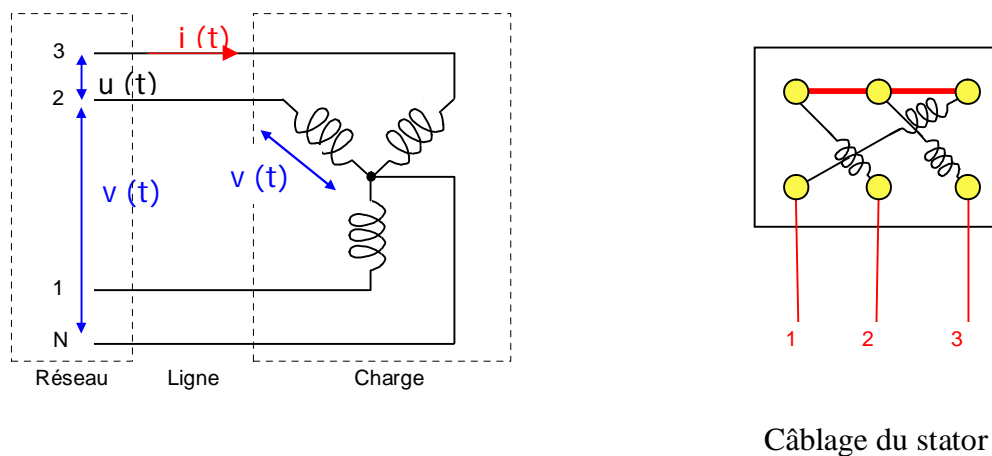


Figure.1.7. Schéma d'un couplage étoile pour moteur asynchrone

I.2.b Couplage triangle :

Dans un couplage en triangle, chaque enroulement est soumis à la tension composée, $u(t)$, tension entre deux phases. Chaque enroulement est traversé par le courant $j(t)$ de valeur efficace J , ce courant n'a de raison d'être que pour ce type de couplage.

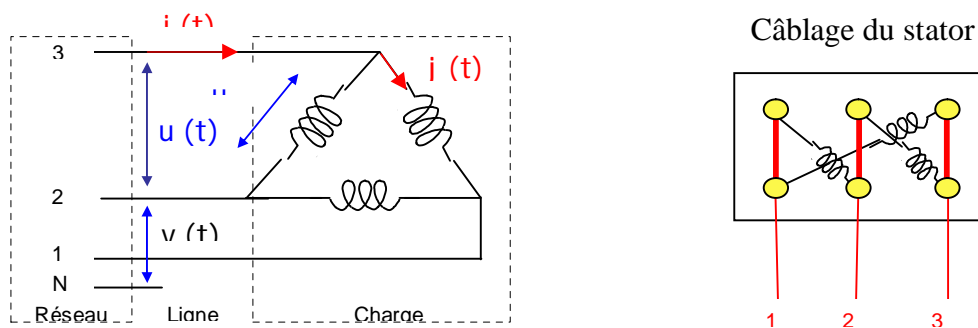


Figure.1.8. Schéma d'un couplage triangle pour moteur asynchrone

La relation entre les valeurs efficaces de ces deux courants est :

- $I = J\sqrt{3}$
- I La valeur efficace du courant de ligne $i(t)$ en ampères [A]
 - J La valeur efficace du courant $j(t)$ dans un enroulement dans le cas D'un couplage en triangle, en ampères [A]

I.3.Principe de fonctionnement du moteur asynchrone :

Trois bobine fixées sur un circuit magnétique qui est le stator , alimentées par un reseau de tension triphasé ,ces trois tension etant dephasées de 120 degrés ,elles produisent au travers des bobinage statoieique un champ magnitique tournant s'exercant sur un cylindre en alimuminum appelé rotor ,le rotor se met à torner dans le meme sens que le champ tournant mais avec une vitesse légèrement plus faible d'où le terme **asynchrone**

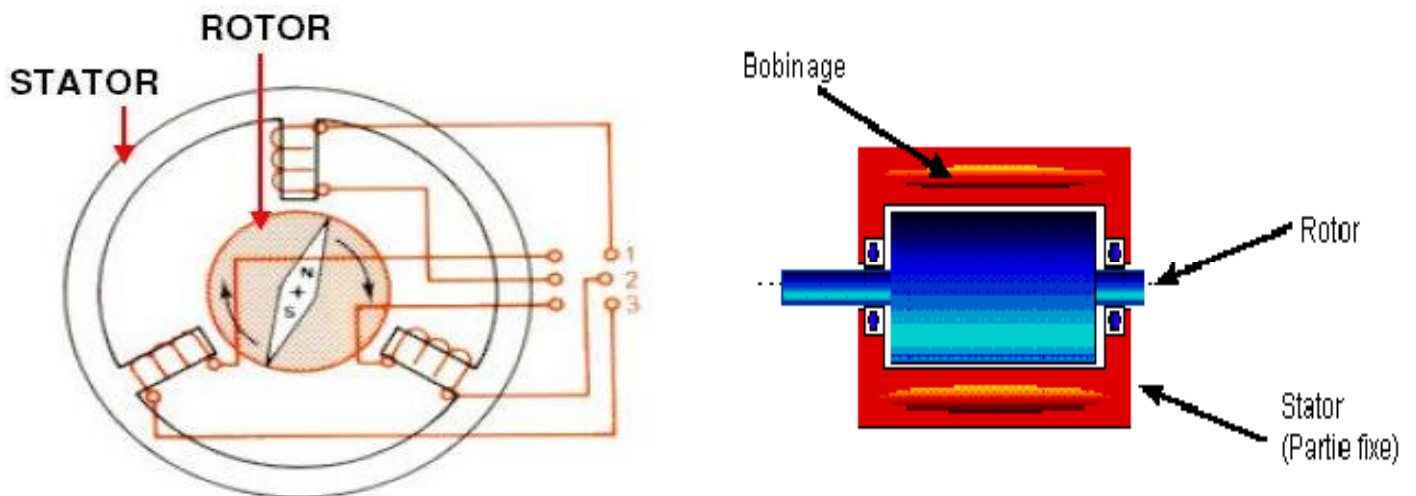


Figure 1.9.Schéma de principe d'un moteur asynchrone

La circulation du courant dans une bobine crée un champ magnétique B sur l'axe de la bobine sa direction et l'intensité sont en fonction du courant c'est une grandeur vectorielle Si le courant est alternatif le champ magnétique varie en sens et en direction à la même fréquence que le courant

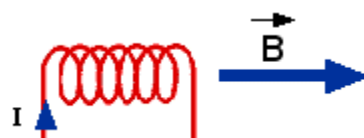


Figure .1.10.a champ magnétique crée par un courant dans une bobine

Si deux bobine sont placée a proximité l'une de l'autre le champ magnétique résultante et la somme vectorielle des deux autres

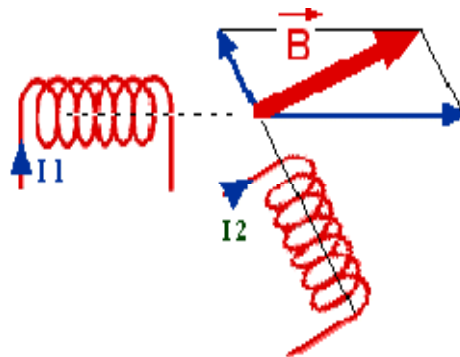


Fig .1.10. b champ crée par deux bobines traversées par un courant

Dans le cas d'un moteur triphasé, les trois bobines sont disposée dans le stator a 120° l'une de l'autre ,trois champs magnétiques sont ainsi créés compte tenue du courant dans le réseau triphasé les trois champs sont déphasés chaqu'un à son tours passe par un maximum, le champ magnétique résultant tourne à la même fréquence que le courant soit 50 tr / s

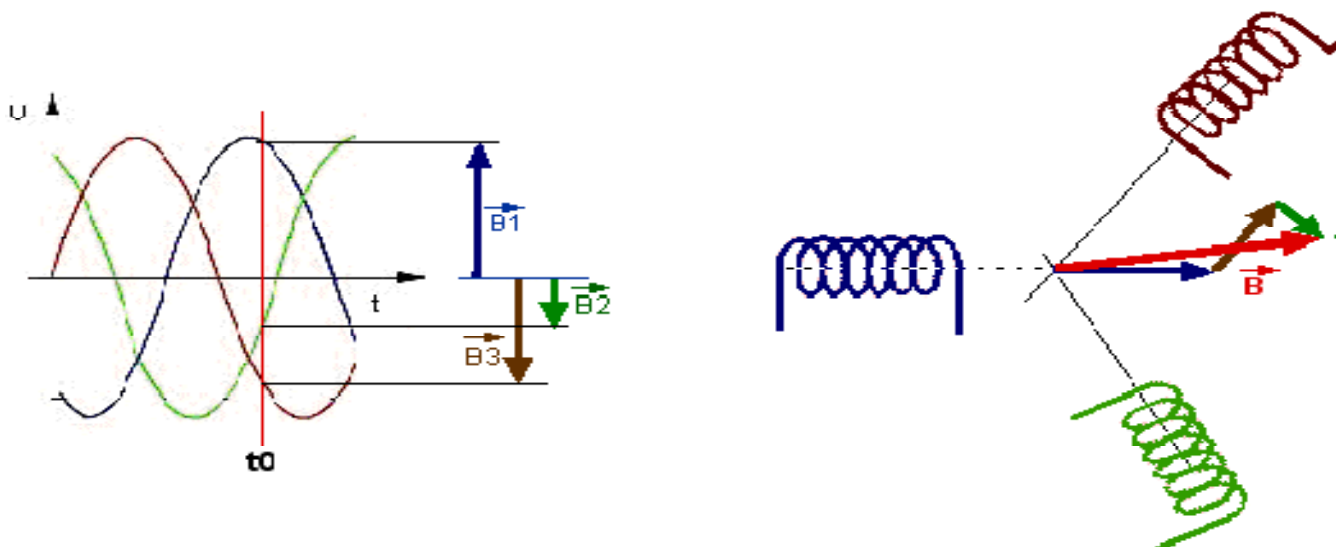


Fig .1.10.c champ résultant crée par trois bobines traversée par un courant

Les trois enroulements statorique créant un champ magnétique tournant, sa fréquence de rotation est nommée fréquence de synchronisme Le stator est constitué de barre en alimunun noyée dans un champ magnétique et ces barre sont reliev a leurs extrémité par deux anneaux conducteur formant ainsi la cage d'écureuil

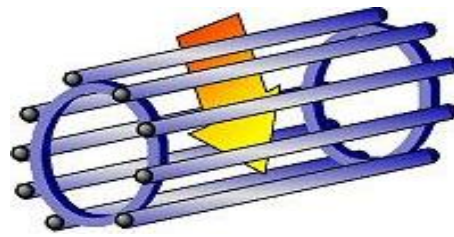


Figure .1.11.cage à écureuil du moteur asynchrone

Cette cage est balyée par un champ magnétique tournant les conducteurs sont alors traversés par des courants de Foucault induits, les courants circulent dans les anneaux formés par la cage, les forces de Laplace qui en résultent exercent un couple sur le rotor, et d'après la loi de Lenz les courants induits s'opposent par leur effet à la cause qui leur a donné naissance, le rotor tourne dans le même sens que le champ mais avec une vitesse légèrement inférieure à la vitesse de synchronisme.

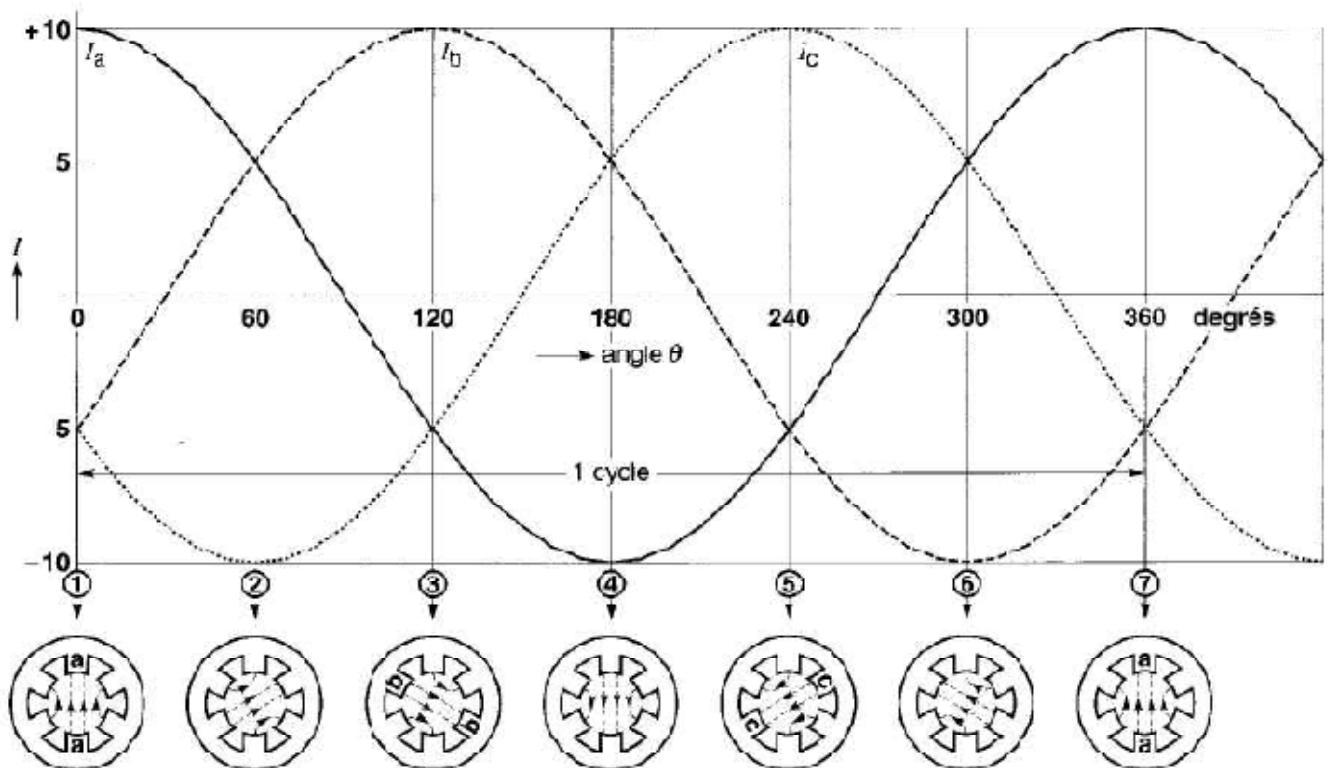


Figure.1.12.Courants instantanés circulant dans les enroulements et position correspondante du champ magnétique

La vitesse de rotation du champ dépend donc de la fréquence de la source qui alimente le moteur. Si la fréquence des courants est de 60 Hz, le champ fait un tour complet en 1/60 s, ce qui équivaut à 60 tours par seconde ou 3600 tours en une minute. Par contre, si la fréquence est de 5 Hz, le champ effectue un tour en 1/5 s, ce qui donne une vitesse de rotation de 300 r/min seulement. Puisque la vitesse de rotation du champ est forcément synchronisée avec la fréquence du réseau, on l'appelle vitesse synchrone

I.3.1 Vitesse de synchronisme :

Le moteur asynchrone triphasé démarre seul et il prend rapidement sa vitesse de régime en charge comme à vide. Sa fréquence de rotation **n** est proche de la fréquence de rotation de synchronisme **ns**, mais toujours inférieure, elle diminue peu entre la marche à vide, et en charge.

Un observateur, tournant avec le champ tournant résultant, verrait le rotor tourner à l'envers à vitesse très réduite. Le rotor glisse par rapport au champ (impression donnée quand le train dans lequel on se trouve en double un autre).

La vitesse angulaire relative du champ tournant résultant par rapport au rotor correspond à la vitesse angulaire de glissement $\Omega_g = \Omega_s - \Omega$.

I.3.2 Glissement et vitesse de glissement:

On a vu que le moteur tourne à une vitesse voisine de la vitesse synchrone lorsqu'il n'est pas chargé . Quand on le charge, il ralentit . Le champ tournant coupe alors les barres du rotor à une vitesse relative plus grande . Il en résulte que la tension induite et le courant dans le rotor augmentent de façon à développer un couple suffisant pour vaincre la charge mécanique à entraîner. La vitesse se stabilise lorsque le couple développé par le moteur est exactement égal au couple imposé par la charge.

Noter que la diminution de vitesse est très petite. Même à pleine charge, le glissement du rotor ne dépasse guère 0,5 % de la vitesse synchrone pour les gros moteurs (1000 kW et plus) et 3 % pour les petits (10 kW et moins). C'est pourquoi l'on considère souvent les moteurs asynchrone comme des moteurs à vitesse constante On ne peut augmenter indéfiniment la charge mécanique appliquée à un moteur asynchrone; si la charge dépasse une certaine valeur, la vitesse tombe subitement et le moteur s'arrête

La vitesse de glissement **ng** d'un moteur asynchrone est simplement la différence entre la vitesse synchrone et la vitesse du rotor:

$$n_g = n_s - n$$

Par ailleurs, le glissement d'un moteur asynchrone est la différence entre la vitesse synchrone et celle du rotor exprimée relativement à la vitesse synchrone. On peut donc écrire :

$$S = (n_s - n) / n_s = n_g / n_s$$

s = glissement [p.u.]

n_s = vitesse synchrone [r/min]

n = vitesse du rotor [r/min]

ng = vitesse de glissement [r/min]

La valeur de n est positive lorsque le rotor tourne dans le même sens que le champ tournant. Si on multiplie la valeur relative (p.u.) du glissement s par 100, on obtient le glissement en pour cent. Le glissement d'un moteur tournant à vide est presque nul alors qu'il est de 1 (ou 100 %) lorsque le rotor est à l'arrêt.

I.4. Caractéristiques de moteurs asynchrones à cage d'écureuil :

I.4.1 Schéma équivalent d'un moteur asynchrone

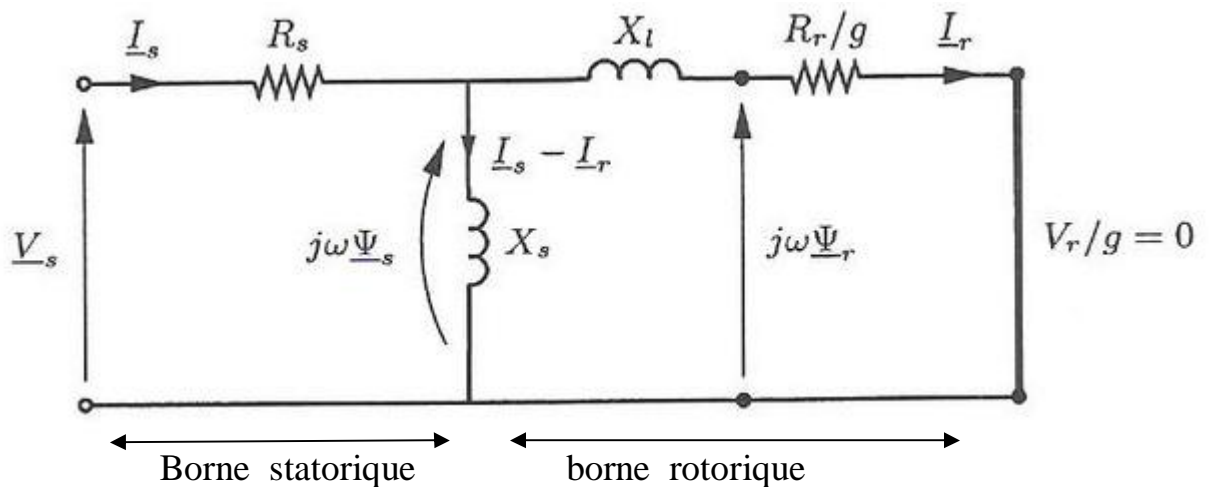


Figure .1.12. Schéma équivalent d'un moteur asynchrone à cage

I_s : courant traversant le stator

R_s : résistance du stator

X_s : réactance propre de l'enroulement statorique

X_l : réactance de fuite total dans le système p.u

R_r/g : résistance fictive

I_r : courant induit du rotor

Ø Pour déterminer R_r et X_l il est nécessaire de faire un essai en court circuit (ou un essai à rotor bloqué) ($g=1$) tandis que un essai à vide ou le champ tournant et le rotor, tournant à la même vitesse ($g=0$) pour les paramètres R_s et X_s .

Ø A noter qu'un essai en court circuit ($g=1$) se fait sous une tension réduite afin de limiter l'intensité du courant et

I.4.2. Moteur fonctionnant à vide :

Lorsque le moteur tourne à vide, le courant est compris entre 30 % et 50 % du courant de pleine charge. Ce courant est semblable au courant d'excitation d'un transformateur. Ainsi, il est composé en majeure partie d'un courant magnétisant qui produit le flux tournant Φ_m et d'une faible composante active pour fournir les pertes par frottement et aération, plus les pertes dans le fer. Le flux Φ_m , accroche le rotor et le stator : par conséquent, il est semblable à un flux mutuel (Fig. I.13.). La puissance réactive requise pour créer le champ tournant est donc considérable et, afin de la réduire.

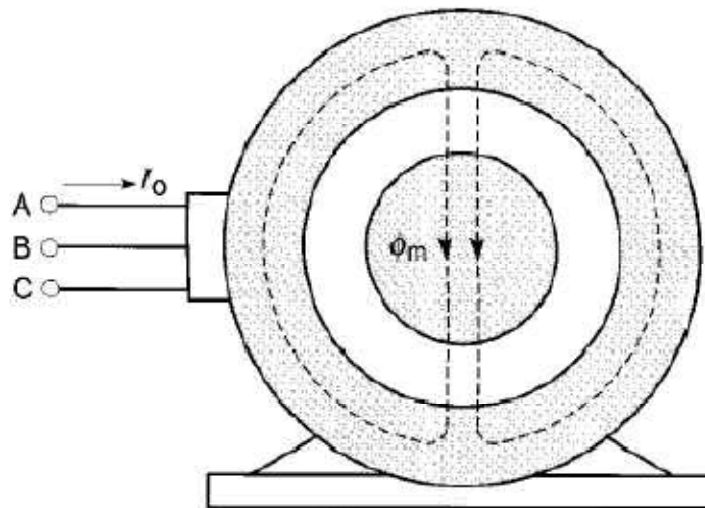


Fig.1.13 .a fonctionnement de moteur à vide

Lorsqu'un moteur asynchrone fonctionne à vide, le flux créé est essentiellement un flux mutuel Φ_m à cause de la présence de l'entrefer, une puissance réactive considérable est requise pour produire ce flux .On est amené à utiliser un entrefer aussi petit que possible, en tenant compte des tolérances mécaniques acceptables. le facteur de puissance à vide est compris entre 20 % pour les petits moteurs et 5 % pour les gros. Le rendement est nul, car la machine ne débite aucune puissance utile

I.4.3.Moteur fonctionnant à pleine charge :

le moteur est en charge, le courant circulant dans le rotor produit une FMM qui tend à changer le flux mutuel Φ_m Ceci engendre un courant dans le stator dont la FMM tend à s'opposer à celle créée par le rotor. Ces FMM sont très semblables à celles produites par le primaire et le secondaire d'un transformateur sous charge. Par conséquent, en plus du flux mutuel Φ_m des flux de fuite Φ_{f1} et Φ_{f2} sont créés, (Fig.16). Lorsque le moteur fonctionne en charge, la puissance réactive (kvar) requise pour produire ces trois flux est légèrement supérieure à celle absorbée à vide. Par contre, la puissance active (kW) absorbée par le moteur varie proportionnellement avec la charge mécanique . Il s'ensuit que le facteur de puissance du moteur (kW/kVA) s'améliore à mesure que la charge croît : à pleine charge, il est compris entre 80 % pour les petits moteurs et 90 % pour les gros. Le rendement à pleine charge est particulièrement élevé ; il peut atteindre 98 % pour les grosses machines.

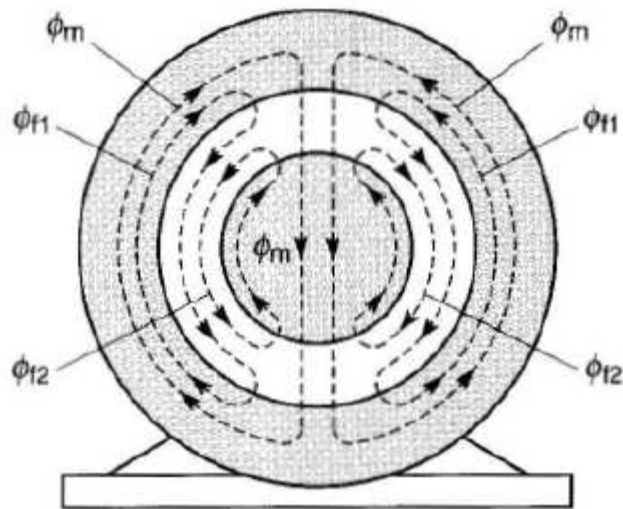


Figure .1.13.b fonctionnement de moteur en charge

À pleine charge, le flux mutuel ϕ_m diminue mais des flux de fuites sont créés par le rotor et le stator. Il s'ensuit une légère augmentation de la puissance réactive.

I.5. Moteur au démarrage :

Lorsque le rotor est bloqué, le courant est 5 à 8 fois plus grand que le courant de pleine charge. Cela entraîne des pertes Joule de 25 à 64 fois plus grandes que les pertes normales. On doit donc éviter de bloquer le rotor, pour prévenir la surchauffe des enroulements. Puisque le moteur ne tourne pas, la puissance mécanique est nulle, son rendement est donc nul. Cependant, il développe un couple considérable. En ce qui concerne le facteur de puissance, il demeure bas, car une grande puissance réactive est requise pour entretenir les flux de fuite du rotor et du stator. Ces flux sont beaucoup plus grands que dans un transformateur, car les enroulements du stator et du rotor ne sont pas couplés aussi étroitement.

I.6. La mesure de la puissance absorbée :

I.6.1 Mesure de la puissance absorbée

Cette méthode reste identique que le couplage soit en étoile ou en triangle, il utilise deux wattmètres numériques qui doivent être branchés comme suit

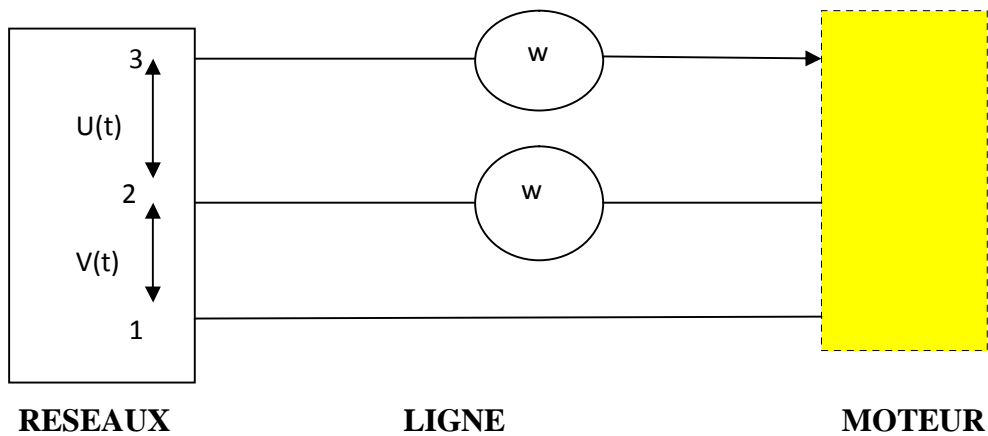


Figure .1.14. schéma synoptique de la mesure des deux wattmètre

Le premier wattmètre W_1 indique une grandeur P_1

Le second wattmètre W_2 indique une grandeur P_2

- P La puissance active absorbée en watts [W]
- P_1 La lecture du premier wattmètre [sans unités]
- P_2 La lecture du second wattmètre [sans unités]

$$P = P_1 + P_2$$

P_1 et P_2 sont les lectures des deux wattmètres, elles sont soit positives soit négatives. Sachant que la puissance absorbée P est une puissance active, elle est nécessairement positive. Il est donc indispensable de donner à P_1 la valeur positive correspondant à la plus grande des deux indications en valeurs absolues. La valeur prise par P_2 sera l'indication de l'autre wattmètre, affublé du signe « plus » si les deux grandeurs étaient de même signe et du signe « moins » dans le cas contraire.

I.6.2 La puissance réactive

La puissance réactive Q absorbée par le moteur se calcule à partir des informations des wattmètres, en utilisant la relation suivante :

- Q La puissance réactive absorbée en V.A.R [vars]
- P_1 La lecture du premier wattmètre [sans unités]
- P_2 La lecture du second wattmètre [sans unités]

$$Q = \sqrt{3} (P_1 - P_2)$$

I.6.3 La puissance apparente

La puissance apparente du moteur peut se déduire des deux calculs précédents par la relation :

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2}$$

- S La puissance apparente du moteur en V.A [VA]
- P La puissance active absorbée en watts [W]
- Q La puissance réactive absorbée en V.A.R [vars]
V.A.R : Volts ampères réactifs

I.6.4 Le facteur de puissance

Le facteur de puissance peut se déduire des deux calculs précédents par la relation :

$$\cos \varphi = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}}$$

- φ L'angle de déphasage entre courant et tension en degrés [°]
- P La puissance active absorbée en watts [W]
- Q La puissance réactive absorbée en V.A.R [vars]
V.A.R : Volts ampères réactifs

I.7. Cheminement de la puissance active :

Les tensions et les courants d'un moteur asynchrone permettent de comprendre son fonctionnement détaillé . Cependant, on comprend mieux la transformation de l'énergie électrique en énergie mécanique en suivant le cheminement de la puissance active qu'il absorbe (**Figure .1.15**) Ainsi, lorsqu'on alimente un moteur asynchrone, une partie P_j , de la puissance active P e qu'il reçoit est dissipée par effet Joule dans les enroulements du stator, et une autre partie P_f est perdue dans le fer. Le reste de la puissance, P_r , est transporté au rotor, par induction, à travers l'entrefer . Une troisième tranche P_{er} se dissipe par effet Joule dans les enroulements du rotor, et le reste P_m est enfin disponible sous forme de puissance mécanique. Si l'on en soustrait les pertes par ventilation et friction P_v , on obtient la puissance mécanique P_{mc} fournie à la charge. Afin d'exploiter ce diagramme de répartition des puissances actives pour les calculs, on donne ci-après trois relations importantes associées à ces diverses puissances.

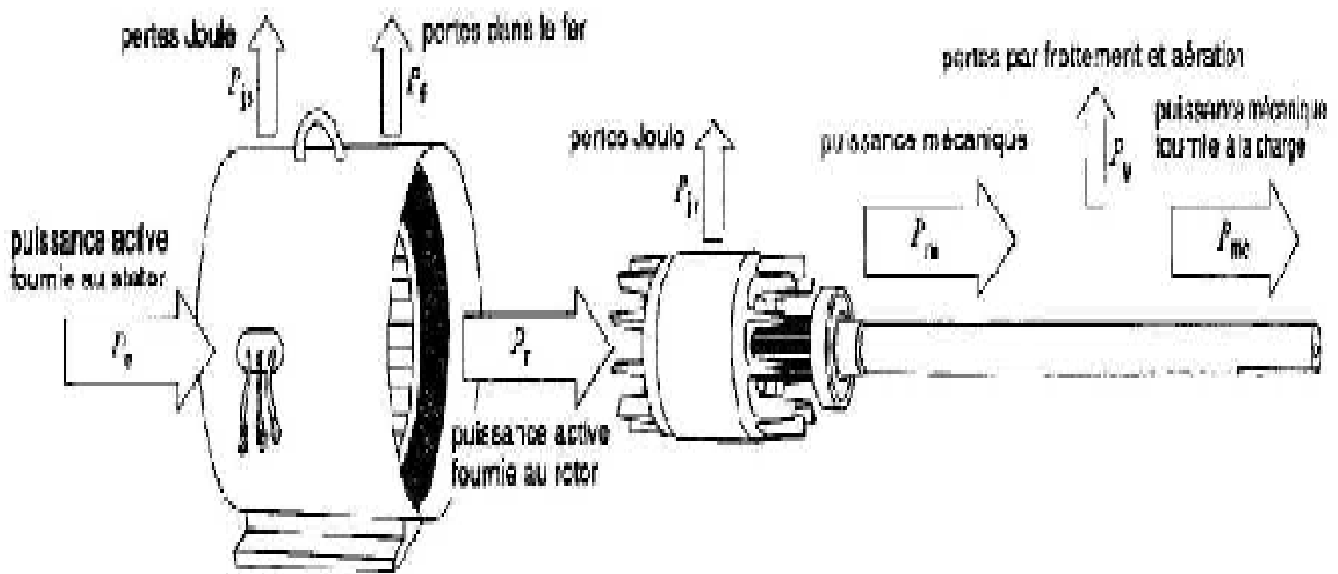
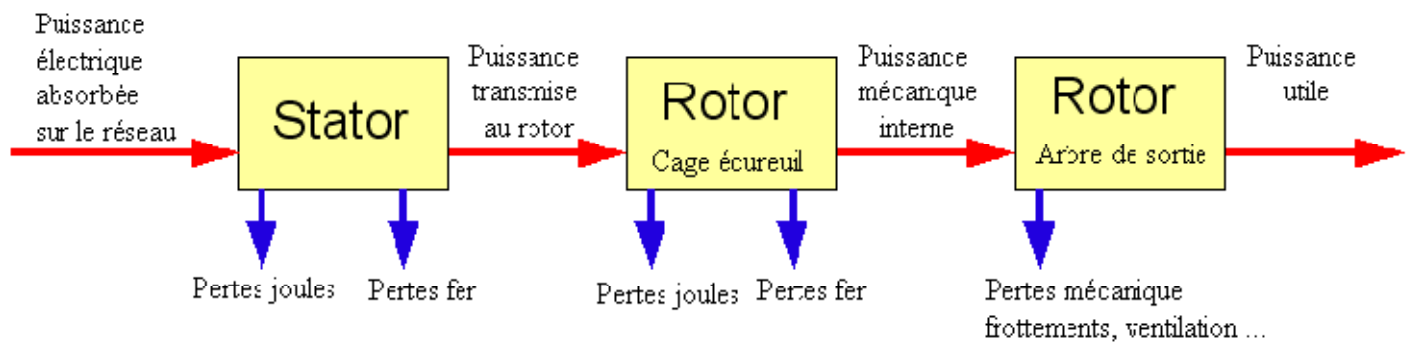


Figure.1.15. Cheminement de la puissance active dans un moteur asynchrone triphasé

bilan des puissances



I.7.1. Rendement :

Le rendement du moteur est, par définition, le rapport entre le puissance mécanique P_{me} fournie à la charge et la puissance électrique P_e fournie au moteur soit:

$$\text{Rendement}(\eta) = P_{me} / P_E$$

I.7.2. Pertes par effet Joule dans le rotor :

les pertes Joule P_{jr} dans le rotor et la puissance P_r qu'il reçoit est donnée par la formule :

$$P_{jr} = sP_r \quad (1)$$

P_{jr} = pertes Joule dans le rotor [W]

s = glissement

P_r = puissance transmise au rotor [W]

I.7.3. Puissance mécanique :

La puissance mécanique P_m , développée par le moteur est égale à la puissance transmise au rotor moins les pertes Joule dans celui-ci . Ainsi,

$$P_m = P_r - P_{jr} = P_r - sP_r$$

$$P_m = P_r (1 - s) \quad (2)$$

En raison des pertes P_v par frottement et aération, la puissance mécanique $P_{m,}$, disponible pour entraîner la charge est légèrement inférieure à P_m . Dans la plupart des calculs pratiques, on incorpore les pertes P_v avec les pertes dans le fer P_f . Dans ces circonstances, la puissance P_{mc} se confond avec la puissance P_m

I.7.4. Couple moteur :

Le couple développé par le moteur est donné par l'expression :

$$T = 9.55 P_m / N$$

Si on substitue dans cette équation les expressions du glissement (33-2) et de la puissance mécanique (33-8), on obtient :

$$T = 9.55 P_r (1-s) / n_s (1-s) = 9.55 P_r / n_s$$

Donc :

$$T = 9.55 P_r / n_s$$

Moteur

Essai du moteur alimenté à $V/f = \text{cte}$

I.8. Modélisation de la machine asynchrone :

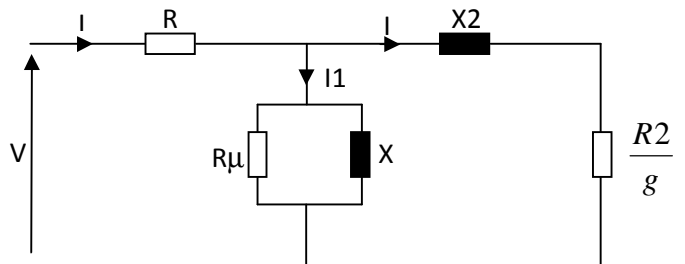
I.8.1 Caractéristique du moteur :

Si on considère que notre moteur possède des caractéristiques qui sont les suivantes :

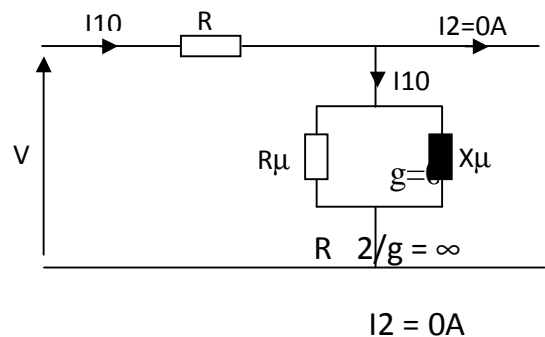
pour un montage étoile

$U = 380V$	$I_n = 3,5A$
$P_u = 1,5Kw$	$\cos\varphi = 0,82$
$C = 10Nm$	$N_r = 1430 \text{ tr/mn}$

I.8.2 schéma équivalent : (modèle par phase)



(a) Essai à vide



Par la méthode de mesure de double wattmètre on peut on peut déduire

$$P_{a0} = 510 \text{ W}$$

$$P_{b0} = -895 \text{ W}$$

$$P \text{ à vide} = P_{a0} + P_{b0}$$

$$P_v = 385 \text{ W}$$

$$Q \text{ à vide} = \sqrt{3} (P_{a0} - P_{b0})$$

$$Q_v = 2443,5 \text{ VAR}$$

$$\text{On relèvera également un courant } I \text{ à vide} \quad I_v = 1.95 \text{ A}$$

La résistance R d'un enroulement statorique et mesurée à partir d'un pont de Wheatstone. ($R = 4\Omega$). On peut considérer les pertes engendrées par cette résistance négligeables (Pertes joules stators = $3 \times R \times I^2 = 46 \text{ W}$).

$$\text{Pour } P_o = 385 \text{ W}$$

$$Q_o = 2443.5 \text{ VAR}$$

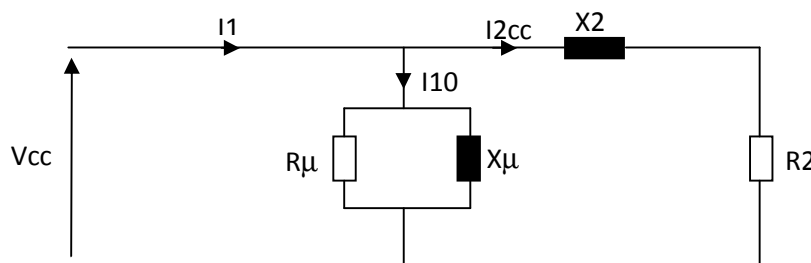
$$I_o = 1.95 \text{ A}$$

La réactance et la résistance du stator

$$R_s = \frac{3.V^2}{P_o} = \frac{3.220^2}{385} \quad R_s = 377.14 \Omega$$

$$X_s = \frac{3.V^2}{Q_o} = \frac{3.220^2}{2443,5} \quad X_s = 59.4 \Omega$$

(b) Essai rotor bloqué



$$G = 1 \quad \text{donc } R_2/g = R_2$$

$$I_2 = I_1 = 3.5 \text{ A}$$

$$V_{cc} = 46.1 \text{ V}$$

Grâce à la méthode des doubles wattmètres, on relève :

$$P_{acc} = 40 \text{ W}$$

$$P_{bcc} = 480 \text{ W}$$

$$P_{cc} = P_{acc} + P_{bcc}$$

$$P_{cc} = 520 \text{ W}$$

$$Q_{cc} = \sqrt{3} (P_{acc} - P_{bcc})$$

$$Q_{cc} = 762 \text{ VAR}$$

Soit P_{2cc} étant la puissance active du rotor ramenée au stator.

Soit Q_{2cc} étant la puissance réactive du rotor ramenée au stator.

$$P_{2cc} = P_{cc} - \frac{3.V_{cc}^2}{R_s}$$

$$= 520 - \frac{3.46,1^2}{377,14}$$

$$P_{2cc} = 503,1 \text{ W}$$

$$Q_{2cc} = Q_{cc} - \frac{3.V_{cc}^2}{X_s} = 762 - \frac{3.46,1^2}{59,4}$$

$$Q_{2cc} = 654,1 \text{ W}$$

$$S_{2cc} = \sqrt{P_{2cc}^2 + Q_{2cc}^2} = \sqrt{503,1^2 + 654,1^2}$$

$$S_{2cc} = 825,6 \text{ VA}$$

$$I_{2cc} = \frac{S_{2cc}}{3.V_{cc}} = \frac{825,6}{3.46,1}$$

$$I_{2cc} = 5,97 \text{ A}$$

Ainsi,
$$R_r = \frac{P_{2cc}}{3.I_{2cc}^2} = \frac{503,1}{3.5,97^2}$$

$$R_r = 6,11 \Omega$$

$$X_r = \frac{Q_{2cc}}{3.I_{2cc}^2} = \frac{654,6}{3.5,97^2}$$

$$X_r = 4,7 \Omega$$

Conclusion :

Dans ce chapitre on a procédé à l'étude du moteur asynchrone afin de mieux comprendre le principe de fonctionnement de ce dernier qui est d'une grande nécessité pour bien dimensionner notre variateur

Chapitre II

Etude d'un variateur de vitesse

Introduction :

La circuiterie pour la commande des moteurs nous amène à nous intéresser particulièrement aux semi-conducteurs de puissances, et parmi ces derniers on retrouve

II.1.1. Diode :

La diode est un élément redresseur non commandable possédant une simple jonction PN. Elle à une tension de seuil de 0.6 à IV pour les diodes de fortes puissances, elle permet le passage du courant dans un seul sens

Symbole :

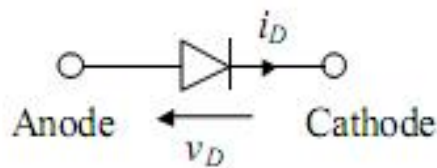


Figure.2.1.a Symbole de la diode

II .1.2. Thyristor :

Le thyristor simple est un semi-conducteur unidirectionnel en courant et bidirectionnel en tension commandable à la fermeture. Constitué de quatre couches PNPN en série, Il possède une électrode de commande (Gâchette G), l'anode A et la cathode K.

Ø Symbole :

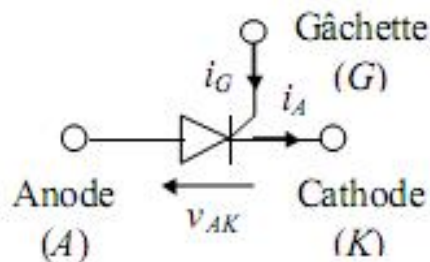


Figure .2.2.b. Symbole d'un thyristor

II.1.3. Transistor :

Le transistor IGBT est un élément de puissance commandable à la fermeture et à l'ouverture. Il est unidirectionnel en courant et en tension.

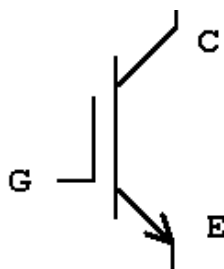
Ø Symbole :

Figure.2.3.c Symbole d'un transistor

II.1.3.1. Structure de L IGBT :

Le transistor bipolaire à grille isolée (I.G.B.T.) est un nouveau composant semi-conducteur de puissance, qui est né dans les années 1985, suite à la recherche des électroniciens de puissance pour développer sur la même structure un composant qui rassemble les avantages du transistor bipolaire (chute de tension faible en conduction, tension blocable élevée, rapport coût / puissance commutée convenable) et ceux du transistor MOSFET (commande en tension et vitesse élevée de commutation). Il en a résulté un transistor commandable en tension, avec une chute de tension en conduction inférieure à celle du MOSFET mais supérieure à celle du bipolaire et une vitesse de commutation mois élevée que pour le MOSFET, mais plus élevée que pour le bipolaire. L'amélioration des performances (calibres, chute de tension, vitesse de commutation) de l'IGBT a été spectaculaire. Nous sommes déjà à la troisième génération des IGBT. Par exemple si la première génération

d'IGBT lancée sur la marché par TOSHIBA en 1985, les caractéristique $V_{CES}=1000V$, $V_{CE sat}=3V$ et $t_f=0,45ms$, les générations suivantes représentent un progrès évident.

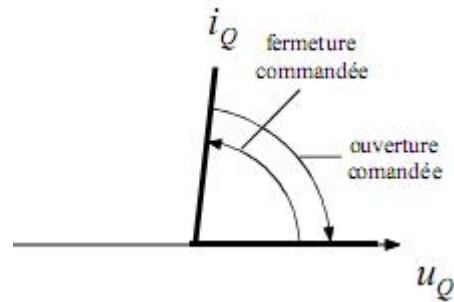


Figure .2.4.Représentation de l'IGBT sur la forme d'un interrupteur

I.1.3.2. Symbole et schéma équivalent :

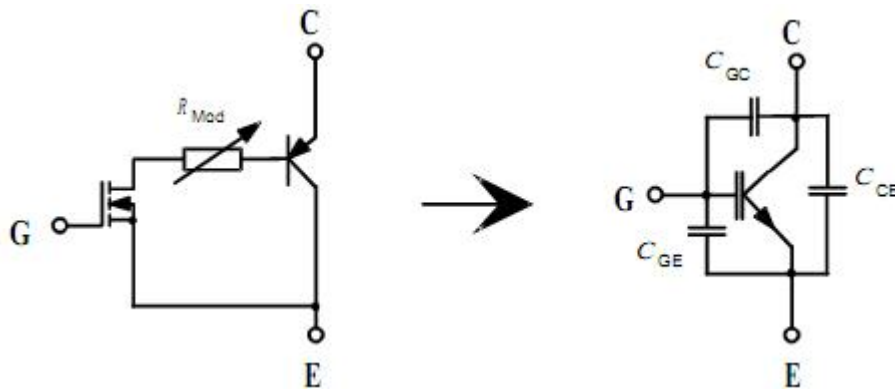


Figure .2.4.d Schéma équivalent du transistor IGBT

Symbole :

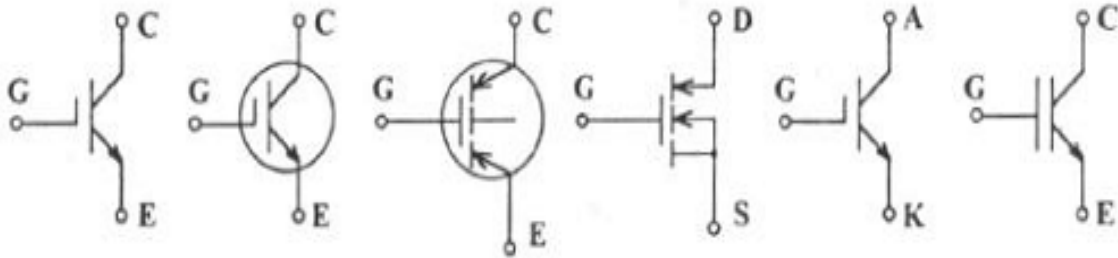


Figure .2.5. Symboles du transistor IGBT

1.3.3. Comparaison entre IGBT type PT et NPT :

Dans l'état actuel de la technique, les IGBT de type PT sont utilisés pour des tensions BV_{CES} supérieures à 1000V. Les deux types se prêtent à leur mise en parallèle car ils possèdent les deux un coefficient en température positif en conduction.

II.1.3.3.1. Commutation au blocage :

Les IGBT de type PT ont un comportement au blocage, fortement dépendant de la température (Figure .10.) et présente un courant de queue nettement supérieure au type NPT. Une .comparaison montre qu'un IGBT de type NPT dissipe 3 à 5 fois moins d'énergie qu'un IGBT de type PT lors de la commutation à l'ouverture.

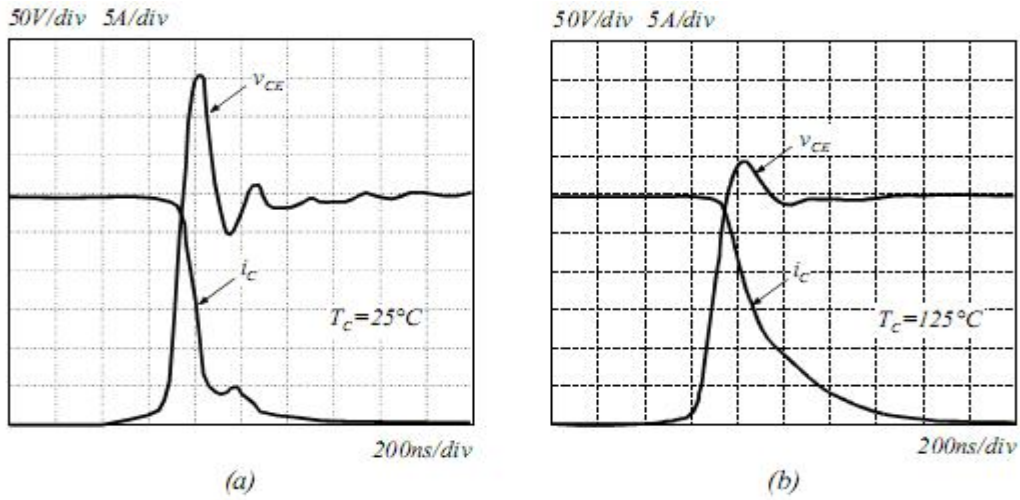


Figure .2.6.a commutation à l'ouverture d'un igbt type PT

On voit dans (Figure .11.) que la commutation est non seulement plus rapide que pour un IGBT de type PT mais aussi assez peu dépendante de la température.

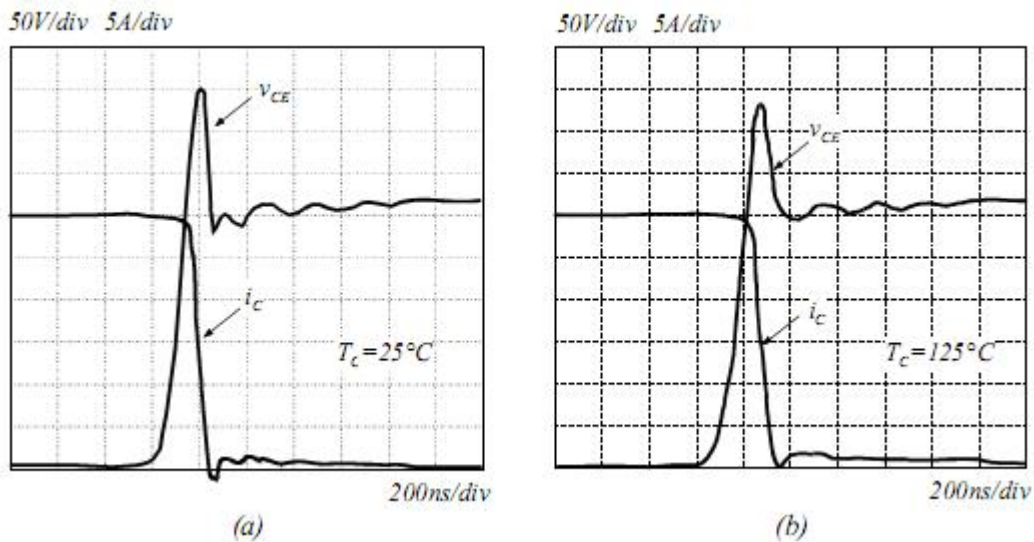


Fig 2.6.b Commutation à l'ouverture IGBT type NPT.

II.3.3.2 .Caractéristique statique $I_C=f(V_{CE}, V_{GE})$:

Lorsque la tension V_{GE} excède la tension de seuil $V_{GE}(Th)$, une zone d'inversion se crée au-dessous de la Grille de l'IGBT. Cette zone d'inversion court-circuite la zone faiblement dopée N_0 à la zone N_+ en contact avec l'Emetteur. Ce mécanisme est identique à celui du MOSFET. Un courant d'électron circule dans cette zone d'inversion, lequel à son tour provoque une injection de trou de la couche P_+ de Collecteur dans la zone N_0 .L'injection de trous (porteurs minoritaires) dans la zone N_0 provoque une augmentation de la conductivité de cette dernière par un facteur allant de 10 à 100. Ces trous injectés dans la zone N_0 prennent une grande variété de chemins et atteignent la zone de diffusion P qui entoure les zones N_+ en contact avec l'Emetteur. Aussitôt que ces trous sont arrivés dans la zone de diffusion P , leurs charges spatiales attirent des électrons de l'Emetteur par la zone de métallisation et se recombinent avec ces derniers. Les caractéristiques donnant le courant i_C en fonction de la tension v_{CE} pour diverses valeurs de la tension de commande v_{GE} sont représentées à la Figure 8-8 (a) : - Lorsque V_{GE} est inférieure à la tension de seuil $V_{GE}(Th)$, le transistor est bloqué et la caractéristique $I_C(V_{CE})$ est pratiquement confondue avec l'axe des tensions, pour autant que la tension V_{CE} reste inférieure à la tension d'avalanche V_{BR} de la jonction J_2 qui supporte la tension appliquée. - Lorsque V_{GE} dépasse $V_{GE}(Th)$, la création des canaux permet au transistor de conduire. Mais, comme le courant I_C doit traverser la jonction J_1 , il faut que la valeur de V_{CE} compense la barrière de potentiel qui existe au sein de cette jonction pour que le courant I_C puisse atteindre des valeurs importantes. Ce n'est donc que pour des valeurs de V_{CE} supérieures au volt qu'on observe une rapide croissance de I_C avec V_{CE} .

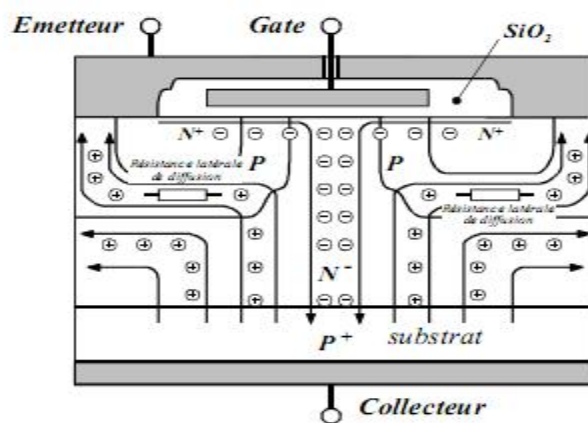


Figure 2.7.Répartition des courants dans l'IGBT

Lorsque VCE a dépassé cette valeur, les caractéristiques $i_C=f(V_{CE},V_{GE})$ ont une pente beaucoup plus forte que celles du MOSFET en raison de la forte diminution de la résistance de la zone N0 grâce à l'injection de porteurs minoritaires depuis la zone P+ côté Collecteur. Comme pour le MOSFET, il existe une "tension de pincement" au-delà de laquelle le transistor entre en "zone de saturation", c'est-à-dire où le courant IC devient pratiquement indépendant de VCE, sa valeur étant fixée par celle de la tension VGE.

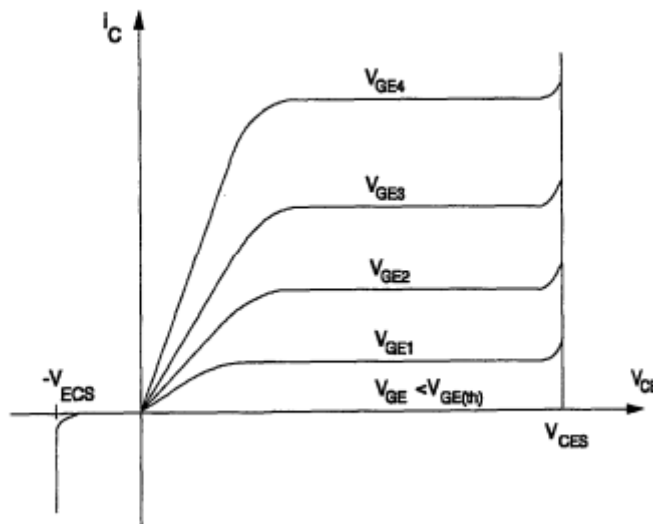


Figure .2.8.Caractéristique de sortie $i_C=f(V_{CE},V_{GE})$

II.1.3.3 Récapitulatif : Le choix d'un composants sera en général dicté par le mode de commande souhaité, la tension de blocage nécessaire, la fréquence de commutation désirée et dans une moindre proportion, du courant à conduire. On trouve encore des différences pour un type de composant selon un point de fonctionnement donné (blocage, rapidité).

Composant	Com- mande	Blocage	Pertes en conduction	Pertes en commuta- tion	f_p maxi- mal
Diode	non	>10kV	faibles	nulles	élevée
Thyristor	on	>10kV	faibles	élevées	<1kHz
Bipolaire	on/off	1.2kV	faibles	élevées	10kHz
MOSFET	on/off	600V	élevées	faibles	250kHz
IGBT	on/off	4.5kV	moyennes	moyennes	50kHz
GTO	on/off	>10kV	faibles	élevées	<1kHz

Il s'agit ici de valeurs habituelles pour des éléments commercialisés. On peut très bien réaliser un transistor MOSFET permettant de bloquer plusieurs kiloVolts avec des commutations très rapides en adaptant ses niveaux de dopage et ses dimensions. Mais sa résistance à l'état passant devient alors tellement grande que l'usage de ce transistor en conduction n'a plus aucun sens. Le courant admissible par un tel composant ne pourrait pas dépasser quelques fractions d'ampère pour qu'il soit possible d'évacuer thermiquement la chaleur issue des pertes en conduction. Ainsi ce que l'on gagne en blocage, on le perd en conduction ou en commutation. Les structures à grille isolée permettent une commande en tension indépendante du courant circulant dans la partie de puissance du transistor. Le système d'alimentation de la grille (driver) en est réduit au strict minimum. Les transistors IGBT et MOSFETs sont ainsi facilement commandables à l'ouverture et à la fermeture. Ils couvrent une gamme importante de tension avec des vitesses de commutation élevée et sont largement utilisés.

II.14 le Pont en H :

Un pont en H est un circuit destiné au pilotage d'un moteur qui a deux rôles principaux :

- ü fournir le courant nécessaire au fonctionnement du moteur
- ü donner la possibilité d'inverser le sens du courant (donc le sens de rotation du moteur)

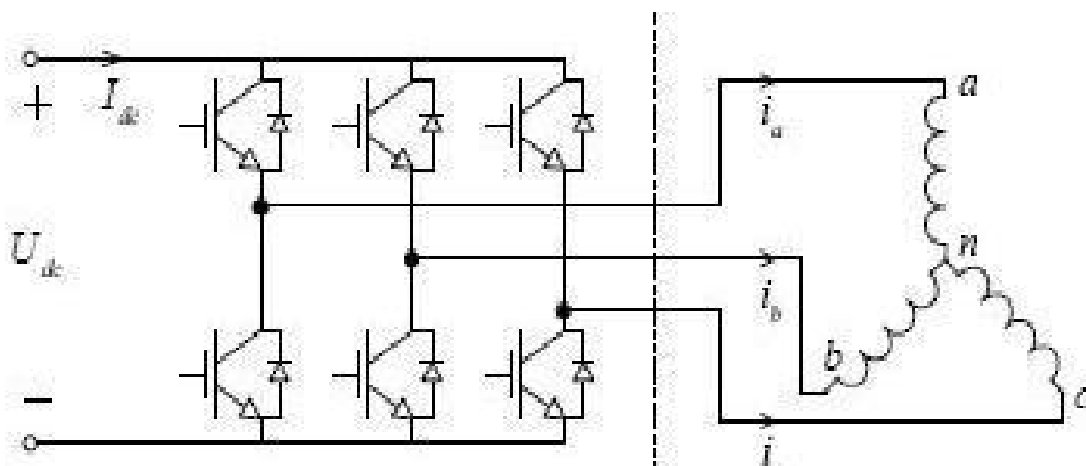


Figure .2.9 . Onduleur triphasé

II.1.4.1. L'utilisation de pont en H:

Le couple transistor-diode est appelé interrupteur. Des interrupteurs De ce fait, l'onduleur est donc formé de six interrupteurs qui fonctionnent deux à deux. Les commutations doivent se faire lorsque le rotor passe par une position bien déterminée par rapport au stator. Il ne faut pas que les commutations se fassent trop rapidement (ou trop lentement). La commutation deux à deux de ces interrupteurs permet d'alimenter deux bobines à la fois. La troisième bobine a un potentiel flottant, et la commande des ces interrupteur dans notre variateur se fera à travers une PWM communément appelé en anglais (Pulse Width Modulation)

II.1.4.2 la commande PWM

Le PWM (Pulse Width Modulation) ou MLI (Modulation de largeur d'impulsion) est un signal auquel on fait varier la tension sans modifier ni l'amplitude ni la fréquence mais la largeur de l'impulsion

II.1.5.. Principe général :

L'intérêt du PWM est de pouvoir générer un signal continu à partir d'un système fonctionnant en tout ou rien.

Application :

- La conversion numérique-analogique
- Les amplificateurs de classe D, en audio
- Les alimentations à découpage, variateurs de vitesse et plus généralement tous les dispositifs d'électronique de puissance utilisant des composants de type MOSFET IGBT, GTO

II.1.5 Principe de fonctionnement

Le principe est de générer un signal logique (valant 0 ou 1), à fréquence fixe mais dont le rapport cyclique est contrôlé numériquement. La moyenne du signal de sortie est égale au rapport cyclique

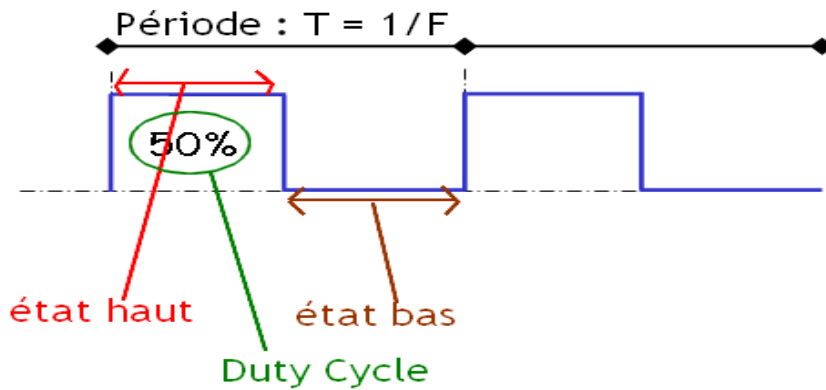


Figure .2.10 .a Schema d'un creneau duty cycle de 50%

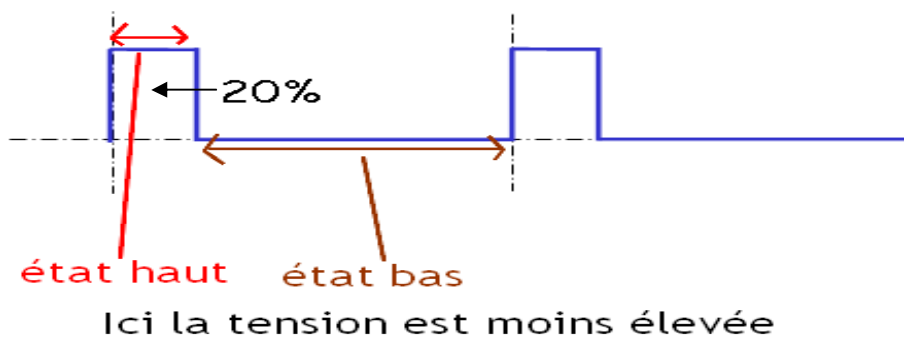


Figure 2.10. b Schema d'un creneau duty cycle de 20%

A noter que la tension est plus élevée dans le creneau dan't le duty cycle est de 50% par rapport au 20% de la figure 2 , la formule suivante determine la tension en fonction du rapport cyclique

II.1.5.a formule donnant tension de sortie d'une PWM

$$\text{Tension PWM (en V)} = \text{Tension maximale (en V)} \times \text{Rapport cyclique} / 100$$

II.1.5.2 .Pilotege d'un pont en H a l'aide de la PWM :**II.1.5.2 a. Locked antiphase :**

Nous allons ,dans cette partie presenter une application conjointe des deux mecanismes presentes ci-dessus,ainsi que des adaptations sont necessaires a son bon fonctionnement.Comme nous l'avons vu ci-dessus,la PWM et les ponts en H sont tres adaptes au pilotage de moteurs asynchrones ,notamment parce qu 'ils permettent une reponse proportionnelle en fonction du rapport cyclique (tres pratique pour controler la vitesse d'un moteur). Cependant, des particularites obligent a adapter les mecanismes .Nous allons donc passer en revue trois facons de piloter un pont en H alimentant un moteur a l'aide de PWM .La premiere maniere de piloter un pont en H par une PWM se nomme "locked antiphase".Elle consiste simplement a piloter les deux demi-ponts de maniere inversee .Ainsi ,soit le moteur est stimule en marche avant,soit en marche arriere,etc en alternance.Avec un rapport cyclique de100%,on obtient la commande maximale en marche avant,0% pour l'autre sens,et 50% pour l'immobilite.Le principal defaut de ce mode de pilotage est qu'il peut potentiellement creer des court circuits dans l'alimentation ,car le temps necessaire a la coumutation des traansistors n'est pas respecte

II.1.5.2. b Introduction de Dead-time :

Pour resoudre ce probleme, on insere des temps morts lors des commutations: a chaque changement d'etat, on passe par une courte phase ou le moteur est desconecte de la masse et de l'alimentation .Ceci etant, on s'assure que le transistor precedemment passant est maintenant bloquant avant de commuter l'autre. Contrairement a la methode precedente, celle-ci necessite la generation de deux signaux de PWM possedante des rapports cycliques differents tout en gardant une synchronisation. Pour obtenir les signaux de chaque de mi pont, on utilise un compteur capable de controler deux signaux et regle en "dual slope "(a fin de generer des signaux de "center aligned PWM").Les

valeurs de comparaison au compteur des deux sorties sont réglées de manière à obtenir les deux signaux à l'état bas (transistors bloquants) pendant un court instant à chaque fois qu'un signal descendent que l'autre remonte. Il est en outre indispensable de mettre à jour les deux valeurs de comparaison au compteur en même temps lorsque le rapport cyclique change, afin de s'assurer que les deux signaux ne puissent jamais être en même temps dans l'état haut (ce qui crée le court-circuit).

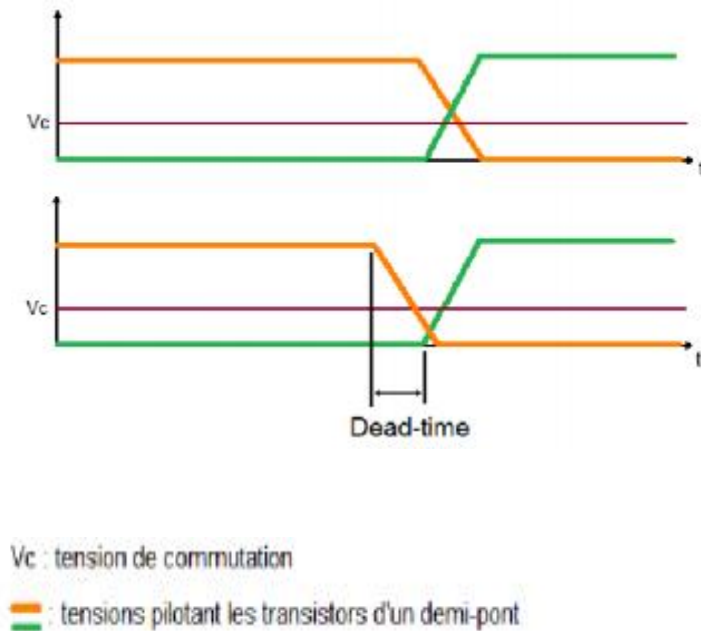


Figure. 2.10 .b. Introduction d'un Dead-time

II.1.5.2 c. Sign magnitude : Une seconde possibilité de pilotage du pont en H est la "sign magnitude" : Dans ce mode de pilotage, un seul demi pont passe d'un état à l'autre tandis que l'autre reste figé. Ainsi, le moteur n'est plus piloté à l'aide d'une alternance de tension positive et négative mais positive et nulle, ou négative et nulle (le moteur est court circuit) selon le sens de fonctionnement du moteur voulu. Pour changer ce sens, il suffit de renverser le demi pont qui était figé inversement. La principale qualité de ce mode de fonctionnement est sa simplicité : il suffit d'un seul signal en PWM pour piloter le pont tout entier (et de deux si l'on inclut des temps morts). De plus, lorsque le moteur est à l'arrêt, la tension à ces bornes est nulle, et il n'y a aucune perte par effet Joule, contrairement au mode "locked antiphase" dans lequel, pour le moteur à l'arrêt, la tension est la moitié du temps positive et l'autre moitié négative. Malheureusement, le fait qu'il y ait une dissymétrie entre les deux transistors du demi pont figé d'une part et entre les deux demi ponts d'autre part peut impliquer un chauffage inégal des composants et donc une altération des caractéristiques de ceux-ci.

II. Etude d'un variateur de vitesse MICROMASTER :**II.1. La gamme MICROMASTER:**

Les variateurs de la gamme MICROMASTER 440 des convertisseurs de fréquence permettant de régler la vitesse et le couple de moteurs triphasés. Les modèles disponibles couvrent la plage de puissance 120 W jusqu'à 200 kW (avec couple constant (CT)) et/ou jusqu'à 250 kW (avec couple variable (VT)). Les variateurs sont commandés par microprocesseur et intègrent une technologie IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) de pointe, ce qui garantit leur polyvalence et leur fiabilité. Un procédé spécial de modulation de largeur d'impulsions à fréquence de découpage réglable assure le silence de fonctionnement du moteur. Des fonctions de protection étendues garantissent une excellente protection du moteur et du variateur. Avec le réglage usine, le MICROMASTER 440 est approprié pour de nombreuses applications de réglage de la vitesse. Le MICROMASTER 440 peut être également adapté pour des utilisations complexes avec le paramètre fonctionnel groupé. Le variateur MICROMASTER 440 peut aussi bien être mis en œuvre dans des applications "autonomes" qu'être intégré à des "systèmes d'automatisation".



Figure.2.11 . variateur de vitesse MICROMASTER.

II.2. Spécificités :**• Propriétés générales :**

- Ø Facilité d'installation.
- Ø Simplicité de mise en service.
- Ø Temps de réponse rapide et répétable aux signaux de commande.
- Ø Série complète de paramètres permettant d'adapter la configuration du variateur à des applications variées.
- Ø Connexion par câble simple.
- Ø 3 relais de sortie.
- Ø 2 sorties analogiques (0 – 20 mA).
- Ø 6 entrées TOR isolées, commutables active à l'état haut /active à l'état bas (PNP/NPN).
- Ø 2 entrées analogiques :
 - ◆ ADC1 : 0 – 10 V, 0 – 20 mA et -10 à +10 V.
 - ◆ ADC2 : 0 – 10 V, 0 – 20 mA.
- Ø Hautes fréquences de commutation (suivant le variateur, jusqu'à 16 kHz) pour un fonctionnement silencieux du moteur.

Ø Interface interne RS485.

Ø Informations d'état détaillées et fonctions de signalisation intégrées.

II.6. Panneaux de commande de MICROMASTER : Le MICROMASTER peut être équipé en option d'un BOP (Basic Operator Panel) ou d'un AOP (Advanced Operator Panel). L'AOP se caractérise par un affichage en clair simplifiant la conduite, le diagnostic et la mise en service.

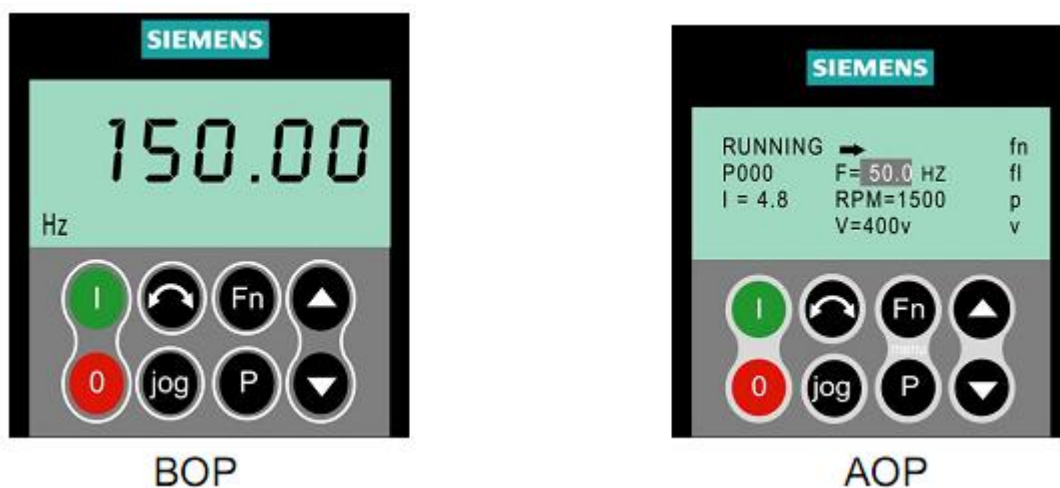


Figure .2. 11 .b Panneaux de commande

II.6.1. Description du BOP (Basic Operator Panel) :

Le BOP, disponible en option, permet l'accès aux paramètres du variateur. L'installation du BOP nécessite de démonter le panneau de visualisation d'état (Status Display Panel - SDP) (voir annexe A) et soit d'enficher à sa place le BOP, soit de monter le BOP dans la porte d'armoire à l'aide d'un kit spécial de montage sur porte. Le BOP permet de changer les valeurs de paramètres pour adapter le réglage du MICROMASTER aux besoins spécifiques de l'application. Ce panneau comporte, outre les touches (voir schéma, un affichage LCD à 5 positions permettant de visualiser les numéros de paramètre rxxxx ou Pxxxx, les valeurs de paramètres, l'unité du paramètre (par ex. [A], [V], [Hz], [s]), les alarmes Axxxx ou les codes d'erreur Fxxxx, ainsi que les consignes et mesures.

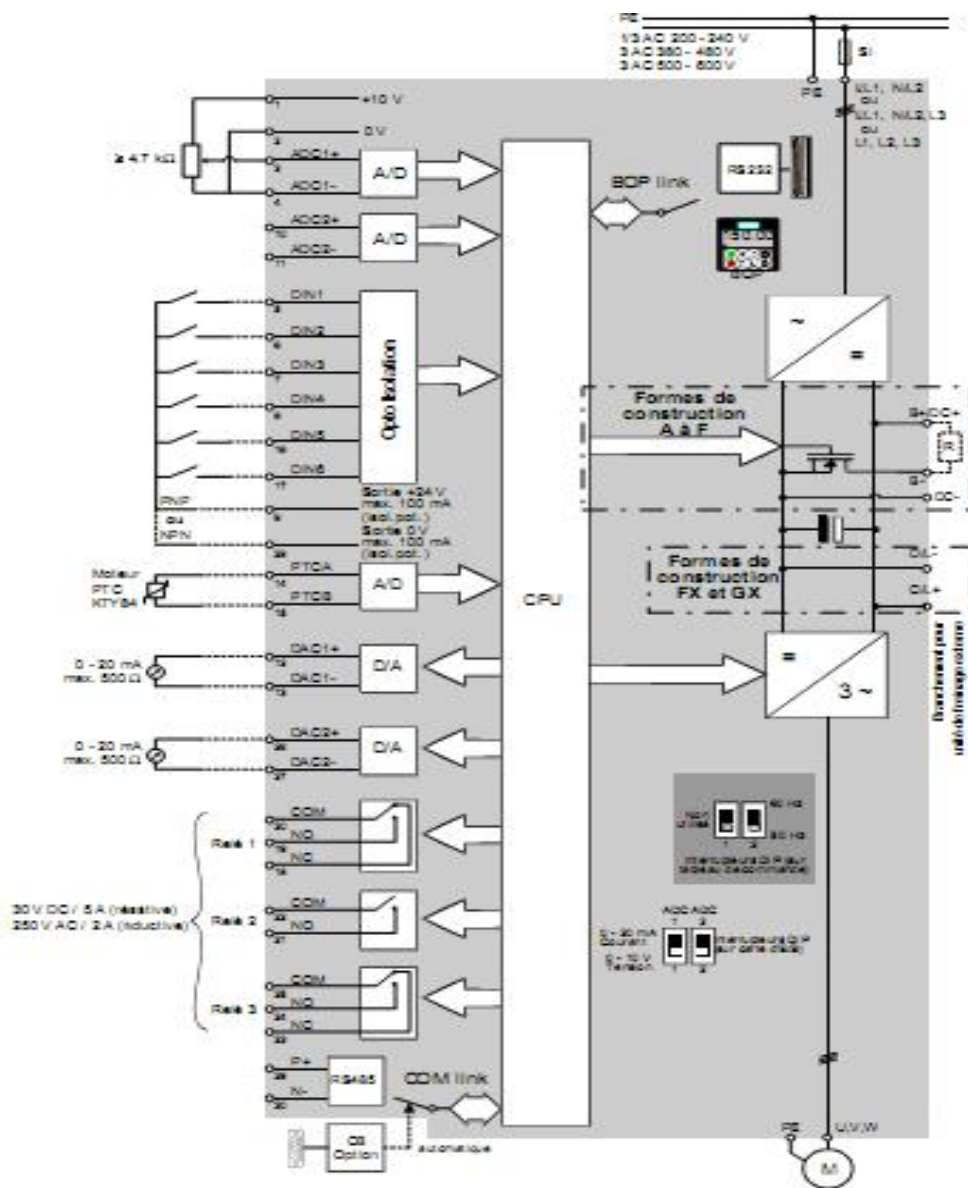


Figure .2.11.C Schéma bloc de commande

REMARQUE :

- Ø Contrairement à l'AOP, le BOP ne nécessite aucun réglage ni prise en compte de paramètres pour la communication entre BOP et variateur.

- Ø Le BOP ne possède pas de mémoire locale. Par conséquent, les jeux de paramètres ne peuvent pas être enregistrés sur le BOP.

II.5.3. Touches et fonctions du panneau de commande :

Le tableau ci-dessous comporte les touche contenue sur la commande du variateur micro master ,elle permet d'accéder au diffrentes paramètres ,pour adapter le réglage du micro master selon les besoins spécifique du variateur









Touches	Fonction	Effets
	Visu d'état.	L'afficheur à cristaux liquides (LCD) indique les réglages actuels du variateur.
	Mise en marche du variateur.	Cette touche permet de démarrer le variateur.
	Mise à l'arrêt du variateur.	OFF1: L'actionnement de cette touche entraîne l'arrêt du moteur par ralentissement. OFF2 : Le double actionnement de la touche entraîne l'arrêt du moteur brusquement.
	Inversion du sens de marche.	Cette touche inverse le sens de rotation du moteur.
	Marche par à-coups.	S'il y a un blocage entre le moteur et la pompe on appui sur la touche Jog pour le débloquer.
	Accès aux paramètres.	Cette touche permet d'accéder aux paramètres.
	Incrémentement de valeur.	Cette touche augmente la valeur affichée.
	Décrémentement de valeur.	Cette touche diminue la valeur affichée.

Figure .2.12. Fonctionnalités du tableau de commande d'un Micromaster

I.6. Paramètre de réglage :

Accessible en lecture et en écriture, le paramètre (p) influe sur le comportement d'une fonction ,les valeurs et les fonctions sont consignés dans le tableaux ci-dessous

Param-ètres	Fonction	Réglage	Réglage usine	Description
P000	Affichage du mode de fonctionnement.			Ceci montre le monde d'affichage sélectionné dans P001.
P001	Mode d'affichage.	0-9	2	2= courant du moteur (A).
P002	Accélération du moteur.	0-650	10	Ce paramètre permet l'accélération du moteur à fréquence maximale
P003	Décélération du moteur.	0-650	10	Ce paramètre permet la décélération du moteur à fréquence maximale.
P006	Choix de source de set - point de fréquence.	0-3	1	Sélectionner le mode de la commande du set-point de fréquence pour le variateur.
P009	Protection des paramètres.	0-3	3	Tous les paramètres peuvent être lus et affichés.
P012	Fréquence minimum de moteur (Hz).	[50.00]	0	Sélectionner la fréquence minimale du moteur.
P013	Fréquence maximum de moteur (Hz).	[50.00]	50	Sélectionner la fréquence maximale du moteur.
P023	Entrée analogique.	0-3	0	Sélectionner l'entrée analogique 0 -10 V / 0 -20 mA.
P025	Sortie analogique.	0-105	2/100	Sélectionner sortie analogique 4-20 mA.
P077	Mode de commande.	0-3 [1]	1	Régulation du courant d'excitation loi vectorielle (FCC).
P080	Cos phi.	0-1.	0.71	Facteur de puissance lue sur la plaque signalétique. Si l'efficacité de facteur de puissance n'est pas montrée sur la plaque signalétique, on met le P080 du moteur à 0.
P081	Fréquence nominale (Hz).	0-650	50	Fréquence nominale lue sur la plaque signalétique du moteur.
P082	Vitesse nominale en tr/mn	0-9999	1400	Vitesse nominale lue sur la plaque signalétique du moteur.

P083	Courant nominal en Ampère.	0.1-300.0	2.2	Courant nominal lu sur la plaque signalétique du moteur.
P084	Tension nominale en Volt.	0-1000	400	Tension nominale lue sur la plaque signalétique du moteur.
P085	Puissance nominale en Kwatt.	0.12-250	0.75	Puissance nominale lue sur la plaque signalétique du moteur.
P086	Limite de courant du moteur.	0-250	150	Protection courant 3.3 A.
P087	Protection du coefficient de la température du moteur (PTC).	0-1	1	Activer la protection PTC.
P091	Adresse de l'esclave.	0-30	0	Communication par protocole USS.
P099	Module de PROFIBUS.	0-2	1	Communication par protocole PROFIBUS.
P140	Code de défaut récent.	0-255	2	Afficher et mémoriser le dernier défaut.

Figure .2.13. Tableaux des fonctions et paramétrage du micro master

Code de défaut	Cause	Modalité de reprise
F002	Surintensité.	-Vérifier si la puissance du moteur correspond bien à la puissance d'inversion. -Vérifier le câblage du moteur, les courts-circuits et la mise à la terre. -Contrôler si les paramètres du moteur (P080 – P085) correspondent au moteur utilisé.
F003	Surcharge.	-Vérifier si le moteur est surchargé. -Augmenter le maximum de fréquence du moteur si le moteur à grandes cales est utilisé.
F004	Surchauffe du moteur.(surveillant avec le PTC)	-Vérifier si le moteur est en surcharge. -Vérifier la connexion au coefficient de température positif (PTC).
F005	Température excessive du variateur.	-Vérifier si la température ambiante n'est pas élevée. - Vérifier si l'entrée et la sortie d'air ne sont pas bouchées. -Vérifier si la ventilation du variateur est fonctionnelle.
F009	Sous tension.	-Contrôler si l'alimentation est dans les limites indiquées sur la plaque signalétique. -Vérifier si l'alimentation n'est pas sujette de défaillance temporaire ou chute de tension.
F011	Défauts de l'interface interne.	-Arrêter et redémarrer le moteur.
F012	Manœuvre externe	-La source de manœuvre est une donnée numérique (configurée comme une donnée externe) arrivant bas. -Vérifier la source externe.
F013	Défauts de programme.	-Arrêter et redémarrer le moteur.
F030	Défauts du lien PROFIBUS.	-Vérifier l'intégrité du lien.
F033	Erreur de configuration du PROFIBUS.	-Vérifier la configuration du PROFIBUS.
F074	Sur chauffage du moteur.	-Vérifier si le courant du moteur n'a pas dépassé les valeurs programmées dans P083 et P086.
F105	Sur chauffage du variateur.	-Vérifier si la température ambiante n'est pas haute. -Vérifier si l'entrée et la sortie d'air ne sont pas bouchées. -Vérifier si la ventilation de l'intégral d'inverseur est fonctionnelle.
F106	Défauts du paramètre P006.	-Les paramètres fixés de fréquences dans les entrées numériques.
F112	Défauts des paramètres P012/P013.	-Mettre le paramètre P012 < P013.

Figure .2.14 Tableau de Configuration par défaut des paramètres

REMARQUE :

Afin d'assurer la stabilité du contrôle vectoriel ou de la surélévation de tension de la caractéristique U/f, les paramètres exacts du schéma équivalent sont de la plus grande importance. Comme les paramètres du schéma équivalent ne peuvent être évalués que de façon approximative à partir des données de la plaque signalétique, ces paramètres doivent être :

- Ø soit déterminés par l'identification du moteur.
- Ø soit saisies si la fiche technique de moteur est disponible.

Les paramètres P0308 ou P0309 ne sont affichables sur le BOP ou sur l'AOP que si $P0003 \geq 2$. Selon le réglage du paramètre P0100, soit P0308, soit P0309 est affiché. Suivant la valeur donnée à P0100, la valeur entrée pour P0307 et toutes les autres données de puissance seront interprétées en kW ou en hp.

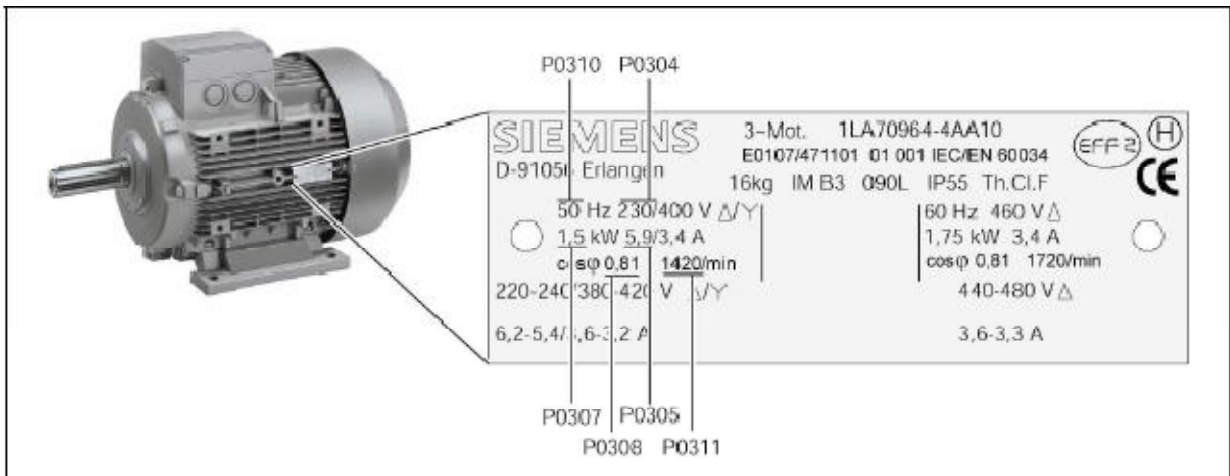


Figure .2.15 . Exemple d'une plaque signalétique typique de moteur

II.7.a architecture interne de MICROMASTER :



Figure .2.16.a variateur Micro master de siemens



Fig 2.16.B circuit interne du Micromaster

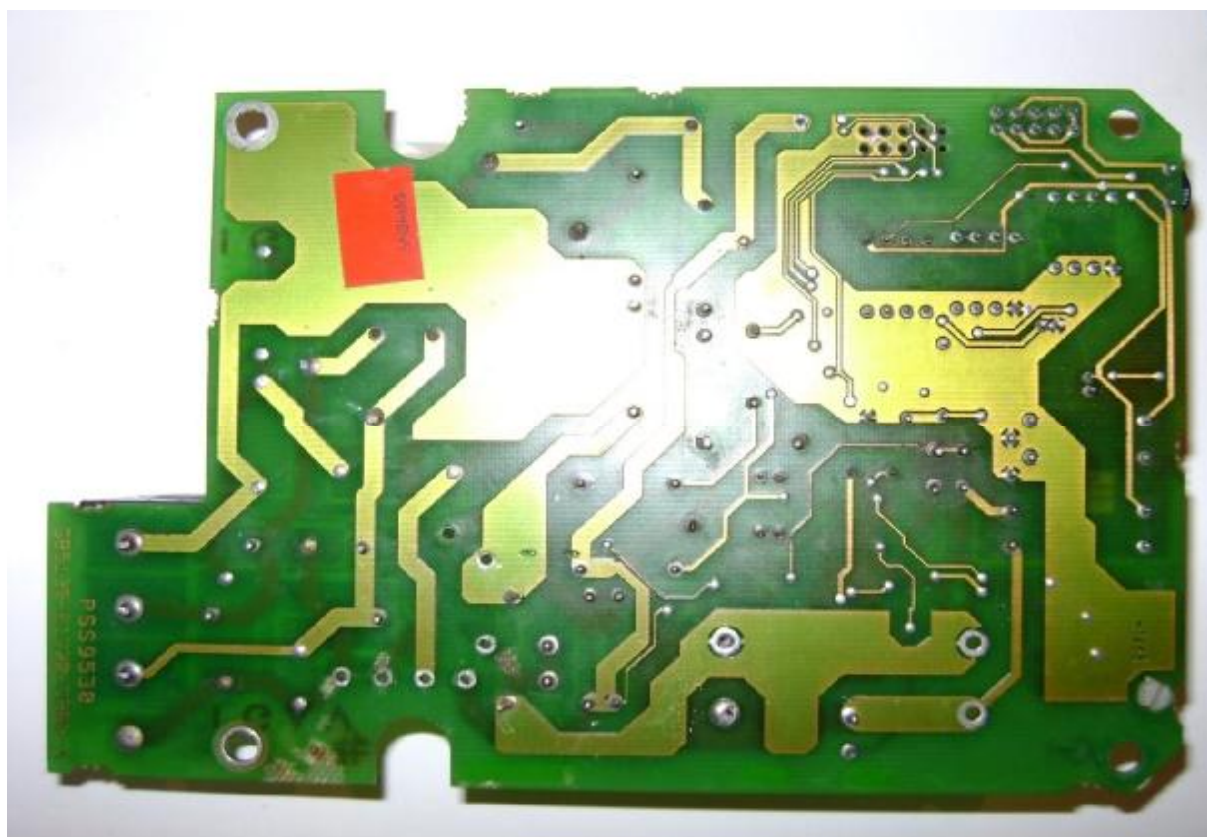


Fig 2.16.C circuit d'alimentation micromaster siemens

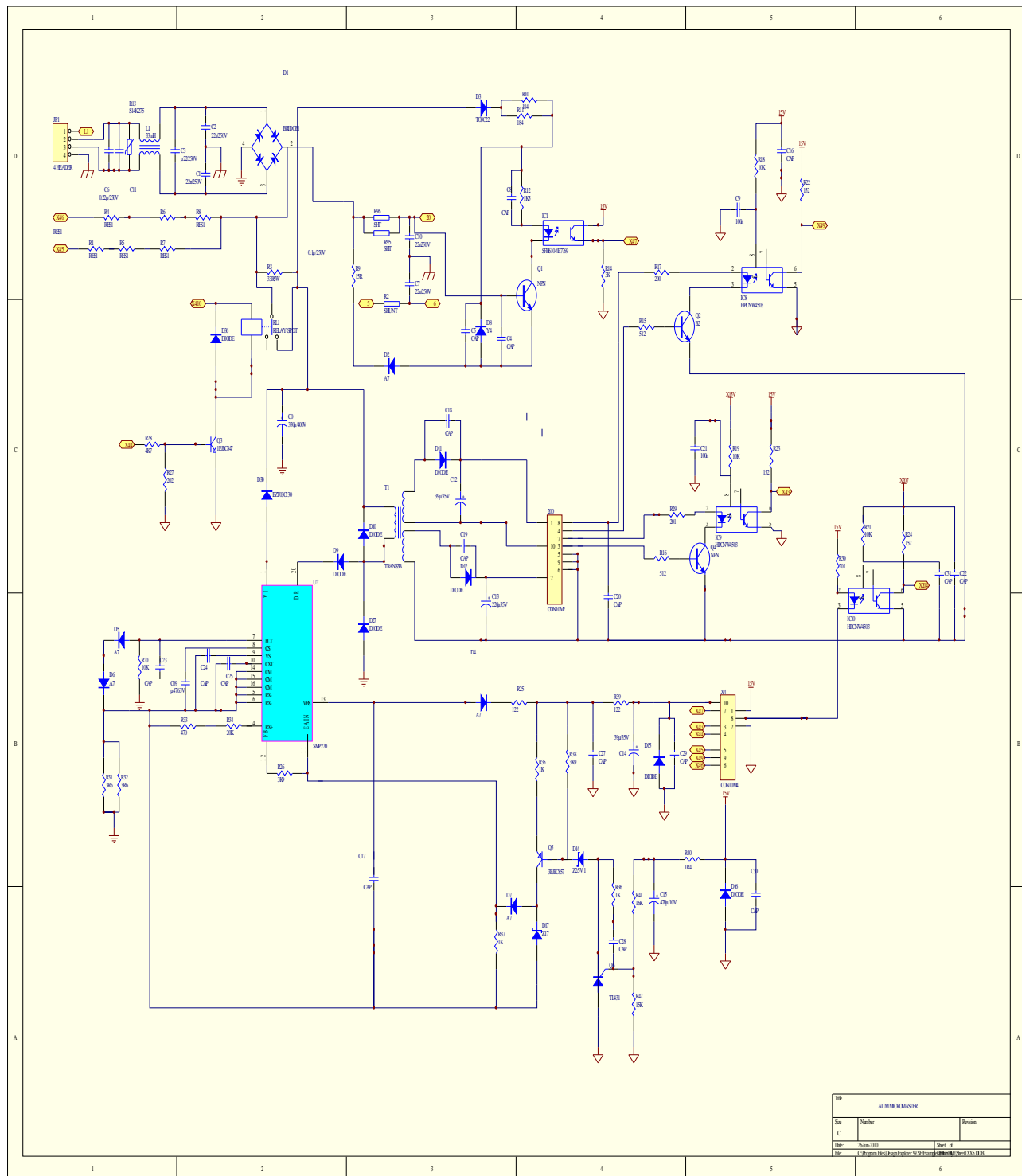


Fig. 2.17 . Schéma électrique du micro master siemens

II.7. b Principe de fonctionnement de l'alimentation :

L'alimentation micro master schéma ci-dessus est l'un des étages du variateur de vitesse communiquant à travers un connecteur de 10 pins avec l'étage de puissance **Fig. 2.17.C** et l'étage de commande le tous formant ainsi le variateur de vitesse micro master ,la communication entre les trois étages se fait à travers une connexion de 10 pins d'où L'alimentation fourni les tensions nécessaire au fonctionnement de la puissance et la commande , une isolation galvanique entre puissance et commande et assurée par des optocoupleurs de type **CNW4503** ,ou deux optocoupleurs envoyant les signaux logique de 5v pour les microprocesseurs ,et le troisième reçoit le signal de commande pour la régulation du courant qui se fait au niveau optotransistor de type **SFH 4E7769** ,aussi une régulation de tension se fait par une diode programmable **LM431** ,et la tension régulée 1.2V est récupérer par le **SMP220SRI** ,hacheur de tension ,une tension de 430v est récupérer sur une capacité de 220uF en 450V chargée par une résistance de puissance de 3.3 Ω à travers un relais de type **OMRON** ,un transformateur d'impulsion est utilisé pour générer des tension de 35v , 15v, 5v

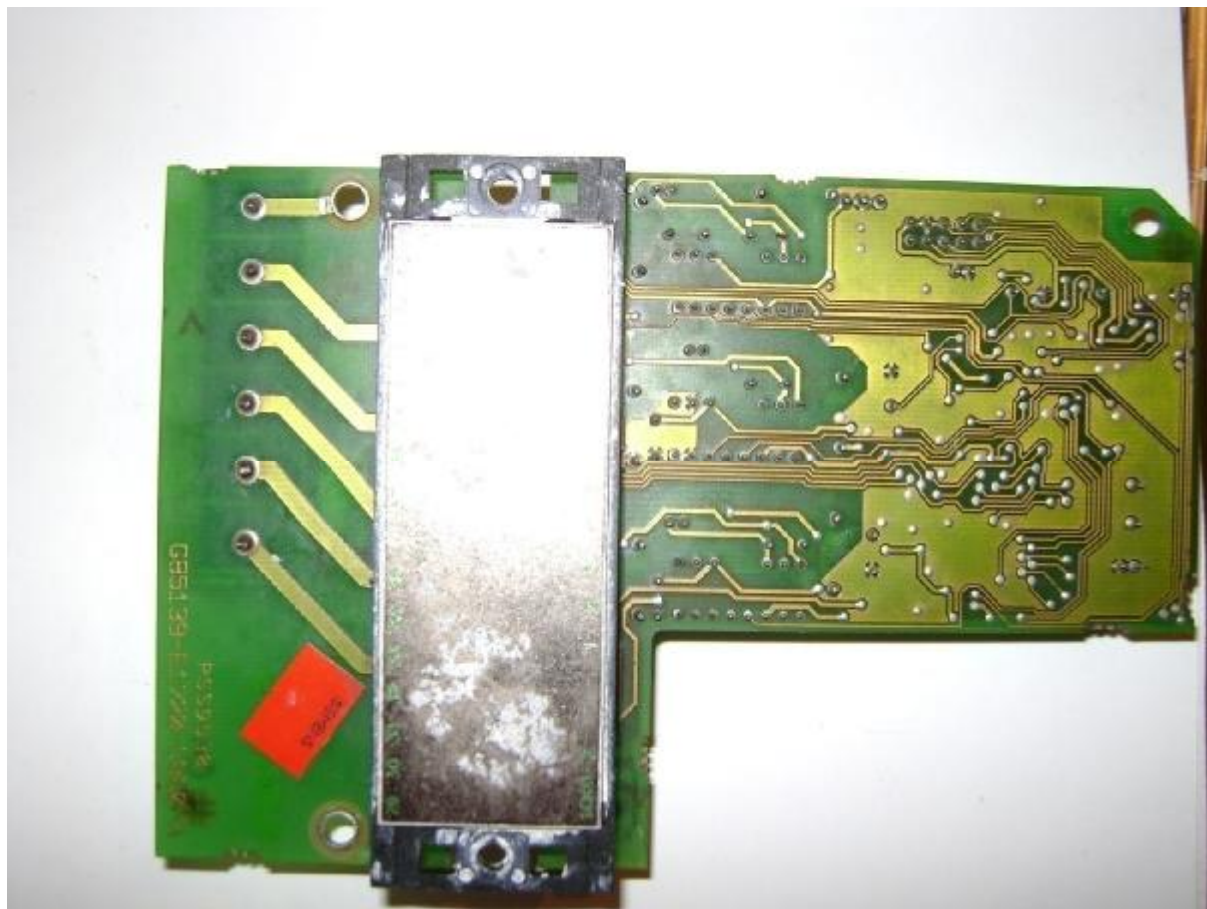


Fig2.18.a circuit de commande du variateur de vitesse micro master siemens

II.8.Principe de fonctionnement du circuit de commande :

La commande est constituée d'une mémoire et d'un microprocesseur qui génère d'une manière général les signaux de commande pour le **driver** ,constitué de trois **IR2112** alimentés par une tension de 15V régulée par 7815 ou chaque driver est constitué d'une alimentation bootstrap ainsi avec une technologie cms (composant surfacique), un pont en H incorporé dans un boitier métallique avec 6 transistor IGBT et d'un pont de diode pour le redressement de la tension secteur pour le circuit d'alimentation ,à la sortie du boitier métallique on obtint trois phases **U V W** qui alimenterons le moteur

II.8.1 Alimentation :

- Dans notre réalisation nous avons utilisé en entrée pour la tension secteur 220v des condensateur en parallèle et un transformateur torique (la partie filtrage)
- Un redressement de cette tension va se faire dans un pont de diode incorporé dans le boitier métallique
- La tension redressée chargera a travers une résistance de 33 Ω une capacité de 220uf en 340V ,la

résistance va servir a limité le courant de charge ,le courant maximal sera alors

$$\left\{ \begin{array}{l} u= 340v \\ R= 50\Omega \end{array} \right. \implies \frac{340}{50} = 6.8A$$

$$i = \frac{U}{R}$$

Le temps de charge de la capacité à 64 % de sa valeur maximale est

$$\tau = R.C = 50 \times 220.10^{-6} = 0.11 \text{ s}$$

II.2.9. Choix de l'onduleur :

L'onduleur est la dernière partie du variateur de vitesse située avant le moteur. Dans notre cas, l'onduleur doit aussi bien engendrer la fréquence de sortie du moteur et l'amplitude de la tension de sortie

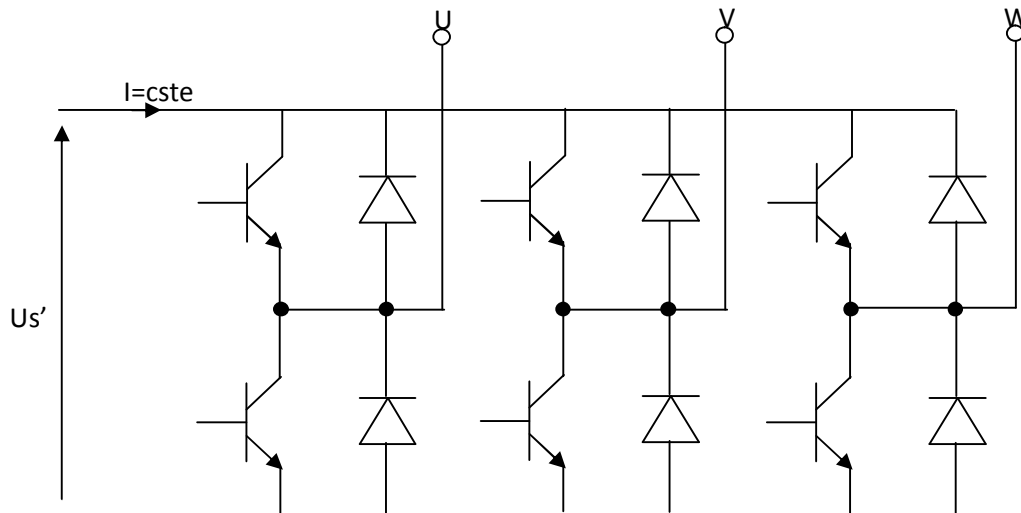


Figure . 2.19. Onduleur triphasé

L'onduleur triphasé comporte six interrupteurs de commande (6 IGBT) avec une diode de roue libre sur chacun, Vu sa gamme de puissance, sa conductivité, sa fréquence de commutation, et sa simplicité de commande, le transistor IGBT convient parfaitement au variateur de vitesse

Partie matérielle :

Comme le constructeur ne donne aucune information sur le partie matérielle du variateur , secret de fabrication oblige ,alors on a décidé de décortiquer un variateur de type micro master afin de comprendre le fonctionnement ainsi que la circuiterie de ce dernier, le manque de moyennes techniques au niveau des processeurs (gestion des signaux de commande) nous a conduit à les remplacer par des horloges regroupées au tours d'un circuit de synthèse des signaux de base , Le **HEF4752** , un circuit conçue spécialement pour le control des moteurs , on retrouve la description et l'étude de ces circuits dans la partie ci-dessous , partie commande .

Partie commande

II .10. ETUDE DU NE566

Le NE566 sert de commande au générateur de MLI, celui-ci ayant besoin d'un signal de type rectangulaire périodique et de fréquence très élevée. En l'occurrence nous avons besoin d'une fréquence de 600kHz. Le composant mis en question répond aux critères désirés. En effet, le NE566 génère ce type de signaux à des fréquences très élevées et d'une linéarité remarquable Il s'apparenterait à la modulatrice du système MLI. Il fait varier la tension et la fréquence telle que U/f reste constant.

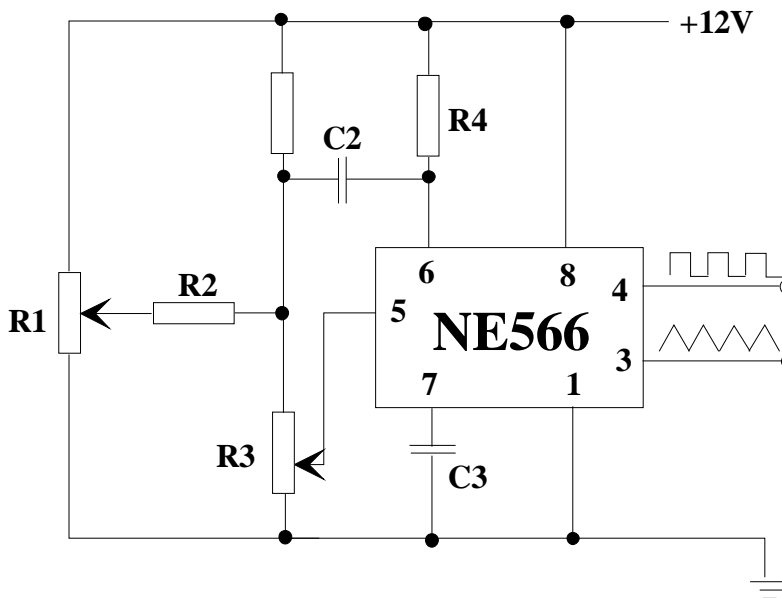


Figure 2.20.a Schéma du montage NE566

Le NE566 est un générateur de créneaux. Il est très linéaire et est capable de fournir des fréquences pouvant aller jusqu'à 1MHz. C'est un oscillateur simple de fonctionnement, En effet, il suffit d'agir sur la patte numéro 5 appelée «modulation input» pour que la fréquence de sortie varie, la figure ci-dessous montre la progression de cette variation

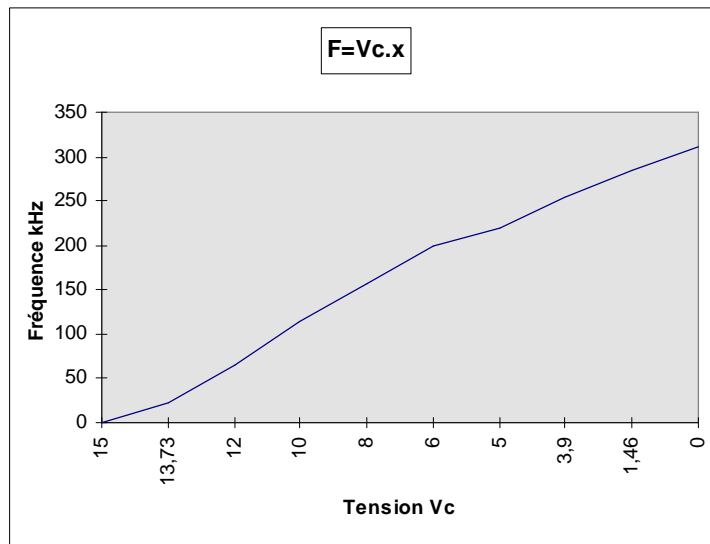


Figure 2.20.b variation de la fréquence en fonction de la tension

La tension de commande V_c est caractérisée sur une plage donnée par $V^- < V_c < V^+$. La faible capacité C_2 doit être connectée entre 5 et 6, afin de limiter les oscillations éventuelles du système provenant d'un environnement parasite. Les ponts diviseurs caractérisés par R_1 , R_2 , R_3 permettent un réglage précis. R_1 (potentiomètre) effectue la commande principale, tandis que R_2 et R_3 exécutent la fonction de seuil max. : (R_2 , R_3 limite la fréquence de sortie). La résistance R_4 et la capacité C_3 gère la fréquence par la formule suivante

$$F_0 = \frac{2(V_{cc} - V_c)}{R_4 \cdot C_3 \cdot V_{cc}}$$

La documentation technique préconise que $2k\Omega < R_4 < 20k\Omega$. Afin de commander le HEF4752V dans toute sa plage, le NE566 devra fournir un créneau de fréquence maximal de 600kHz. R_4 et C_3 sont définis sachant que $V^+ = 12V$.

A noter que F_0 , la fréquence de sortie, est maximal lorsque $V_c=0$ et F_0 minimal lorsque $V_c=V_{cc}$, évitant ainsi lors d'une coupure de la commande d'avoir un $V_c=0$. On aura pour conséquence un F_0 max. Dans notre cas, le moteur s'emballerait vers 3000tr/min pouvant détériorer la machine tournante, Pour éviter d'autres oscillations on choisira une capacité de $0.01 \mu F$ recommandée par le constructeur, le relevé de la sortie du NE566, à 308 kHz. On s'aperçoit qu'il y a un offset, or le HEF4752V se commande avec un créneau de 0 à V_+ . Pour le satisfaire on se propose de mettre une diode Zener de 3V3 avec une résistance R_5 de $5.6k\Omega$, limitant le courant dans la diode à 10 mA

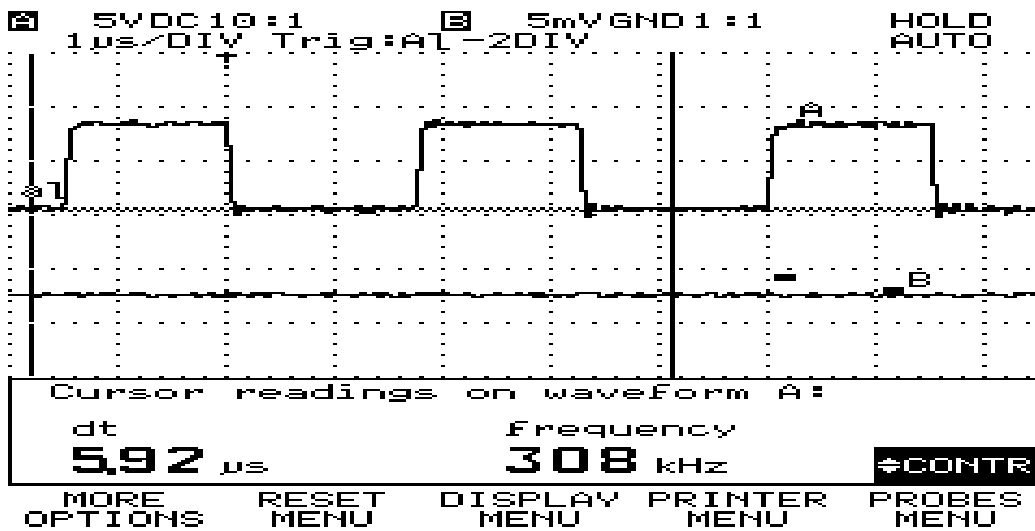


Fig 2.20.c schéma du diagramme de sortie du NE566

II.10.1 ETUDE DU HEF4047B

il est nécessaire de lui fournir au HEF4752 des créneaux, pour ses calculs. Rappelons qu'un système MLI peut se définir par une fonction de transfert où seraient impliquées une modulatrice et une porteuse. Nous pourrions apparenter les créneaux à la porteuse du MLI.

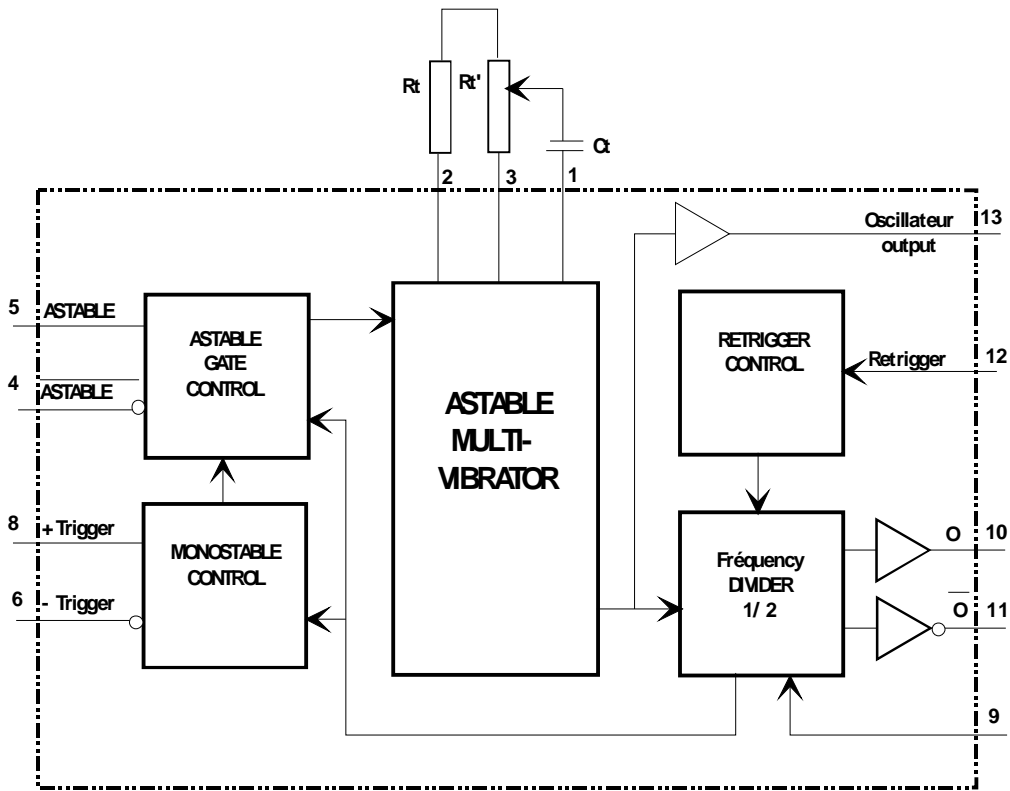
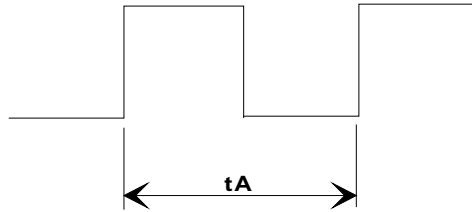


Figure 2.21.a Schéma du circuit interne du 4047

Le HEF4047B a une autre fonctionnalité dans ce système Le réglage de la constante (U/f) Cette deuxième particularité se gère à l'aide d'un potentiomètre et d'une capacité. Le HEF4047B est un multivibrateur astable, C'est entre autre un générateur de créneaux pouvant se trigger sur un front montant ou un front descendant. Ce mode génère des créneaux de fréquence déterminés par R_t et C_t , dont le rapport cyclique est de (t) , a remarquer que la période de la sortie «oscillateur input » est la moitié de celle des sorties «10 » et «11 », autrement dit le double de fréquence. Cette sortie est utilisée pour synchroniser les composants environnent entre eux. C'est une CLOCK .Voici donc le mode de calcul pour le fonctionnement Astable.



$$t_A = 4.84 \cdot R_t \cdot C_t$$

La valeur 4.84 est donné par le **datasheet** :

On aura **RT=6.889 kW pour un Ct=100 pF**

Le potentiomètre R_t' sert de réglage de fréquence. Une résistance fixe R_t de 3.5 kΩ évite des valeurs de (U/f) trop petite. Cela aurait pour effets de diminuer les couples moteurs La commande MLI serait absurde pour de trop faible valeurs Ci-joint les résultats des sorties « 10 » (A) et « 13 » (B) du HEF4047B Le signal de la sortie « 10 » est de 300 kHz et d'amplitude +12 V et celui de la sortie « 13 » est de 600 kHz et de même amplitude

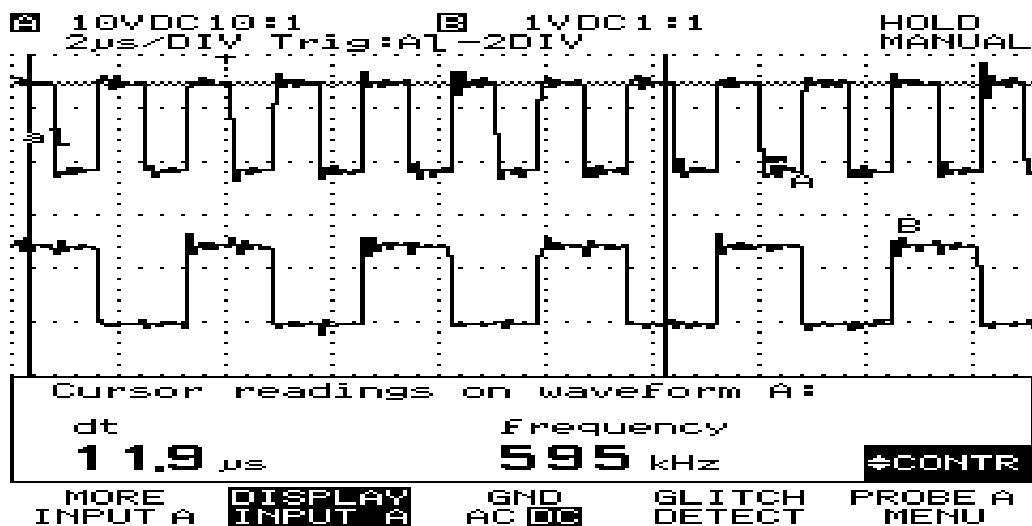


Figure 2.21.b Schéma du diagramme de sortie du HE4047

La résistance R_t choisie est de $3.3k\Omega$ avec un potentiomètre de $5k\Omega$, les signaux obtenus sont des créneaux de fréquence $300kHz$ et de rapport cyclique (τ) pour un (U/f) de $4,4$

II.10.2 étude du HEF4752

II.10. 3 a Circuit de synthèse des signaux de base

Le composant **HEF4752** nécessite trois horloges fixes appelées OCT ,RCT VCT et une horloge variable FCT. leurs signification] est la suivante :

- **FCT** : Elle contrôle la fréquence f des signaux de base de sortie par la relation :

$$f_{FCT} = 3360 * f$$

Pour $f = 50Hz$, $f_{FCT} = 201KHz$

- **VCT** : contrôle le rapport k constant entre la tension continue d'entrée U et la fréquence f . elle vaut :

$$VCT = 4193 * f_N$$

Pour $f_N = 60Hz$ $VCT = 208KHz$

- **RCT** : commande le nombre de pulses contenus dans une période $T = 1/f$. pour :

$$RCT = 280 * F \text{ max}$$

299KHz

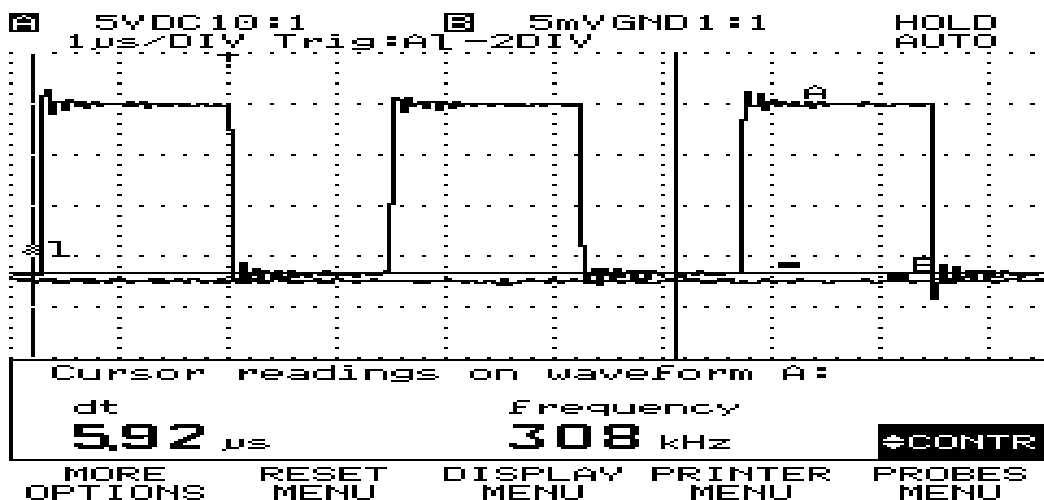


Figure 2.22. schéma du diagramme d'entrée RCT

Avec $F_{max} = 1070\text{Hz}$ fréquence maximum tolérée pour les transistors de puissance. Avec cette valeur , Il y'a 10 pulses par période. Ce nombre est un compromis entre un bon signal pour le moteur et un nombre de commutations réduit pour ne pas trop solliciter les transistors de puissance de sortie .

OCT : Elle est inversement proportionnelle au temps mort entre les signaux de sortie d'une même branche. En effet comme on le verra par la suite, l'utilisation d'un pont en H pour l'étage de puissance demande un temps mort entre les deux signaux commandant un seul bras pour éviter un court-circuit sur ce dernier. la valeur de cette horloge pour un temps mort correct de

$$t_D = 0.5\mu\text{s} \text{ vaut}$$

$$\text{OCT} = 1/t_D = 2\text{MHz}$$

II.1.5. L'alimentation BOOTSTRAP

L'alimentation bootstrap est composé de diodes et capacités .c'est ce que résume la figure ci-dessous :

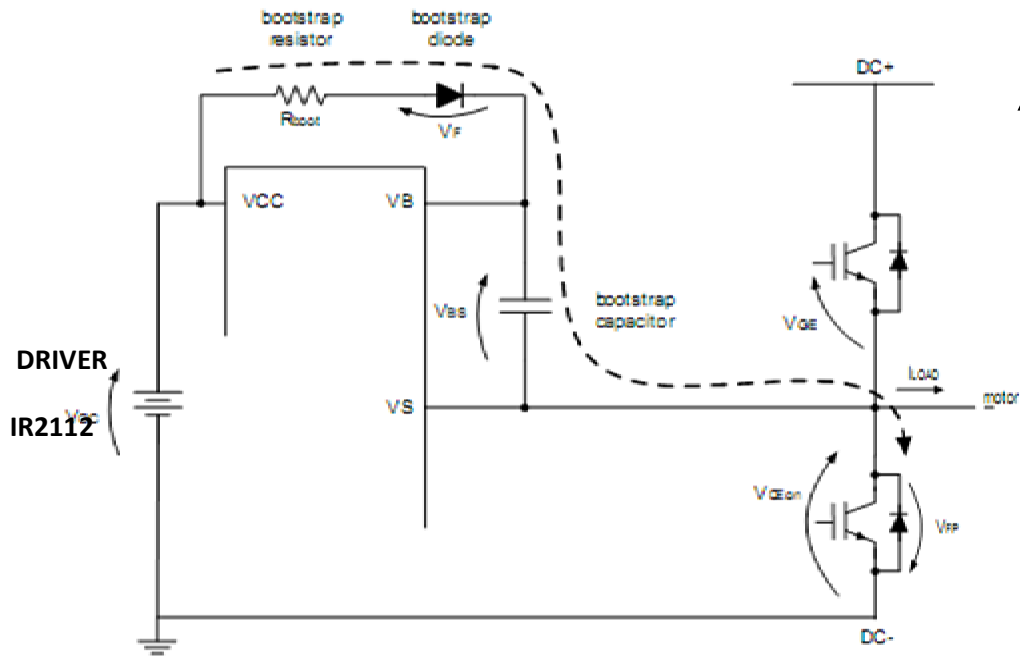


Figure 2.23. Alimentation Bootstrap

II 10 .5principe de fonctionnement :

Le principe de fonctionnement est basé sur la création d'une alimentation flottante pour l'interrupteur « High-side » par stockage d'énergie dans un élément capacitif, l'interrupteur « low-side » conduit, la capacité est chargée à travers la diode ,qui doit être de commutation rapide par la tension d'alimentation continue Vcc Quand l'interrupteur « low-side » se bloque, la commande rapprochée est alimentée par la charge stockée dans la capacité. Pendant cette phase la diode D supporte la tension totale ET Pour cette raison une diode capable de supporter la tension nominale du convertisseur est requise. Cependant cette solution a besoin d' une alimentation continue externe La technique bootstrap est une solution économiquement intéressante. Cependant elle a quelques inconvénients : Le fonctionnement est impossible en régime statique et déconseillées pour les applications basses fréquences

II.10.6 Rôle d’éléments constituant le circuit bootstrap :

Ø Resistance :

Elle est placée en série avec la diode d’amorçage afin de limiter le courant a la charge du condensateur de démarrage, car le condensateur doit être très rapide pour que la tension à ses borne attient 95% de la valeur finale, et l’augmentation de la tension de charge ne doit pas dépassée 5v\us alors la résistance bootstrap doit avoir la valeur de $2,8 \Omega < R_{bot} < 16 \Omega$

Ø Diode :

La diode doit être en mesure de bloquer une tension assez importante qui peut atteindre 560 V en tension continue, et elle doit être un dispositif de récupération rapide ($t_{rr} > 100 \text{ ns}$) Afin de minimiser la quantité de charge réinjecté du condensateur de démarrage dans l’alimentation de Vcc

Ø Capacité :

Le condensateur de démarrage doit être en mesure de fournir la charge nécessaire au fonctionnement , de des transistors et de conserver sa pleine tension, et pour cela un dimensionnement du condensateur et nécessaire par la formule ci-dessous

II.10.7 Dimensionnement de la capacité bootstrap :

La valeur du condensateur peut être calculée à partir de l’équation ci-dessous :

$$C \geq \frac{2 \left[2Q_g + \frac{I_{qbs(max)}}{f} + Q_{ls} + \frac{I_{Cbs(leak)}}{f} \right]}{V_{cc} - V_f - V_{LS} - V_{Min}}$$

Vcc : tension d’alimentation continue

Vf : chute de tension au niveau de la diode bootstrap

Vls : chute de tension au niveau du transistor Q2

Vmin : tension minimum entre Vs et Vb

Qg : charge de la grille au niveau du transistor Q1

Qls : charge requise qui est de 5nC pour une tension de (500\600)v et de 20nC pour 1200v

Icbs : courant de fuite du condensateur bootstrap

Iqbs : courant de repos du circuit bootstrap

II.10.8 Circuit de démarrage :

Il sert à démarrer le moteur d'une manière progressive (soft start), mais aussi , à éviter les changements brusque de la tension lors de la variation de la consigne ,la tension V_s suit la consigne mais à retard variable ,ajustable grace ou potontiometre RV1

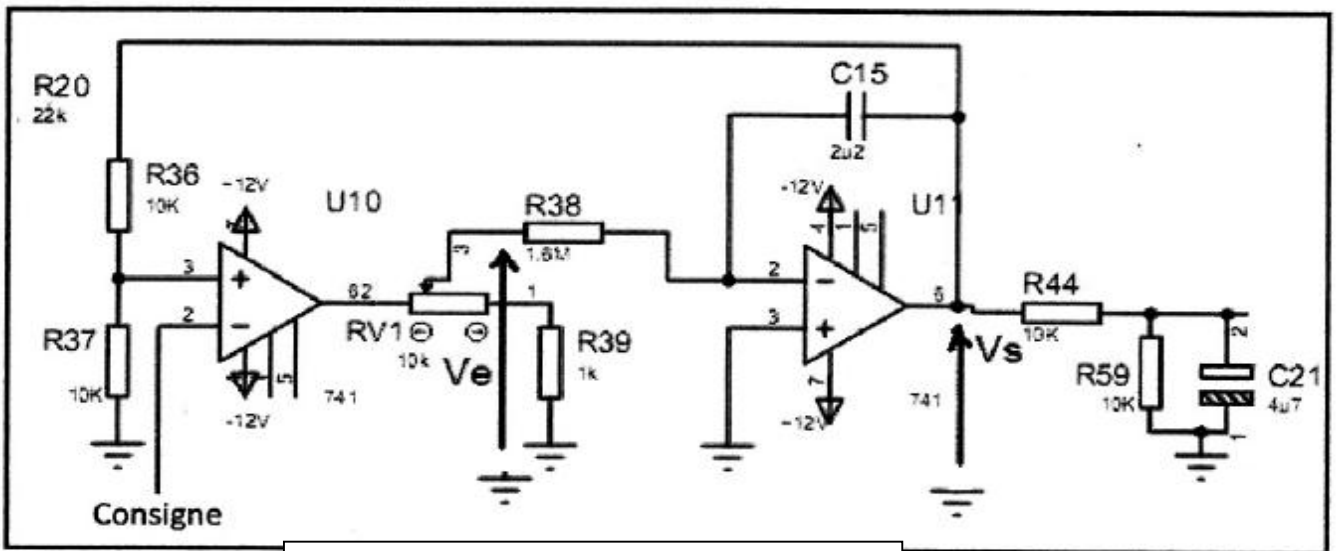


Figure. 2.24 Circuit de démarrage

$$V_s = \frac{1}{R38C15} \int V_e dt$$

Chapitre III

Réalisation d'un variateur de vitesse

Introduction :

Pour la réalisation pratique nous avons procédé

- Réalisation du circuit imprimé avec l'implantation des composants

III.2.les circuits imprimés :**III.3.le typon :**

Pour aboutir au typon, nous avons directement chargé la liste et créé des composants de protel (logiciel d'électronique sur lequel on a schématisé et simulé notre circuit), dans PCB ou nous avons arrangé manuellement ces composants de manière à obtenir une carte à simple face. Puis nous avons effectué le routage.une fois terminé, nous avons imprimé le typon sur du papier calque.

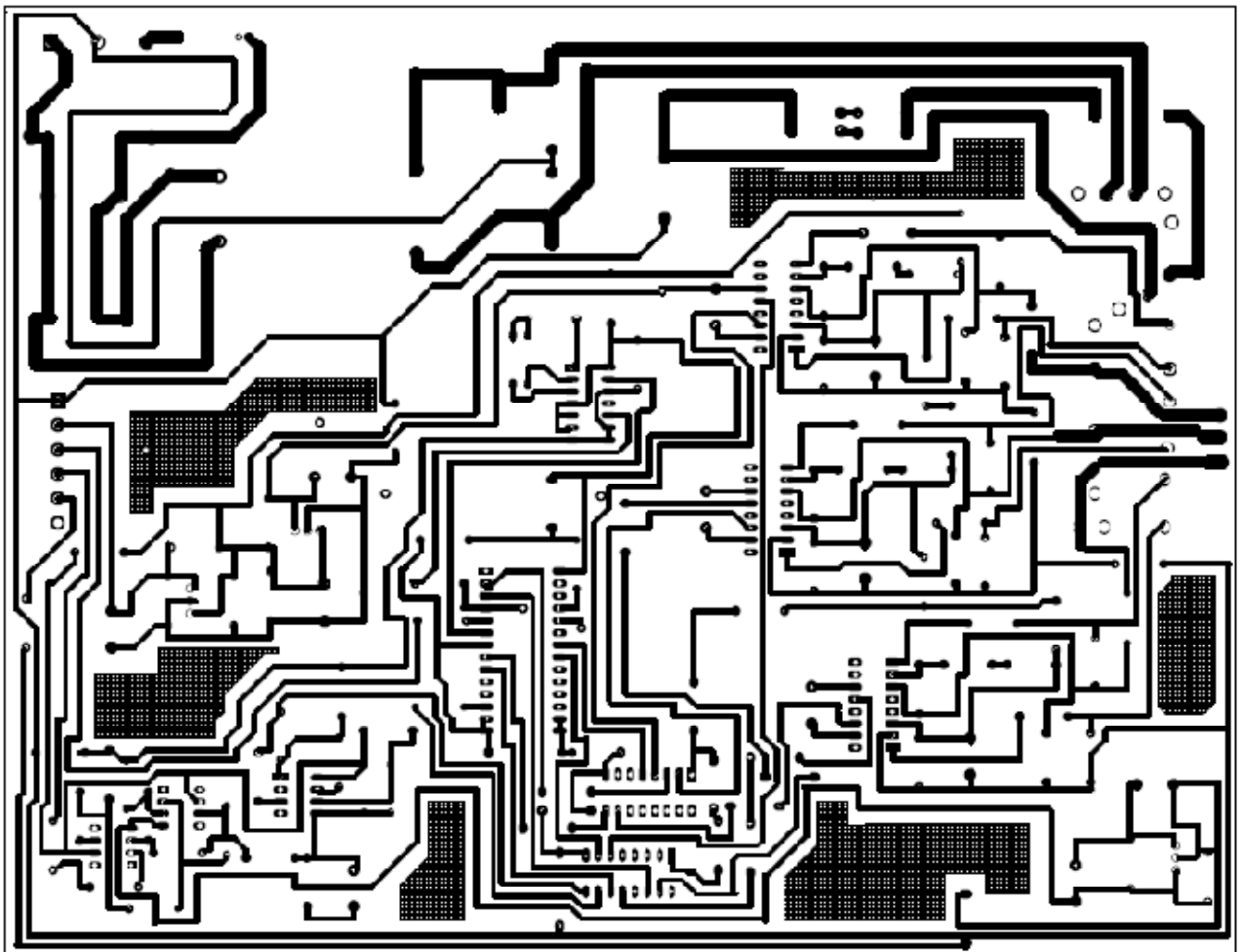


Fig.III.1 vue de typon sur protel

III.1.2.l'insolation :

Dans cette étape, on fixe le typon sur la face cuivrée, on met l'ensemble dans l'insolation ou ils' exposera aux ultraviolets(UV), et on fixe la durée de l'insolation.

III.1.3.le gravure :

Cette étape consiste a plonger la plaque obtenue après insolation dans le révélateur pour éliminer la résine exposée aux UV et après lavage de la plaque avec de l'eau, on la plonge dans un bain de perchlorure de fer afin d'éliminer le cuivre non protégé par la résine. Ensuite, on la remet dans l'insolation pour d'éliminer la résine restante. Enfin, on la replonge encore dans le révélateur.

III.1.4.le perçage :

On fixe la plaque sur une planche en bois afin d'éviter tout mouvement de cette dernière pendant le perçage, et pour chaque diamètre des trous on choisit le foret qui convient.

III.2.l'implantation des composants :

Avant tout soudage, il faut d'abord vérifier qu'il n'y a pas de courts circuit.

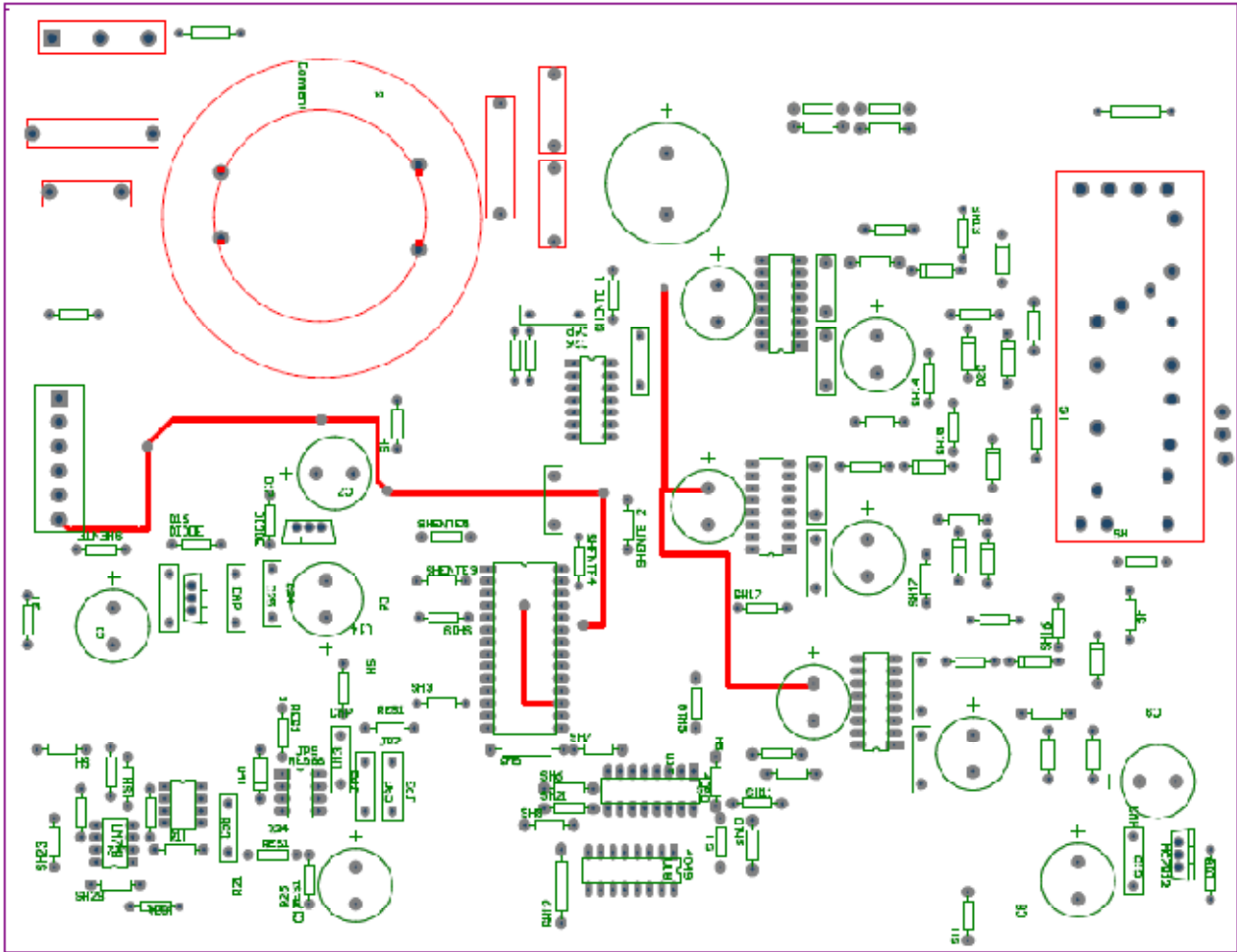


Fig.III .2 vue implantation des composants

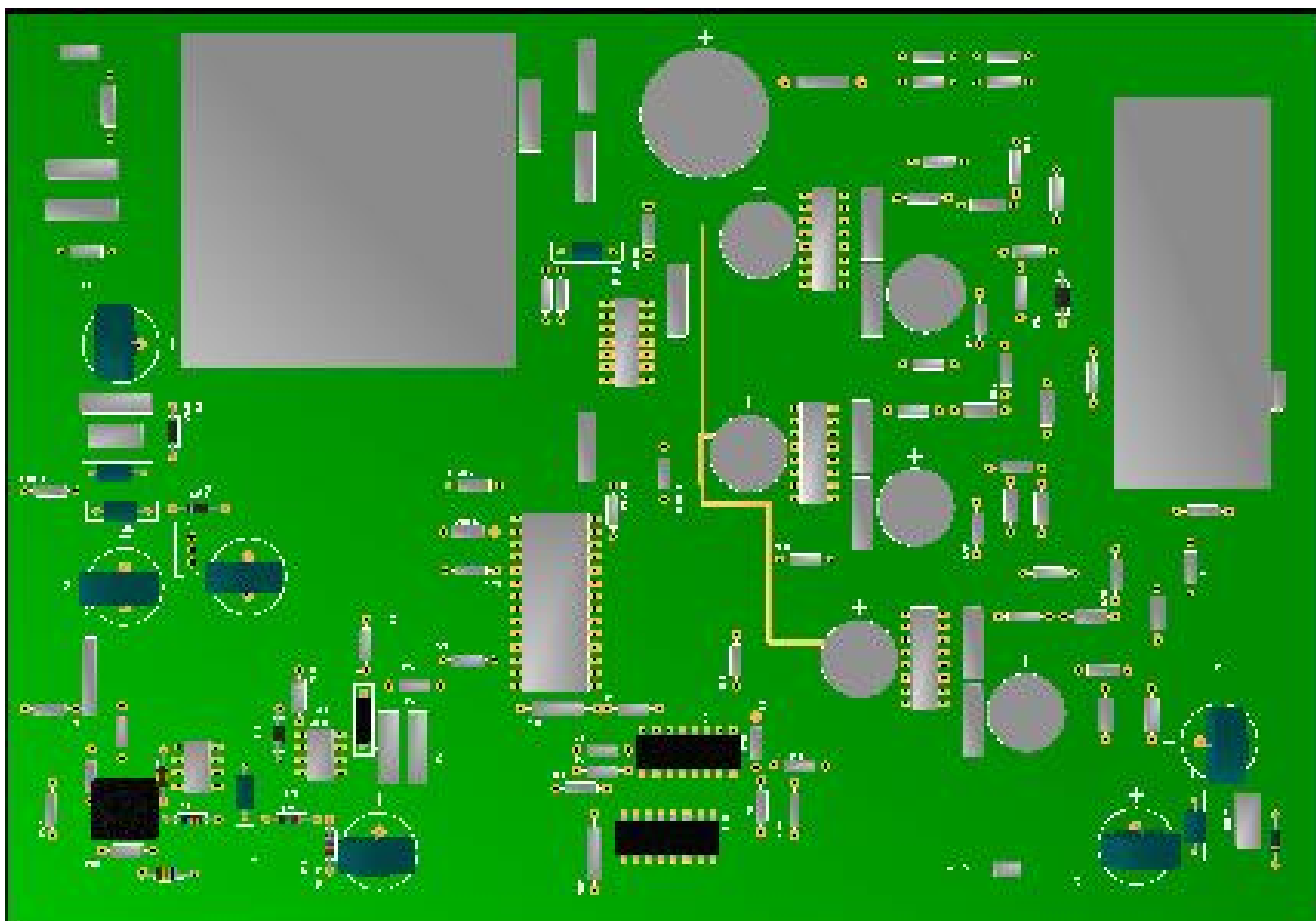


Fig.III.3- Schéma d'implantation des composants

Conclusion

Tout au long de notre étude, nous avons présenté et conçu un variateur de vitesse pour moteur asynchrone et cela en s'inspirant d'un variateur Micromaster de Siemens pour sa fiabilité.

Pour cette étude nous nous sommes intéressés en premier lieu aux moteurs asynchrones à cage d'écureuil, comme on peut le constater dans le premier chapitre nous avons étudié le principe de fonctionnement du moteur, ainsi que ces nombreux paramètres à travers le schéma équivalent, en comparant le fonctionnement à vide et en charge du moteur. Le courant à vide est compris entre 30 % et 50 % du courant en charge, et aussi la rotation du stator est liée à la fréquence du champ magnétique, qui à son tour dépend de la fréquence du courant.

Dans le deuxième chapitre nous nous sommes intéressés à la technologie Siemens, en étudiant la circuiterie du Micromaster afin d'essayer de reproduire un variateur semblable à ce dernier, pour sa fiabilité. Le but de cette opération est d'extrapoler un circuit qui peut être bénéfique à l'industrie de notre pays afin de soulager sa dépendance technologique dans ce domaine.

Le troisième chapitre est consacré à la réalisation de notre variateur ; l'acheminement de cette réalisation est d'abord l'étude de la circuiterie Siemens, s'ensuit une simulation et conception du circuit imprimé en dernière partie réalisation.

Espérons que ce travail constituera une idée pour les prochaines études dans le domaine des variateurs de vitesse pour moteurs asynchrones.

ANNEXE

CD4049UBC • CD4050BC Hex Inverting Buffer • Hex Non-Inverting Buffer

General Description

The CD4049UBC and CD4050BC hex buffers are monolithic complementary MOS (CMOS) integrated circuits constructed with N- and P-channel enhancement mode transistors. These devices feature logic level conversion using only one supply voltage (V_{DD}). The input signal high level (V_{IH}) can exceed the V_{DD} supply voltage when these devices are used for logic level conversions. These devices are intended for use as hex buffers, CMOS to DTL/TTL converters, or as CMOS current drivers, and at $V_{DD} = 5.0V$, they can drive directly two DTL/TTL loads over the full operating temperature range.

Features

- Wide supply voltage range: 3.0V to 15V
- Direct drive to 2 TTL loads at 5.0V over full temperature range
- High source and sink current capability
- Special input protection permits input voltages greater than V_{DD}

Applications

- CMOS hex inverter/buffer
- CMOS to DTL/TTL hex converter
- CMOS current "sink" or "source" driver
- CMOS HIGH-to-LOW logic level converter

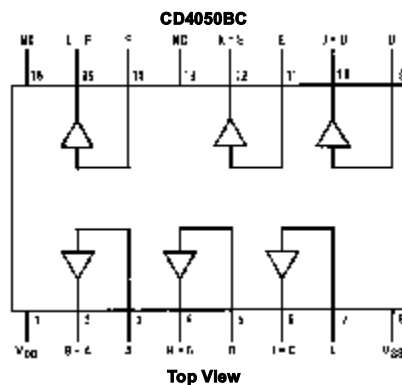
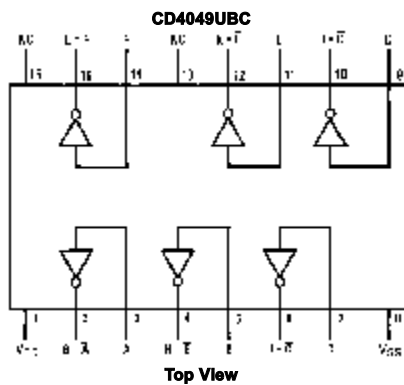
Ordering Code:

Order Number	Package Number	Package Description
CD4049UBCM	M16A	16-Lead Small Outline Integrated Circuit (SOIC), JEDEC MS-012, 0.150" Narrow
CD4049UBCN	N16E	16-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300" Wide
CD4050BCM	M16A	16-Lead Small Outline Integrated Circuit (SOIC), JEDEC MS-012, 0.150" Narrow
CD4050BCN	N16E	16-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300" Wide

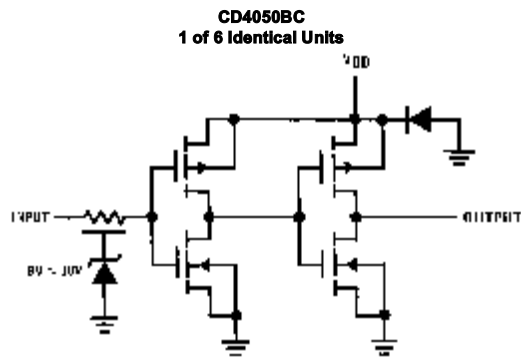
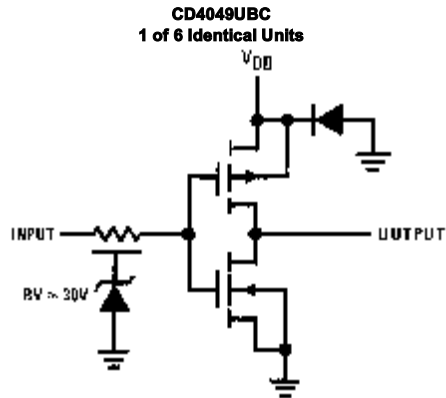
Devices also available in Tape and Reel. Specify by appending the suffix letter "X" to the ordering code.

Connection Diagrams

Pin Assignments for DIP



Schematic Diagrams



Absolute Maximum Ratings (Note 1)		Recommended Operating Conditions (Note 2)	
Supply Voltage (V_{DD})	-0.5V to +18V	Supply Voltage (V_{DD})	3V to 15V
Input Voltage (V_{IN})	-0.5V to +18V	Input Voltage (V_{IN})	0V to 15V
Voltage at Any Output Pin (V_{OUT})	-0.5V to $V_{DD} + 0.5V$	Voltage at Any Output Pin (V_{OUT})	0 to V_{DD}
Storage Temperature Range (T_S)	-65°C to +150°C	Operating Temperature Range (T_A)	-40°C to +85°C
Power Dissipation (P_D)		CD4049UBC, CD4050BC	
Dual-In-Line	700 mW	Note 1: "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed; they are not meant to imply that the devices should be operated at these limits. The table of "Recommended Operating Conditions" and "Electrical Characteristics" provides conditions for actual device operation.	
Small Outline	500 mW	Note 2: $V_{SS} = 0V$ unless otherwise specified.	
Lead Temperature (T_L)			
(Soldering, 10 seconds)	260°C		

DC Electrical Characteristics (Note 3)

Symbol	Parameter	Conditions	-40°C		+25°C			+85°C		Units
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max	
I_{DD}	Quiescent Device Current	$V_{DD} = 5V$		4	0.03	4.0		30	μA	
		$V_{DD} = 10V$		8	0.05	8.0		60	μA	
		$V_{DD} = 15V$		16	0.07	16.0		120	μA	
V_{OL}	LOW Level Output Voltage	$V_{IH} = V_{DD}, V_{IL} = 0V,$ $ I_O < 1 \mu A$								
		$V_{DD} = 5V$		0.05	0	0.05		0.05	V	
		$V_{DD} = 10V$		0.05	0	0.05		0.05	V	
V_{OH}	HIGH Level Output Voltage	$V_{IH} = V_{DD}, V_{IL} = 0V,$ $ I_O < 1 \mu A$								
		$V_{DD} = 5V$	4.95		4.95	5		4.95	V	
		$V_{DD} = 10V$	9.95		9.95	10		9.95	V	
V_{IL}	LOW Level Input Voltage (CD4050BC Only)	$ I_O < 1 \mu A$								
		$V_{DD} = 5V, V_O = 0.5V$		1.5		2.25	1.5		1.5	V
		$V_{DD} = 10V, V_O = 1V$		3.0		4.5	3.0		3.0	V
V_{IL}	LOW Level Input Voltage (CD4049UBC Only)	$ I_O < 1 \mu A$								
		$V_{DD} = 5V, V_O = 4.5V$		1.0		1.5	1.0		1.0	V
		$V_{DD} = 10V, V_O = 9V$		2.0		2.5	2.0		2.0	V
V_{IH}	HIGH Level Input Voltage (CD4050BC Only)	$ I_O < 1 \mu A$								
		$V_{DD} = 5V, V_O = 4.5V$	3.5		3.5	2.75		3.5	V	
		$V_{DD} = 10V, V_O = 9V$	7.0		7.0	5.5		7.0	V	
V_{IH}	HIGH Level Input Voltage (CD4049UBC Only)	$ I_O < 1 \mu A$								
		$V_{DD} = 5V, V_O = 0.5V$	4.0		4.0	3.5		4.0	V	
		$V_{DD} = 10V, V_O = 1V$	8.0		8.0	7.5		8.0	V	
I_{OL}	LOW Level Output Current (Note 4)	$V_{IH} = V_{DD}, V_{IL} = 0V$								
		$V_{DD} = 5V, V_O = 0.4V$	4.6		4.0	5		3.2	mA	
		$V_{DD} = 10V, V_O = 0.5V$	9.8		8.5	12		6.8	mA	
I_{OH}	HIGH Level Output Current (Note 4)	$V_{IH} = V_{DD}, V_{IL} = 0V$								
		$V_{DD} = 5V, V_O = 4.6V$	-1.0		-0.9	-1.6		-0.72	mA	
		$V_{DD} = 10V, V_O = 9.5V$	-2.1		-1.9	-3.6		-1.5	mA	
I_{IN}	Input Current	$V_{DD} = 15V, V_{IN} = 0V$	-0.3		-0.3	-10^{-6}		-1.0	μA	
		$V_{DD} = 15V, V_{IN} = 15V$	0.3		0.3	10^{-6}		1.0	μA	

Note 3: $V_{SS} = 0V$ unless otherwise specified.

DC Electrical Characteristics (Continued)

Note 4: These are peak output current capabilities. Continuous output current is rated at 12 mA maximum. The output current should not be allowed to exceed this value for extended periods of time. I_{OL} and I_{OH} are tested one output at a time.

AC Electrical Characteristics (Note 5)

CD4049UBC

 $T_A = 25^\circ\text{C}$, $C_L = 50$ pF, $R_L = 200\text{k}$, $t_r = t_f = 20$ ns, unless otherwise specified

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
t_{PHL}	Propagation Delay Time HIGH-to-LOW Level	$V_{DD} = 5\text{V}$		30	65	ns
		$V_{DD} = 10\text{V}$		20	40	ns
		$V_{DD} = 15\text{V}$		15	30	ns
t_{PLH}	Propagation Delay Time LOW-to-HIGH Level	$V_{DD} = 5\text{V}$		45	85	ns
		$V_{DD} = 10\text{V}$		25	45	ns
		$V_{DD} = 15\text{V}$		20	35	ns
t_{THL}	Transition Time HIGH-to-LOW Level	$V_{DD} = 5\text{V}$		30	60	ns
		$V_{DD} = 10\text{V}$		20	40	ns
		$V_{DD} = 15\text{V}$		15	30	ns
t_{TLH}	Transition Time LOW-to-HIGH Level	$V_{DD} = 5\text{V}$		60	120	ns
		$V_{DD} = 10\text{V}$		30	55	ns
		$V_{DD} = 15\text{V}$		25	45	ns
C_{IN}	Input Capacitance	Any Input		15	22.5	pF

Note 5: AC Parameters are guaranteed by DC correlated testing.

AC Electrical Characteristics (Note 6)

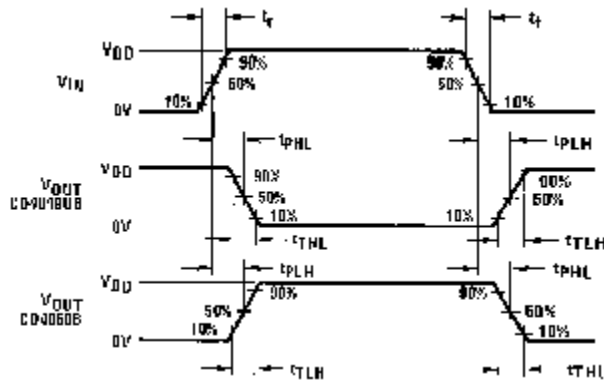
CD4050BC

 $T_A = 25^\circ\text{C}$, $C_L = 50$ pF, $R_L = 200\text{k}$, $t_r = t_f = 20$ ns, unless otherwise specified

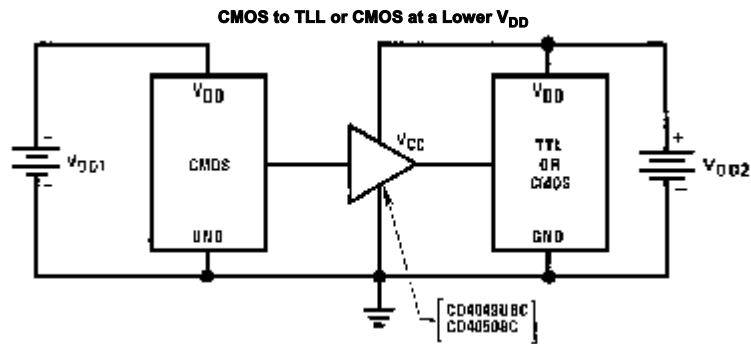
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
t_{PHL}	Propagation Delay Time HIGH-to-LOW Level	$V_{DD} = 5\text{V}$		60	110	ns
		$V_{DD} = 10\text{V}$		25	55	ns
		$V_{DD} = 15\text{V}$		20	30	ns
t_{PLH}	Propagation Delay Time LOW-to-HIGH Level	$V_{DD} = 5\text{V}$		60	120	ns
		$V_{DD} = 10\text{V}$		30	55	ns
		$V_{DD} = 15\text{V}$		25	45	ns
t_{THL}	Transition Time HIGH-to-LOW Level	$V_{DD} = 5\text{V}$		30	60	ns
		$V_{DD} = 10\text{V}$		20	40	ns
		$V_{DD} = 15\text{V}$		15	30	ns
t_{TLH}	Transition Time LOW-to-HIGH Level	$V_{DD} = 5\text{V}$		60	120	ns
		$V_{DD} = 10\text{V}$		30	55	ns
		$V_{DD} = 15\text{V}$		25	45	ns
C_{IN}	Input Capacitance	Any Input		5	7.5	pF

Note 6: AC Parameters are guaranteed by DC correlated testing.

Switching Time Waveforms

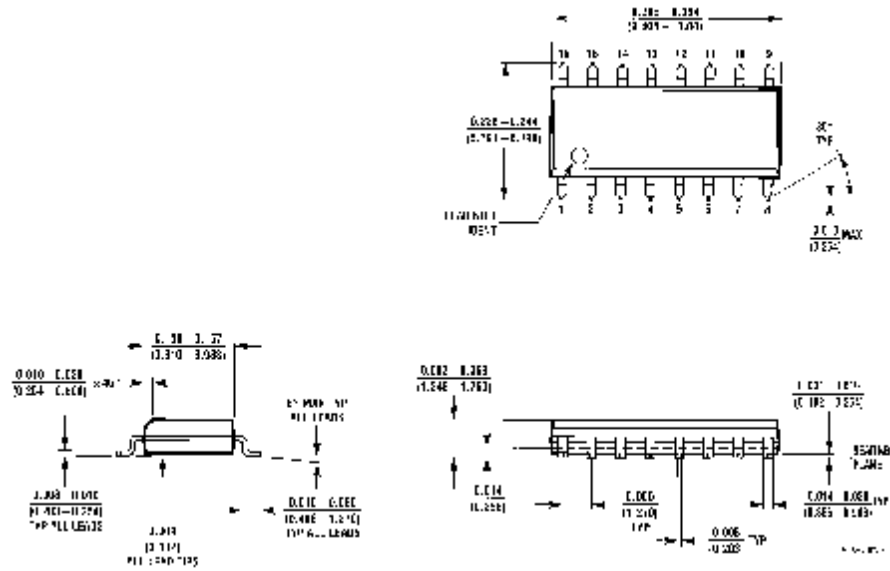


Typical Applications



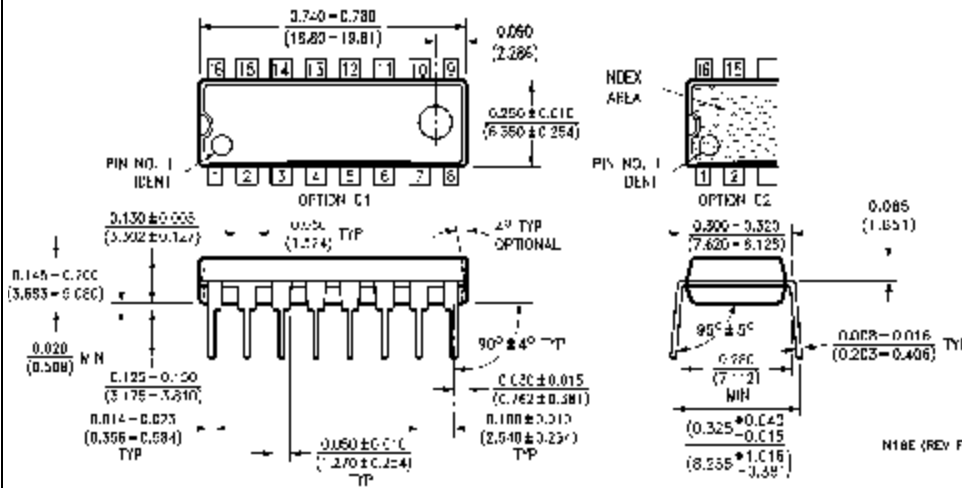
$V_{DD1} \geq V_{DD2}$
 In the case of the CD4049UBC the output drive capability increases with increasing Input voltage.
 E.g., if $V_{DD1} = 10V$ the CD4049UBC could drive 4 TTL loads.

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted



**16-Lead Small Outline Integrated Circuit (SOIC), JEDEC MS-012, 0.150" Narrow
Package Number M16A**

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



**16-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300" Wide
Package Number N16E**

LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component in any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

www.fairchildsemi.com

Fairchild does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and Fairchild reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

DATA SHEET

For a complete data sheet, please also download:

- The IC04 LOCMOS HE4000B Logic Family Specifications HEF, HEC
- The IC04 LOCMOS HE4000B Logic Package Outlines/Information HEF, HEC

HEF4752V

LSI

A.C. motor control circuit

Product specification
File under Integrated Circuits, IC04

January 1995

A.C. motor control circuit

HEF4752V LSI

DESCRIPTION

The HEF4752V is a circuit for a.c. motor speed control utilizing LOCMOS technology. The circuit synthesizes three 120° out of phase signals, of which the average voltage varies sinusoidally with time in the frequency range 0 to 200 Hz. The method employed is based upon the pulse width modulation principle, in order to achieve a sufficient accuracy of the output voltages over the whole frequency range. A pure digital waveform generation is used.

All outputs are of the push-pull type. Inputs and outputs are protected against electrostatic effects in a wide variety of device-handling situations. However, to be totally safe, it is desirable to take handling precautions into account.

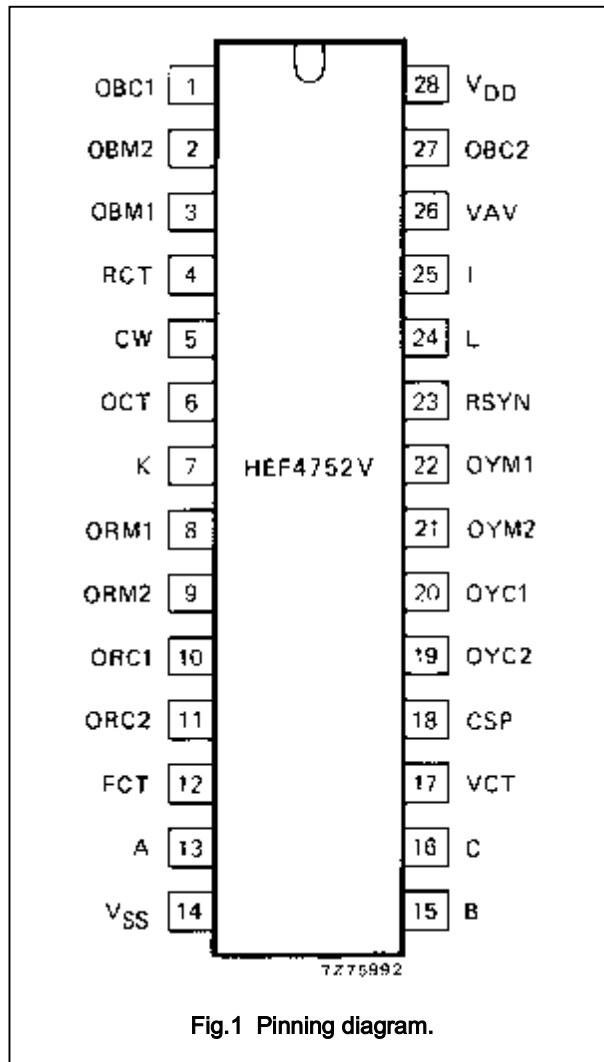


Fig.1 Pinning diagram.

PINNING

Inputs; group I

24 = L	data
25 = I	data
7 = K	data
5 = CW	data
13 = A	data
15 = B	data
16 = C	data

Inputs; group II

12 = FCT	frequency clock
17 = VCT	voltage clock
4 = RCT	reference clock
6 = OCT	output delay clock

Outputs; group I

23 = RSYN	R-phase synchronization
26 = VAV	average voltage
18 = CSP	current sampling pulses

Outputs; group II

8 = ORM1	R-phase main
9 = ORM2	R-phase main
10 = ORC1	R-phase commutation
11 = ORC2	R-phase commutation
22 = OYM1	Y-phase main
21 = OYM2	Y-phase main
20 = OYC1	Y-phase commutation
19 = OYC2	Y-phase commutation
3 = OBM1	B-phase main
2 = OBM2	B-phase main
1 = OBC1	B-phase commutation
27 = OBC2	B-phase commutation

SUPPLY VOLTAGE

	RATING	RECOMMENDED OPERATING
HEF4752V	-0,5 to 18	4,5 to 12,5 V

A.C. motor control circuit

**HEF4752V
LSI**

HEF4752VP(N): 28-lead DIL; plastic (SOT117-2)

HEF4752VD(F): 28-lead DIL; ceramic (cerdip) (SOT135)

(): Package Designator North America

FAMILY DATA

See Family Specifications

A.C. motor control circuit

HEF4752V
LSI

DC CHARACTERISTICS

 $V_{SS} = 0\text{ V}$

PARAMETER	V_{DD} V	SYMBOL	T_{amb} (°C)						UNIT	CONDITIONS
			-40		+25		+85			
			MIN.	MAX.	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.		
Quiescent device current	5 10	I_{DD}	-	50 100	-	50 100	-	375 750	μA μA	all valid input combinations: $V = V_{SS}$ or V_{DD} $V = 0$ or 10 V
Input leakage current	10	$-I_N$	-	-	-	0,3	-	1	μA	inputs: group I
Input voltage HIGH	5 10	V_H	3,5 7,0	-	3,5 7,0	-	-	3,5 7,0	V V	inputs: group I
Input voltage LOW	5 10	V_{IL}	-	1,5 3,0	-	1,5 3,0	-	1,5 3,0	V V	inputs: group I
Output voltage HIGH	5 10	V_{OH}	4,95 9,95	-	4,95 9,95	-	-	4,95 9,95	V V	$V = V_{SS}$ or V_{DD} ; $ I_O < 1\ \mu\text{A}$
Output voltage LOW	5 10	V_{OL}	-	0,05 0,05	-	0,05 0,05	-	0,05 0,05	V V	$V = V_{SS}$ or V_{DD} ; $ I_O < 1\ \mu\text{A}$
Input tripping level; input voltage increasing	5 10	V_{ti}	1,5 3,0	4,0 8,0	1,5 3,0	4,0 8,0	1,5 3,0	4,0 8,0	V V	inputs: group II
Input tripping level; input voltage decreasing	5 10	V_{td}	1,0 2,0	3,5 7,0	1,0 2,0	3,5 7,0	1,0 2,0	3,5 7,0	V V	inputs: group II
Output current LOW	5 10	I_{OL}	0,45 1,4	-	0,38 1,17	-	0,3 0,9	-	mA mA	$V_{OL} = 0,4\text{ V}$ $V_{OL} = 0,5\text{ V}$ outputs: groups I and II
Output current HIGH	5 10	$-I_{OH}$	0,3 0,9	-	0,25 0,75	-	0,2 0,6	-	mA mA	$V_{OH} = 4,6\text{ V}$ $V_{OH} = 9,5\text{ V}$ outputs: group I
Output current HIGH	5	$-I_{OH}$	0,9	-	0,75	-	0,6	-	mA	$V_{OH} = 2,5\text{ V}$ outputs: group I
Output current HIGH	5 10	$-I_{OH}$	0,6 1,8	-	0,5 1,5	-	0,4 1,2	-	mA mA	$V_{OH} = 4,6\text{ V}$ $V_{OH} = 9,5\text{ V}$ outputs: groups II
Output current HIGH	5	$-I_{OH}$	1,8	-	1,5	-	1,2	-	mA	$V_{OH} = 2,5\text{ V}$ outputs: group II
Total supply current	10	I_{DD}	-	-	typ. 2	-	-	-	mA	$I_{OL} = I_{OH} = 0$; frequency applied to inputs: FCT = 700 kHz; VCT = 400 kHz; RCT = 400 kHz

A.C. motor control circuit

HEF4752V
LSI

APPLICATION INFORMATION

Figure 2 shows the functional block diagram of a 3-phase a.c. motor speed control system using a thyristorized inverter with variable frequency output. The inverter control signals are generated by the HEF4752V (PWM-IC). A special feature of the PWM (Pulse-Width Modulation) - IC is here, that the motor is supplied by sinusoidally modulated pulses, hence the resulting motor current will approach a sine-wave with a minimum on higher harmonics. In this way, an optimum speed drive with high performance is obtained.

Furthermore, the HEF4752V contains all logic circuitry required for this special waveform generation, so that the amount of control circuit components is reduced considerable. The speed drive system in Fig.2 is controlled by the analogue control section.

The FCT and VCT clock pulse oscillators are driven in such a way, that a fast response speed control of the a.c. motor is obtained, depending on: the reference values for speed; motor voltage; motor current (Limited by the measured motor current via DCCT - d.c. current transformer -); the increasing value of V_{Cb} during braking action.

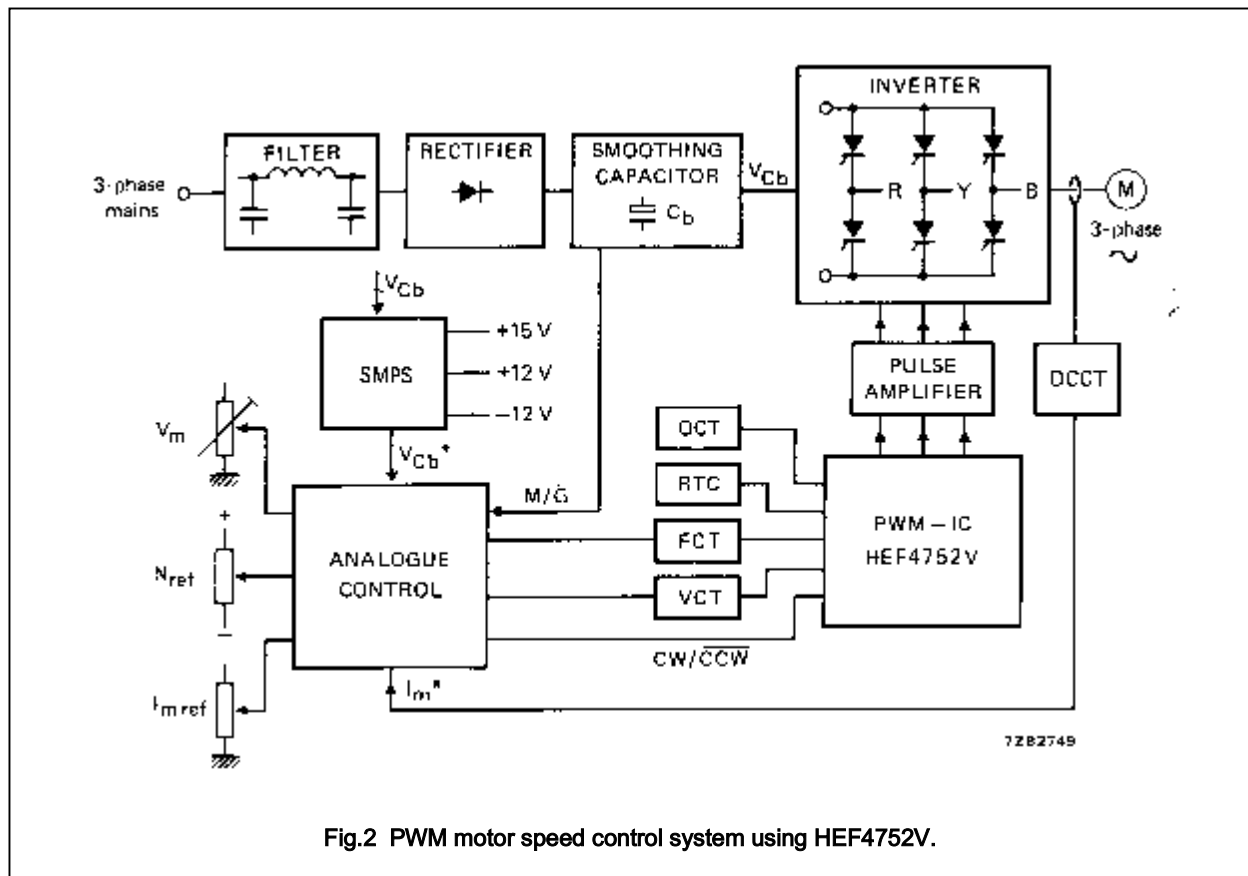


Fig.2 PWM motor speed control system using HEF4752V.

A.C. motor control circuit

HEF4752V
LSI

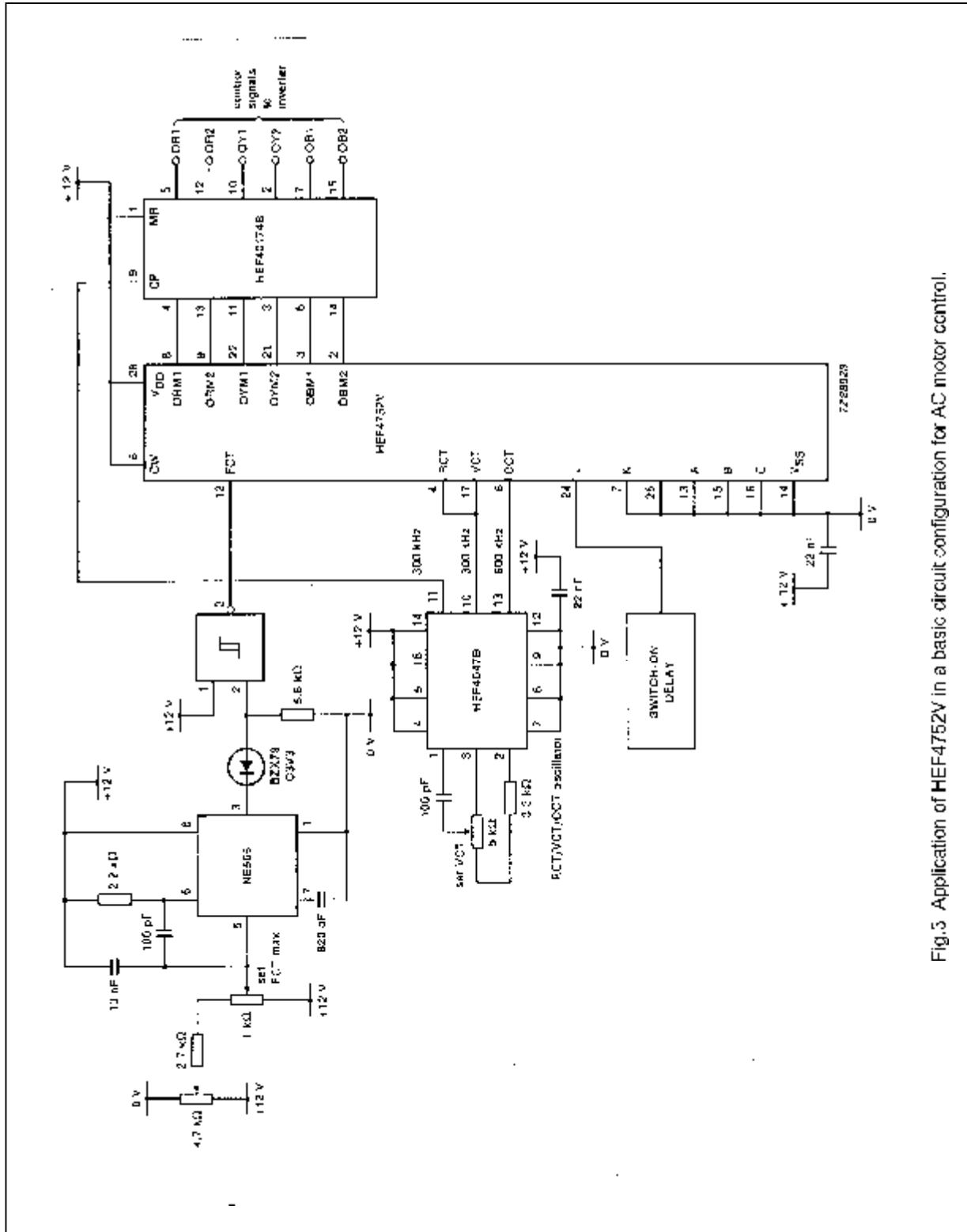


Fig.5 Application of HEF4752V in a basic circuit configuration for AC motor control.

DATA SHEET

For a complete data sheet, please also download:

- The IC04 LOCMOS HE4000B Logic Family Specifications HEF, HEC
- The IC04 LOCMOS HE4000B Logic Package Outlines/Information HEF, HEC

HEF4049B **buffers** **HEX inverting buffers**

Product specification
File under Integrated Circuits, IC04

January 1995

HEX inverting buffers

HEF4049B buffers

DESCRIPTION

The HEF4049B provides six inverting buffers with high current output capability suitable for driving TTL or high capacitive loads. Since input voltages in excess of the buffers' supply voltage are permitted, the buffers may also be used to convert logic levels of up to 15 V to standard TTL levels. Their guaranteed fan-out into common bipolar logic elements is shown in the table below.

HEF4049BP(N): 16-lead DIL; plastic (SOT38-1)
 HEF4049BD(F): 16-lead DIL; ceramic (cerdip) (SOT74)
 HEF4049BT(D): 16-lead SO; plastic (SOT109-1)
 (): Package Designator North America

Guaranteed fan-out in common logic families

DRIVEN ELEMENT	GUARANTEED FAN-OUT
standard TTL	2
74 LS	9
74 L	16

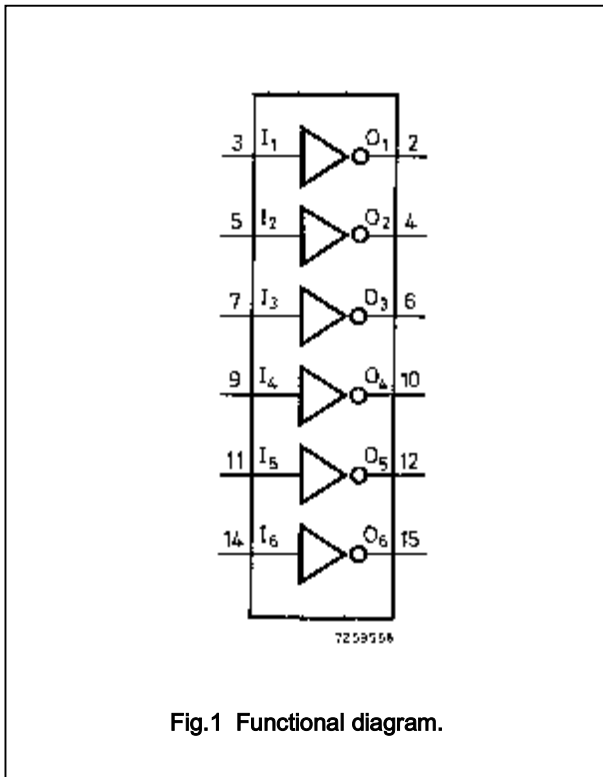


Fig.1 Functional diagram.

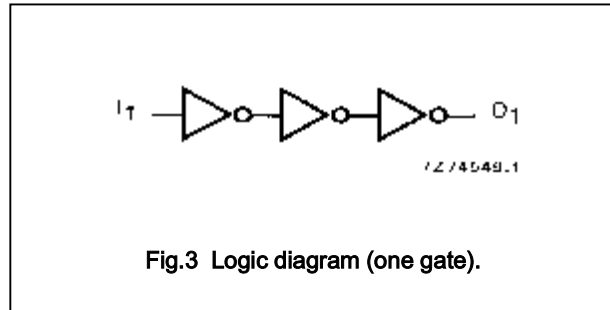


Fig.3 Logic diagram (one gate).

APPLICATION INFORMATION

Some examples of applications for the HEF4049B are:

- LOC MOS to DTL/TTL converter
- HIGH sink current for driving 2 TTL loads
- HIGH-to-LOW level logic conversion

Input protection

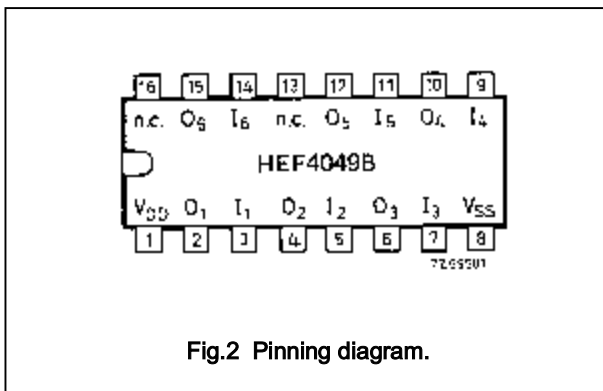


Fig.2 Pinning diagram.

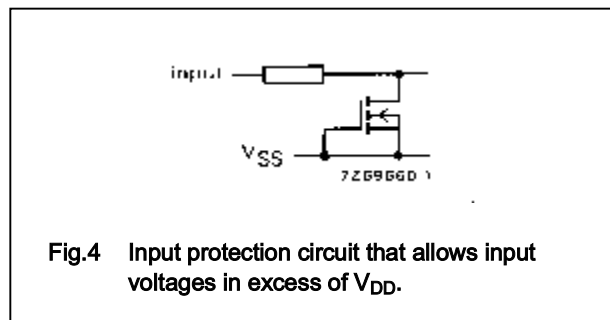


Fig.4 Input protection circuit that allows input voltages in excess of V_{DD}.

FAMILY DATA, I_{DD} LIMITS category BUFFERS

See Family Specifications

HEX inverting buffers

HEF4049B
buffers

DC CHARACTERISTICS

 $V_{SS} = 0\text{ V}$; $V_I = V_{SS}$ or V_{DD}

HEF	V_{DD} V	V_O V	SYMBOL	T_{amb} (°C)						
				-40		+25		+85		
				MIN.	MAX.	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.	
Output (sink) current LOW	4,75	0,4	I_{OL}	3,5	–	2,9	–	2,3	–	mA
	10	0,5		12,0	–	10,0	–	8,0	–	mA
	15	1,5		24,0	–	20,0	–	16,0	–	mA
Output (source) current HIGH	5	4,6	$-I_{OH}$	0,52	–	0,44	–	0,36	–	mA
	10	9,5		1,3	–	1,1	–	0,9	–	mA
	15	13,5		3,6	–	3,0	–	2,4	–	mA
Output (source) current HIGH	5	2,5	$-I_{OH}$	1,7	–	1,4	–	1,1	–	mA

HEC	V_{DD} V	V_O V	SYMBOL	T_{amb} (°C)						
				-55		+25		+125		
				MIN.	MAX.	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.	
Output (sink) current LOW	4,75	0,4	I_{OL}	3,6	–	2,9	–	1,9	–	mA
	10	0,5		12,5	–	10,0	–	6,7	–	mA
	15	1,5		25,0	–	20,0	–	13,0	–	mA
Output (source) current HIGH	5	4,6	$-I_{OH}$	0,52	–	0,44	–	0,36	–	mA
	10	9,5		1,3	–	1,1	–	0,9	–	mA
	15	13,5		3,6	–	3,0	–	2,4	–	mA

	V_{DD} V	SYMBOL	TYP.	MAX.		TYPICAL EXTRAPOLATION
						FORMULA
Propagation delays $I_n \rightarrow O_n$ HIGH to LOW LOW to HIGH	5	t_{PHL}	35	70	ns	26 ns + (0,18 ns/pF) C_L
			15	30	ns	11 ns + (0,08 ns/pF) C_L
			15	25	ns	9 ns + (0,05 ns/pF) C_L
	5	t_{PLH}	50	100	ns	23 ns + (0,55 ns/pF) C_L
			10	50	ns	14 ns + (0,23 ns/pF) C_L
			15	40	ns	12 ns + (0,16 ns/pF) C_L
Output transition times HIGH to LOW LOW to HIGH	5	t_{THL}	20	40	ns	3 ns + (0,35 ns/pF) C_L
			10	20	ns	3 ns + (0,14 ns/pF) C_L
			15	14	ns	2 ns + (0,09 ns/pF) C_L
	5	t_{TLH}	60	120	ns	10 ns + (1,0 ns/pF) C_L
			10	60	ns	9 ns + (0,42 ns/pF) C_L
			15	40	ns	6 ns + (0,28 ns/pF) C_L

HEX inverting buffers

HEF4049B
buffers

	V_{DD} V	TYPICAL FORMULA FOR P (μ W)	
Dynamic power dissipation per package (P)	5 10 15	2 500 $f_i + \sum (f_o C_L) \times V_{DD}^2$ 11 000 $f_i + \sum (f_o C_L) \times V_{DD}^2$ 35 000 $f_i + \sum (f_o C_L) \times V_{DD}^2$	where f_i = input freq. (MHz) f_o = output freq. (MHz) C_L = load capacitance (pF) $\sum (f_o C_L)$ = sum of outputs V_{DD} = supply voltage (V)

Ē SRRQĒ S RRT

Č Ć Č Ā É ĀĀĒ Ğ Ā ĆĀĀĒ ĆĀĒ

ĆIJŌ ŪŪŌ

- Floating channel designed for bootstrap operation
Fully operational to +500V or +600V
Tolerant to negative transient voltage
dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10 to 20V
- Undervoltage lockout for both channels
- Separate logic supply range from 5 to 20V
Logic and power ground $\pm 5V$ offset
- CMOS Schmitt-triggered inputs with pull-down
- Cycle by cycle edge-triggered shutdown logic
- Matched propagation delay for both channels
- Outputs in phase with inputs

ĀIJŌ ŪŪŌŅŅ

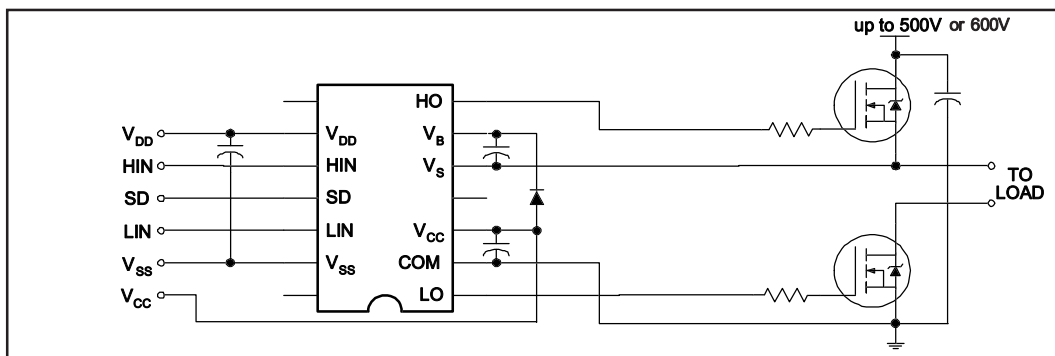
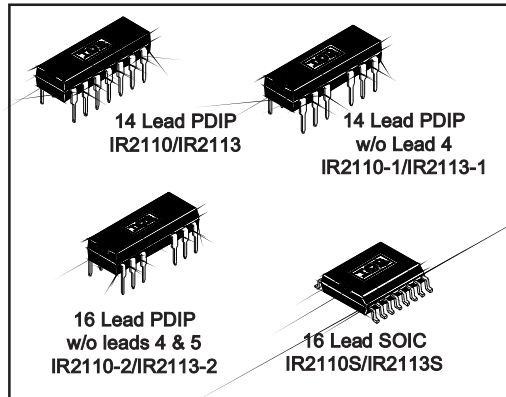
The IR2110/IR2113 are high voltage, high speed power MOSFET and IGBT drivers with independent high and low side referenced output channels. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. Logic inputs are compatible with standard CMOS or LSTTL output. The output drivers feature a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. Propagation delays are matched to simplify use in high frequency applications. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration which operates up to 500 or 600 volts.

ĒŌŅĪ Ī ĪĀŅŅĪJĪ ŪŅŅ

ĒŅĪ ŪĪ ŪŅŅŅ Ī Ū

V_{OFFSET} (IR2110) (IR2113)	500V max. 600V max.
$I_{\text{O+/-}}$	2A / 2A
V_{OUT}	10 - 20V
$t_{\text{on/off}}$ (typ.)	120 & 94 ns
Delay Matching	10 ns

ĒĪ Ī ĪĪ KIJŌ



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

International
IR Rectifier

Absolute maximum ratings indicate sustained limits beyond which damage to the device may occur. All voltage parameters are absolute voltages referenced to COM. The thermal resistance and power dissipation ratings are measured under board mounted and still air conditions. Additional information is shown in Figures 28 through 35.

Symbol	Description	IR2110	IR2113	Unit
V	V _B	High side floating supply voltage (IR2110)	-0.3	525
		(IR2113)	-0.3	625
	V _S	High side floating supply offset voltage	V _B - 25	V _B + 0.3
	V _{HO}	High side floating output voltage	V _S - 0.3	V _B + 0.3
	V _{CC}	Low side fixed supply voltage	-0.3	25
	V _{LO}	Low side output voltage	-0.3	V _{CC} + 0.3
	V _{DD}	Logic supply voltage	-0.3	V _{SS} + 25
	V _{SS}	Logic supply offset voltage	V _{CC} - 25	V _{CC} + 0.3
	V _{IN}	Logic input voltage (HIN, LIN & SD)	V _{SS} - 0.3	V _{DD} + 0.3
dV _S /dt	Allowable offset supply voltage transient (figure 2)	—	50	V/ns
W	P _D	Package power dissipation @ T _A ≤ +25°C (14 lead DIP)	—	1.6
		(14 lead DIP w/o lead 4)	—	1.5
		(16 lead DIP w/o leads 5 & 6)	—	1.6
		(16 lead SOIC)	—	1.25
°C/W	R _{THJA}	Thermal resistance, junction to ambient (14 lead DIP)	—	75
		(14 lead DIP w/o lead 4)	—	85
		(16 lead DIP w/o leads 5 & 6)	—	75
		(16Lead SOIC)	—	100
T _J	Junction temperature	—	150	°C
T _S	Storage temperature	-55	150	
T _L	Lead temperature (soldering, 10 seconds)	—	300	

INPUT/OUTPUT LOGIC TIMING

The input/output logic timing diagram is shown in figure 1. For proper operation the device should be used within the recommended conditions. The V_S and V_{SS} offset ratings are tested with all supplies biased at 15V differential. Typical ratings at other bias conditions are shown in figures 36 and 37.

Symbol	Description	IR2110	IR2113	Unit	
V _B	High side floating supply absolute voltage	V _S + 10	V _S + 20	V	
V _S	High side floating supply offset voltage	(IR2110)	Note 1		500
		(IR2113)	Note 1		600
V _{HO}	High side floating output voltage	V _S	V _B		
V _{CC}	Low side fixed supply voltage	10	20		
V _{LO}	Low side output voltage	0	V _{CC}		
V _{DD}	Logic supply voltage	V _{SS} + 4.5	V _{SS} + 20		
V _{SS}	Logic supply offset voltage	-5	5		
V _{IN}	Logic input voltage (HIN, LIN & SD)	V _{SS}	V _{DD}		
T _A	Ambient temperature	-40	125	°C	

Note 1: Logic operational for V_S of -4 to +500V. Logic state held for V_S of -4V to -V_{BS}.

AEŃĪ Ń Ī AEĪĪ ŐĪ Ī ĪĀ Ļ Ī Ő Ī ŐĴŐŐĪ Ő

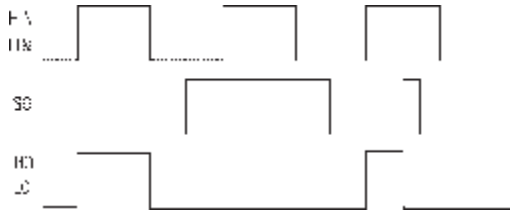
V_{BIAS} (V_{CC}, V_{BS}, V_{DD}) = 15V, C_L = 1000 pF, T_A = 25°C and V_{SS} = COM unless otherwise specified. The dynamic electrical characteristics are measured using the test circuit shown in Figure 3.

ĔŐŃ Ī ŃĪ	AEĪĪŃĪŐŃŃ	ĈĪĴŐĴ	Ĕ ĪŃŐ	ĔŐŃŐ Ĕ Ī ŐŐ	Ĕ Ī ŐŐ	Ĕ Ī ŐŐ	ĔĪĴŐŐĀŃŃĪ ĪŐŃŃŐ
t _{on}	Turn-on propagation delay	7	—	120	150	ns	V _S = 0V
t _{off}	Turn-off propagation delay	8	—	94	125		V _S = 500V/600V
t _{sd}	Shutdown propagation delay	9	—	110	140		V _S = 500V/600V
t _r	Turn-on rise time	10	—	25	35		
t _f	Turn-off fall time	11	—	17	25		
MT	Delay matching, HS & LS turn-on/off	—	—	—	10		

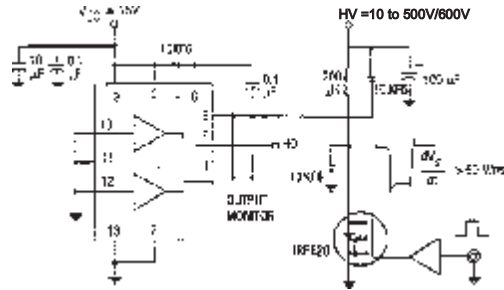
Ĕ Ő ŐĪ AEĪĪ ŐĪ Ī ĪĀ Ļ Ī Ő Ī ŐĴŐŐĪ Ő

V_{BIAS} (V_{CC}, V_{BS}, V_{DD}) = 15V, T_A = 25°C and V_{SS} = COM unless otherwise specified. The V_{IN}, V_{TH} and I_{IN} parameters are referenced to V_{SS} and are applicable to all three logic input leads: HIN, LIN and SD. The V_O and I_O parameters are referenced to COM and are applicable to the respective output leads: HO or LO.

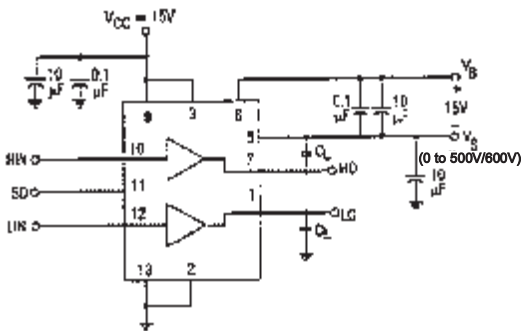
ĔŐŃ Ī ŃĪ	AEĪĪŃĪŐŃŃ	ĈĪĴŐĴ	Ĕ ĪŃŐ	ĔŐŃŐ Ĕ Ī ŐŐ	Ĕ Ī ŐŐ	Ĕ Ī ŐŐ	ĔĪĴŐŐĀŃŃĪ ĪŐŃŃŐ
V _{IH}	Logic "1" input voltage	12	9.5	—	—	V	
V _{IL}	Logic "0" input voltage	13	—	—	6.0		
V _{OH}	High level output voltage, V _{BIAS} - V _O	14	—	—	1.2		I _O = 0A
V _{OL}	Low level output voltage, V _O	15	—	—	0.1		I _O = 0A
I _{LK}	Offset supply leakage current	16	—	—	50	μA	V _B =V _S = 500V/600V
I _{QBS}	Quiescent V _{BS} supply current	17	—	125	230		V _{IN} = 0V or V _{DD}
I _{QCC}	Quiescent V _{CC} supply current	18	—	180	340		V _{IN} = 0V or V _{DD}
I _{QDD}	Quiescent V _{DD} supply current	19	—	15	30		V _{IN} = 0V or V _{DD}
I _{IN+}	Logic "1" input bias current	20	—	20	40		V _{IN} = V _{DD}
I _{IN-}	Logic "0" input bias current	21	—	—	1.0		V _{IN} = 0V
V _{BSUV+}	V _{BS} supply undervoltage positive going threshold	22	7.5	8.6	9.7	V	
V _{BSUV-}	V _{BS} supply undervoltage negative going threshold	23	7.0	8.2	9.4		
V _{CCUV+}	V _{CC} supply undervoltage positive going threshold	24	7.4	8.5	9.6		
V _{CCUV-}	V _{CC} supply undervoltage negative going threshold	25	7.0	8.2	9.4		
I _{O+}	Output high short circuit pulsed current	26	2.0	2.5	—	A	V _O = 0V, V _{IN} = V _{DD} PW ≤ 10 μs
I _{O-}	Output low short circuit pulsed current	27	2.0	2.5	—		V _O = 15V, V _{IN} = 0V PW ≤ 10 μs



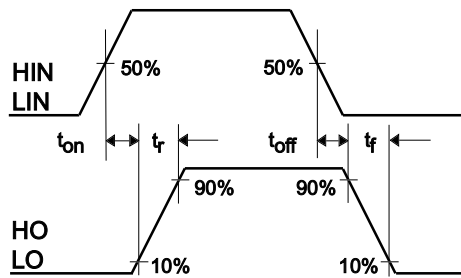
Timing diagram showing FA, HA, and LO signals.



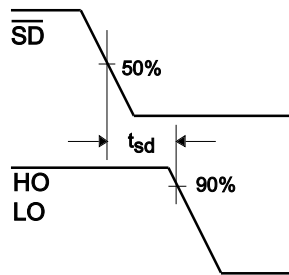
Circuit diagram of the IGBT rectifier.



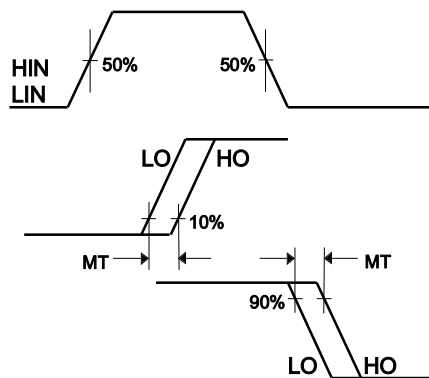
Circuit diagram of the IGBT rectifier.



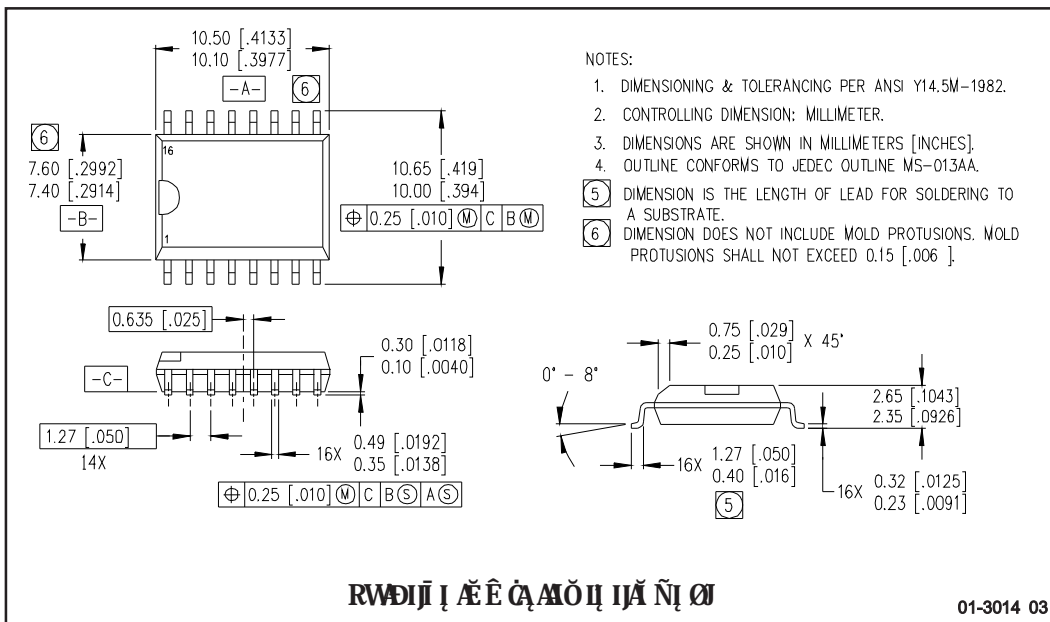
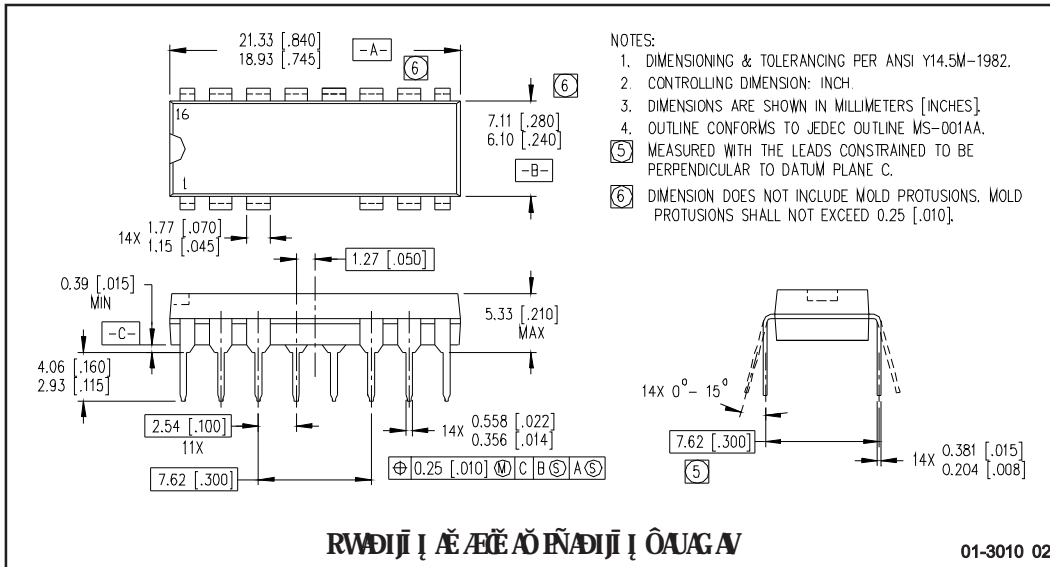
Timing diagram showing HIN, LIN, HO, and LO signals.

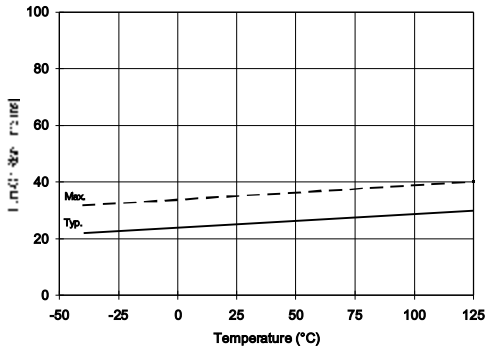


Timing diagram showing SD, HO, and LO signals.

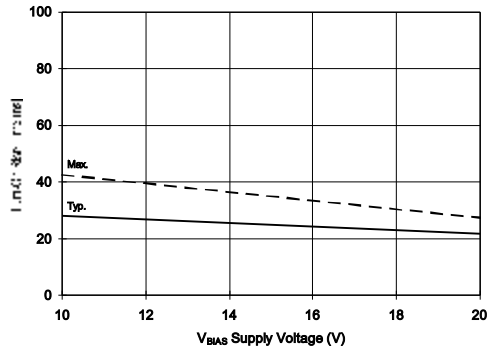


Timing diagram showing HIN, LIN, LO, and HO signals.

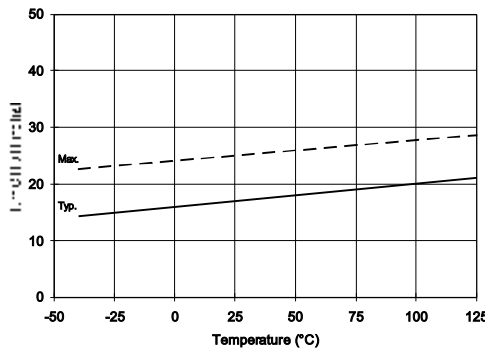




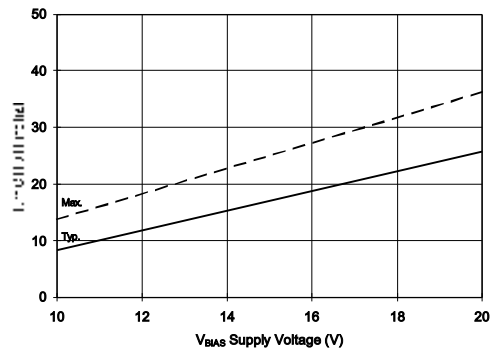
ΪΚΟΪΡΡΑ ΓΕΘΝΝΕ ΝΑΕ ΙΘΙΑΕ ΙΝ ΗΑΘΘΕΙΝ ΝΗΘ ΘΘΪ



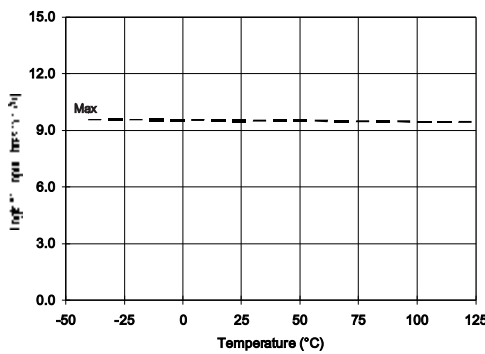
ΪΚΟΪΡΡΑ ΓΕΘΝΝΕ ΝΑΕ ΙΘΙΑΕ ΙΝ ΗΑΘΘΓΝΙΘ ΚΗ



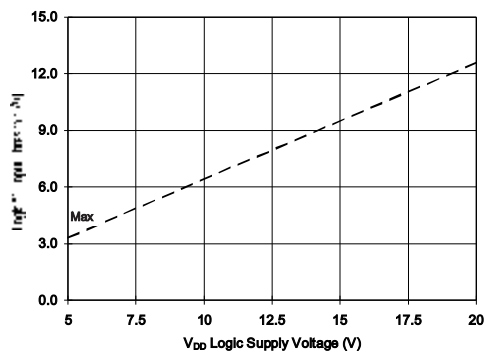
ΪΚΟΪΡΡΑ ΓΕΘΝΝΕ ΪΑΪΙ ΗΑΕ ΙΝ ΗΑΘΘΕΙΝ ΝΗΘ ΘΘΪ



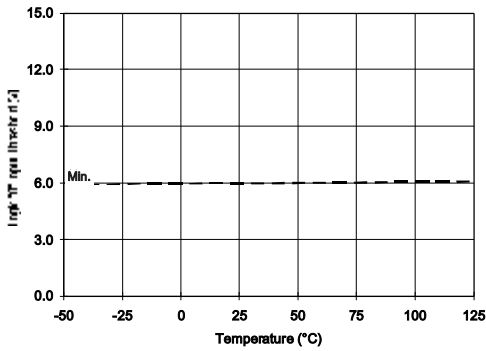
ΪΚΟΪΡΡΑ ΓΕΘΝΝΕ ΪΑΪΙ ΗΑΕ ΙΝ ΗΑΘΘΓΝΙΘ ΚΗ



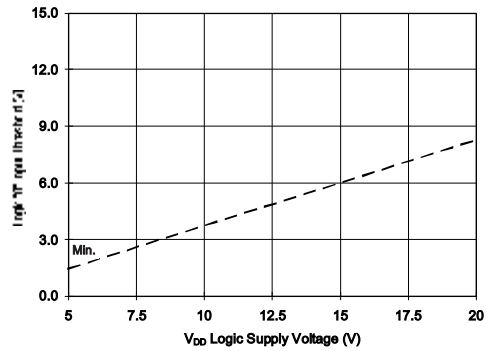
ΪΚΟΪΡΡΑ ΘΘΝΚΗ ΑΡΒΑΝΝΘΘΕΛΪΘΛΝΗ ΑΘΘΕΙΝ ΝΗΘ ΘΘΪ



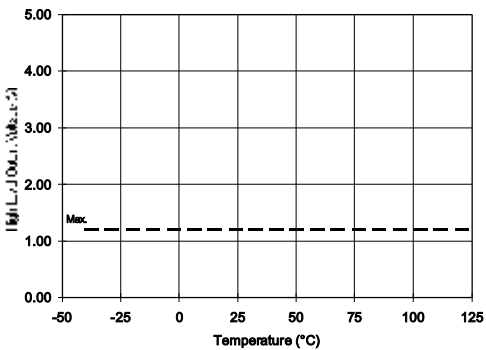
ΪΚΟΪΡΡΑ ΘΘΝΚΗ ΑΡΒΑΝΝΘΘΕΛΪΘΛΝΗ ΑΘΘΓΝΙΘ ΚΗ



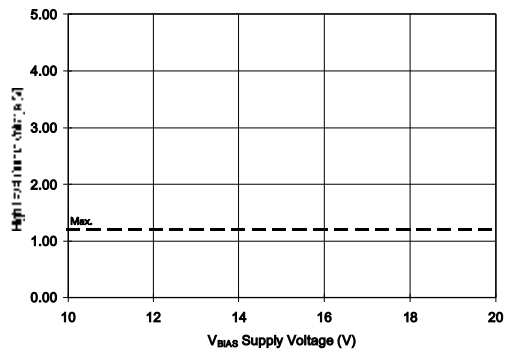
ΕΙΣΑΓΩΓΙΚΟ ΡΕΥΜΑ ΕΝΑΝΤΙ ΑΡΧΗΣ ΤΗΣ ΔΙΟΔΟΥ ΣΕ ΔΙΑΦΕΡΟΝΤΕΣ ΘΕΡΜΟΤΗΤΕΣ



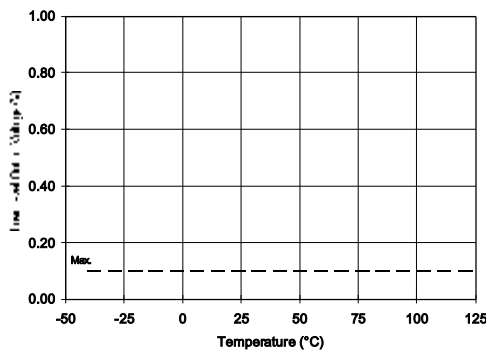
ΕΙΣΑΓΩΓΙΚΟ ΡΕΥΜΑ ΕΝΑΝΤΙ ΑΡΧΗΣ ΤΗΣ ΔΙΟΔΟΥ ΣΕ ΔΙΑΦΕΡΟΝΤΕΣ ΚΙ



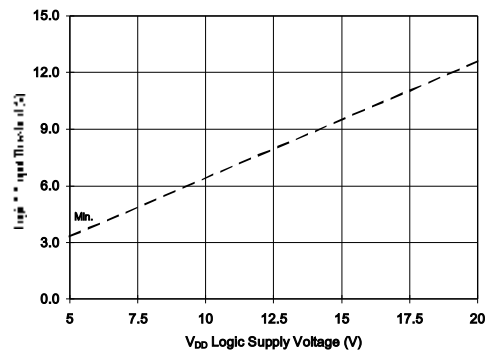
ΕΞΑΓΩΓΙΚΟ ΡΕΥΜΑ ΕΝΑΝΤΙ ΑΡΧΗΣ ΤΗΣ ΔΙΟΔΟΥ ΣΕ ΔΙΑΦΕΡΟΝΤΕΣ ΘΕΡΜΟΤΗΤΕΣ



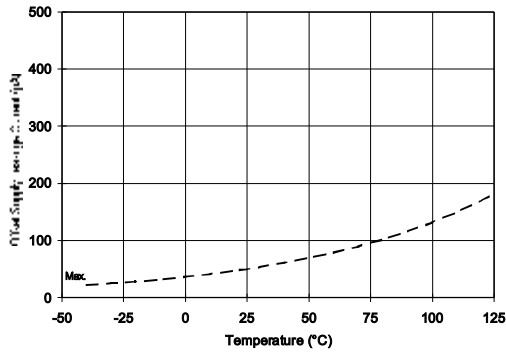
ΕΞΑΓΩΓΙΚΟ ΡΕΥΜΑ ΕΝΑΝΤΙ ΑΡΧΗΣ ΤΗΣ ΔΙΟΔΟΥ ΣΕ ΔΙΑΦΕΡΟΝΤΕΣ ΚΙ



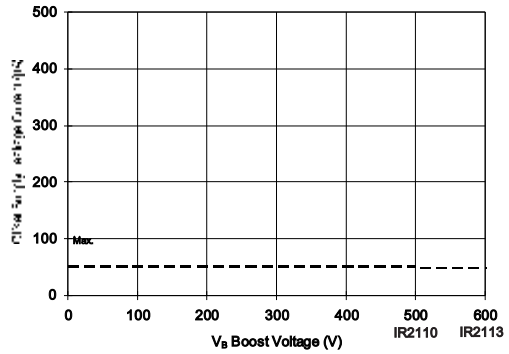
ΕΞΑΓΩΓΙΚΟ ΡΕΥΜΑ ΕΝΑΝΤΙ ΑΡΧΗΣ ΤΗΣ ΔΙΟΔΟΥ ΣΕ ΔΙΑΦΕΡΟΝΤΕΣ ΘΕΡΜΟΤΗΤΕΣ



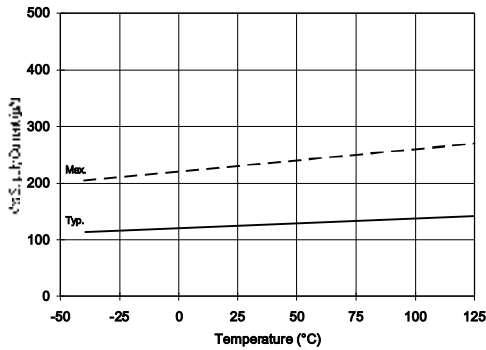
ΕΞΑΓΩΓΙΚΟ ΡΕΥΜΑ ΕΝΑΝΤΙ ΑΡΧΗΣ ΤΗΣ ΔΙΟΔΟΥ ΣΕ ΔΙΑΦΕΡΟΝΤΕΣ ΚΙ



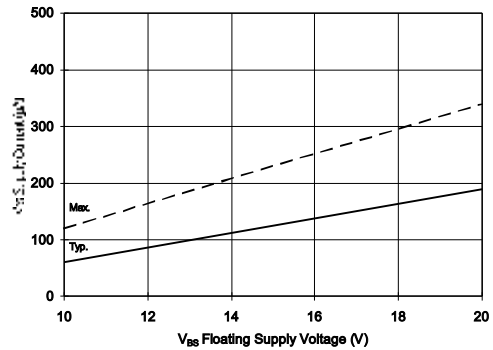
ΕΞΑΡΤΗΣΗ ΤΗΣ ΕΞΟΧΗΣ ΙΣΧΥΟΣ ΑΠΟ ΤΗ ΘΕΡΜΟΤΗΤΑ ΓΙΑ ΤΟ IR2110



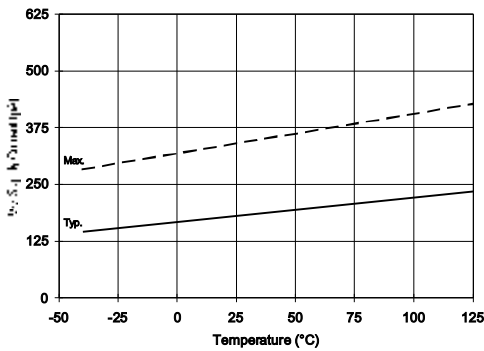
ΕΞΑΡΤΗΣΗ ΤΗΣ ΕΞΟΧΗΣ ΙΣΧΥΟΣ ΑΠΟ ΤΗ ΘΕΡΜΟΤΗΤΑ ΓΙΑ ΤΟ IR2110 ΚΑΙ ΤΟ IR2113



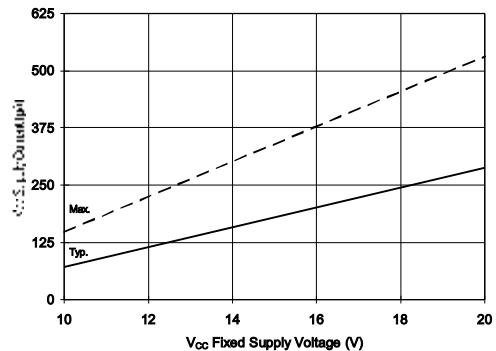
ΕΞΑΡΤΗΣΗ ΤΗΣ ΕΞΟΧΗΣ ΙΣΧΥΟΣ ΑΠΟ ΤΗ ΘΕΡΜΟΤΗΤΑ ΓΙΑ ΤΟ IR2110 ΚΑΙ ΤΟ IR2113 (ΤΥΠΙΚΗ)



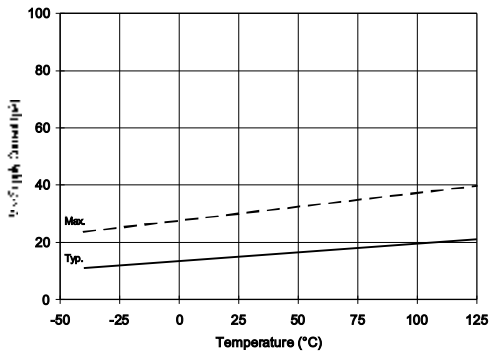
ΕΞΑΡΤΗΣΗ ΤΗΣ ΕΞΟΧΗΣ ΙΣΧΥΟΣ ΑΠΟ ΤΗ ΘΕΡΜΟΤΗΤΑ ΓΙΑ ΤΟ IR2110 ΚΑΙ ΤΟ IR2113 (ΚΑΤΑ ΤΗΝ ΚΑΤΑΣΤΑΣΗ ΤΗΣ ΠΛΗΡΟΥΣ ΤΡΟΦΟΔΟΤΗΣΗΣ)



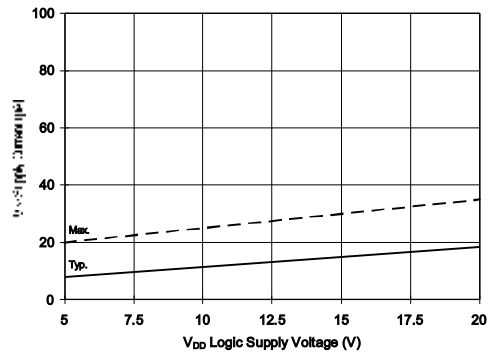
ΕΞΑΡΤΗΣΗ ΤΗΣ ΕΞΟΧΗΣ ΙΣΧΥΟΣ ΑΠΟ ΤΗ ΘΕΡΜΟΤΗΤΑ ΓΙΑ ΤΟ IR2110 ΚΑΙ ΤΟ IR2113 (ΤΥΠΙΚΗ)



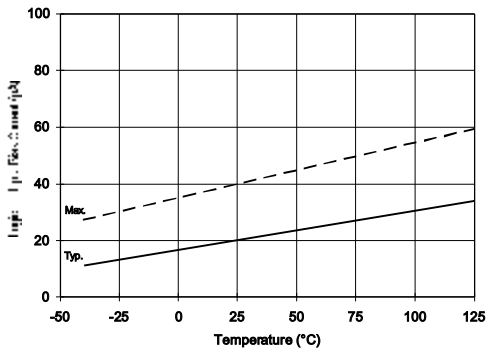
ΕΞΑΡΤΗΣΗ ΤΗΣ ΕΞΟΧΗΣ ΙΣΧΥΟΣ ΑΠΟ ΤΗ ΘΕΡΜΟΤΗΤΑ ΓΙΑ ΤΟ IR2110 ΚΑΙ ΤΟ IR2113 (ΚΑΤΑ ΤΗΝ ΚΑΤΑΣΤΑΣΗ ΤΗΣ ΠΛΗΡΟΥΣ ΤΡΟΦΟΔΟΤΗΣΗΣ)



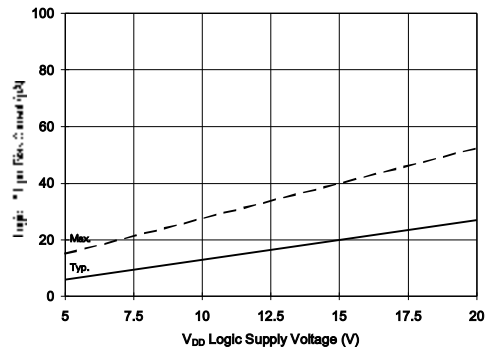
ΕΙΣΑΓΩΓΙΚΟ ΡΕΥΜΑ ΕΝΝΙΩΜΑΤΟΣ ΣΤΟ ΠΙΝΑΚΙΔΙΟ



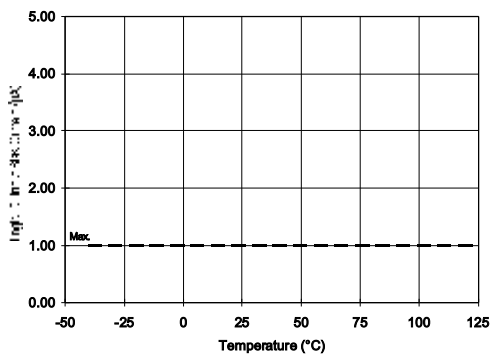
ΕΙΣΑΓΩΓΙΚΟ ΡΕΥΜΑ ΕΝΝΙΩΜΑΤΟΣ ΣΤΟ ΠΙΝΑΚΙΔΙΟ ΚΥ



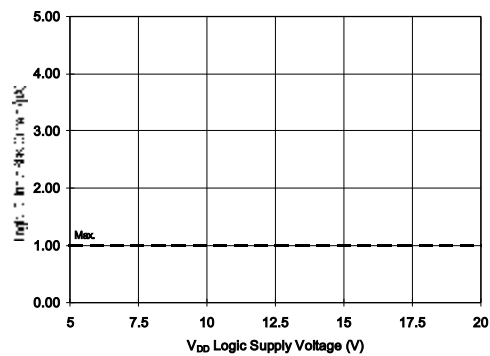
ΕΙΣΑΓΩΓΙΚΟ ΡΕΥΜΑ ΕΝΝΙΩΜΑΤΟΣ ΣΤΟ ΠΙΝΑΚΙΔΙΟ ΚΥ



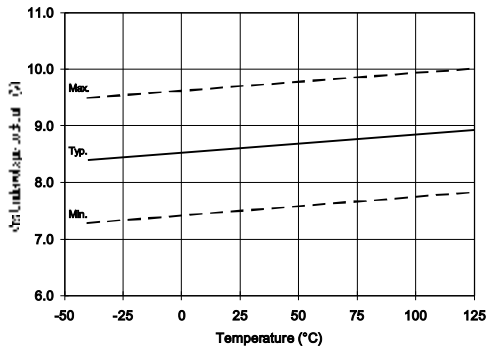
ΕΙΣΑΓΩΓΙΚΟ ΡΕΥΜΑ ΕΝΝΙΩΜΑΤΟΣ ΣΤΟ ΠΙΝΑΚΙΔΙΟ ΚΥ



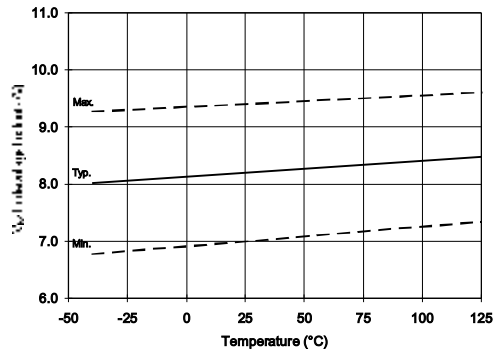
ΕΙΣΑΓΩΓΙΚΟ ΡΕΥΜΑ ΕΝΝΙΩΜΑΤΟΣ ΣΤΟ ΠΙΝΑΚΙΔΙΟ ΚΥ



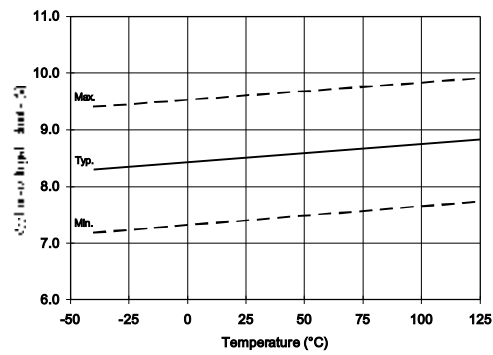
ΕΙΣΑΓΩΓΙΚΟ ΡΕΥΜΑ ΕΝΝΙΩΜΑΤΟΣ ΣΤΟ ΠΙΝΑΚΙΔΙΟ ΚΥ



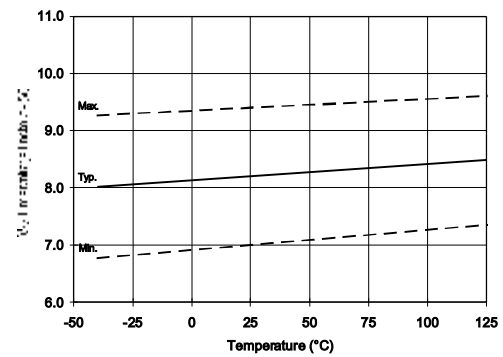
CIKÓIJSUÖGÄÄÄE NI IJÓÑIÖ KIJAIAÖÖÖEIJN NIJÖ ÖÖIJ



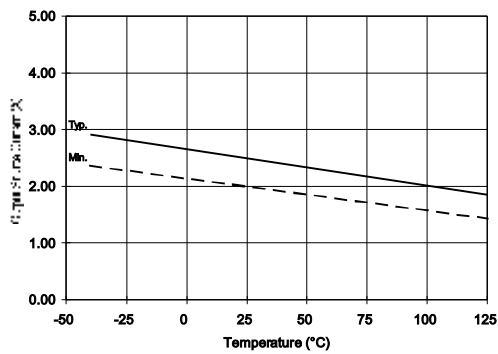
CIKÓIJSUÖGÄÄÄE NI IJÓÑIÖ KIJAIAÖÖÖEIJN NIJÖ ÖÖIJ



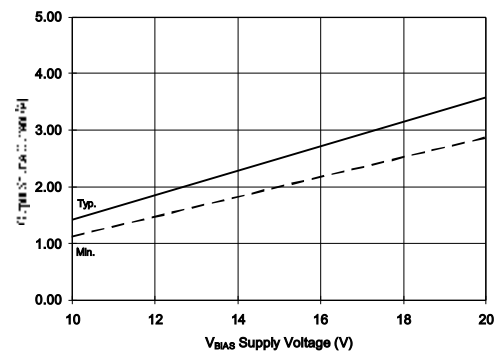
CIKÓIJSUÖGÄÄÄE NI IJÓÑIÖ KIJAIAÖÖÖEIJN NIJÖ ÖÖIJ



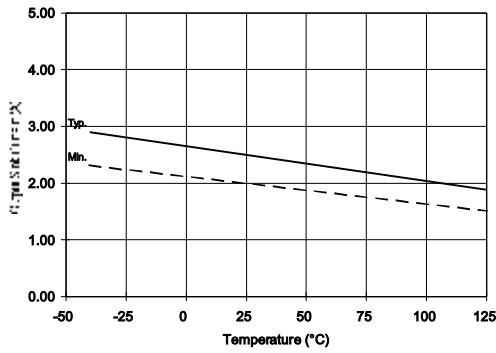
CIKÓIJSUÖGÄÄÄE NI IJÓÑIÖ KIJAIAÖÖÖEIJN NIJÖ ÖÖIJ



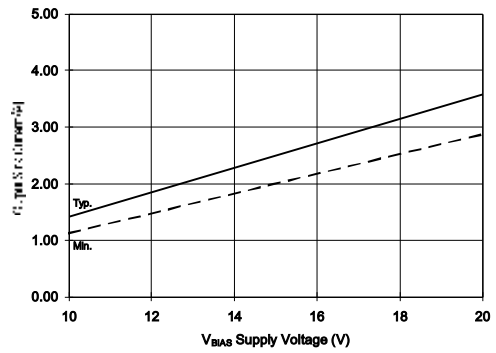
CIKÓIJSUÖGÄÄÄE NI IJÓÑIÖ KIJAIAÖÖÖEIJN NIJÖ ÖÖIJ



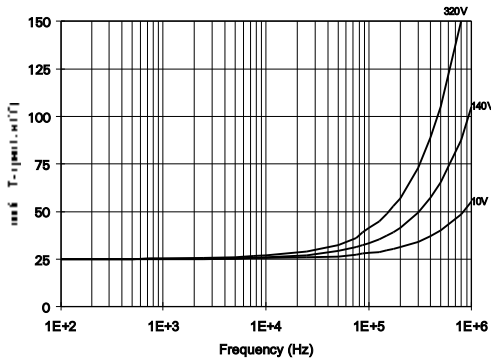
CIKÓIJSUÖGÄÄÄE NI IJÓÑIÖ KIJAIAÖÖÖEIJN NIJÖ ÖÖIJ



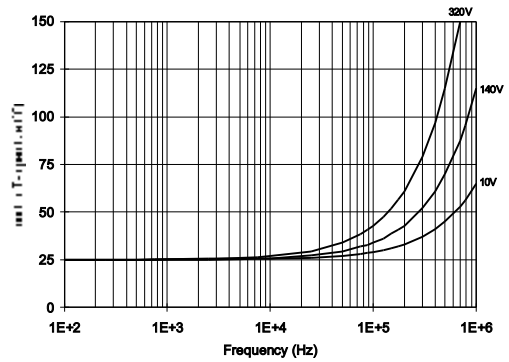
CSRRQESRRT



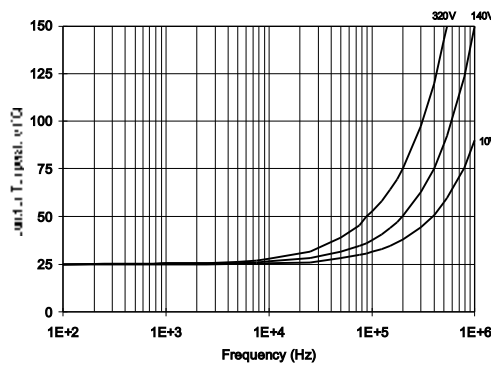
CSRRQESRRT



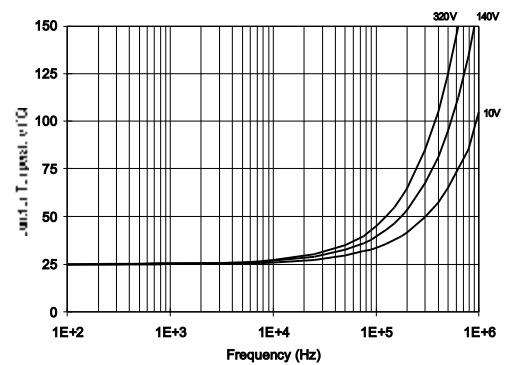
CSRRQESRRT



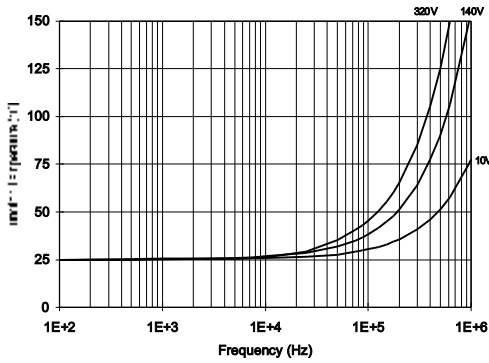
CSRRQESRRT



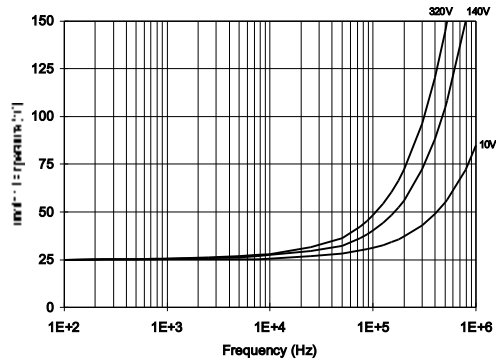
CSRRQESRRT



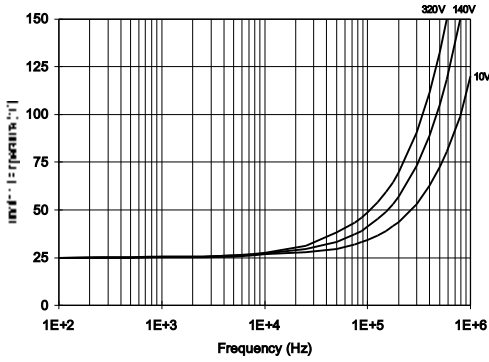
CSRRQESRRT



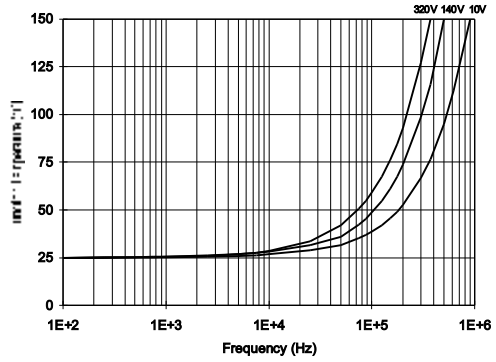
CIKOOJATSOME SRRQRE RRE SRRTE A C AOOCC UJOOINI Ø
IØE CAAQJAE C AEA AVQMG AA AVVG



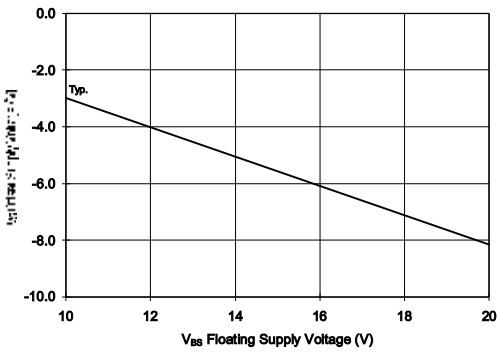
CIKOOJATOME SRRQRE RRE SRRTE A C AOOCC UJOOINI Ø
IØE CAAQJAE C AEA AVQMG AA AVVG



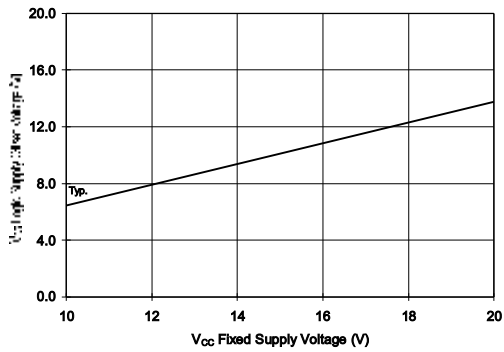
CIKOOJATOME SRRQRE RRE SRRTE A C AOOCC UJOOINI Ø
IØE CAAQJAE C AEA AVQMG AA AVVG



CIKOOJAVOME SRRQRE RRE SRRTE A C AOOCC UJOOINI Ø AØE CE AVQJ
E C AEA AVQMG AA AVVG



CIKOOJAVOME I ON ON A E A I KI Ø OI A E J J O I Ø Ø Ø Ø
G A E A E Ø N N I Ø G N I Ø K I J



CIKOOJAVOME I ON ON A E E A E N Ø O I A E J J O I Ø Ø Ø Ø
G A A E Ø N N I Ø G N I Ø K I J

INTERNATIONAL
IOR

International
IOR Rectifier

International
IOR Rectifier

INTERNATIONAL IOR 233 Kansas St., El Segundo, California 90245 Tel: (310) 322 3331
INTERNATIONAL IOR Hurst Green, Oxted, Surrey RH8 9BB, UK Tel: ++ 44 1883 732020
INTERNATIONAL IOR 15 Lincoln Court, Brampton, Ontario L6T 3Z2 Tel: (905) 453-2200
INTERNATIONAL IOR Saalburgstrasse 157, 61350 Bad Homburg Tel: ++ 49 6172 96590
INTERNATIONAL IOR Via Liguria 49, 10071 Borgaro, Torino Tel: ++ 39 11 451 0111
INTERNATIONAL IOR K&H Bldg., 2F, 30-4 Nishi-Ikebukuro 3-Chome, Toshima-Ku, Tokyo, Japan 171 Tel: 81 3 3983 0086
INTERNATIONAL IOR 16 Fl. Suite D..207, Sec.2, Tun Haw South Road, Taipei, 10673, Taiwan Tel: 886-2-2377-9936
<http://www.ior.com/> Data and specifications subject to change without notice. 4/19/99



Speed control of three phase induction motor using single phase supply along with active power factor correction

Pradeep M Patil¹, Sanjay L Kurkute²

¹Electronics Dept.VIT, Pune (M.S.) INDIA

patil_pm@rediffmail.com

² E &TC Dept., RSCOE, Pune (M.S.) INDIA

Abstract

Majority of industrial drives use electric motors, since they are controllable and readily available. In practice, most of these drives are based on ac induction motor because these motors are rugged, reliable, and relatively inexpensive. The proposed technique of single phase to three phase conversion has a wide range of applications in rural areas and also in industries where three phase equipment or motors are to be operated from the easily available single phase supply. These converters are excellent choice for situations where three phase power supply is not available. The added advantage is that the three phase motor is more efficient and economical than the single phase motor. Also the starting current in three phase motor is less severe than in single phase motor. This needs a strong, efficient cost effective and high quality single phase to three phase conversion. Advanced PWM techniques are employed to guarantee high quality output voltage with reduced harmonics and sinusoidal input current irrespective of the load. To obtain sinusoidal input current at the terminal of single phase source a high performance active input power factor correction technique for single phase boost switch mode rectifier operating with discontinuous current conduction is used. The operation is based on variable turn-on time. Equal Area Criteria (EAC) is applied to the discontinuous current operation. To obtain high quality output voltage, double edge modulated sine wave PWM technique is implemented for three phase inverter. From experimental results obtained on a laboratory prototype it can be concluded that input power factor remains nearly unity for any variations in the load or speed. Thus three phase ac drives using single phase supply with improved power factor is an approach to implement high frequency induction boosting along with the three phase PWM inverter for controlling the speed of three phase induction motor by maintaining v/f ratio at constant value. This scheme can be used in lathe machines, small cranes, lifts etc, which are frequently switched ON and OFF¹.

¹ This study has been implemented at Power Electronics Lab of VIT, University of Pune.

Keywords: power factor correction, boost-converter, equal area criterion, Power MOSFET, PWM inverter, v/f ratio, FCT, RCT, VCT, OCT.

1. Introduction

Power electronics is a branch of engineering which is concerned with conversion and control of electrical power for various applications. Often a conversion system is a hybrid type that mixes more than one basic conversion process. The output of an uncontrolled converter can be controlled by controlling the duty cycle of the boost switch connected at the output of converter. The switching type of conversion can introduce distortion and generate harmonics on source line and load; such problems can be eliminated by introducing filter at the input. The non-ideal character of the input current drawn by these rectifiers creates number of problems like increase in reactive power, high input current harmonics, low input power factor, lower rectifier efficiency, large input voltage distortion etc. To compensate for the higher reactive power demand by the converters at high power transfer levels, power factor correction becomes mandatory. To overcome these problems number of passive and active current wave shaping techniques [1-12] have been suggested in the literature. But the passive power factor correction techniques have the disadvantages like large size of reactive elements, power factor improvement for a narrow operating region, large output dc voltage ripple [1]. Active current wave shaping techniques overcome these disadvantages and significantly improve the performance of rectifiers. Hysteresis current control is a simple active current wave shaping technique that gives close to unity power factor operation while delivering near sinusoidal currents [2]. The rectifiers using discontinuous conduction of input current with a single boost switch gives close to unity power factor at constant turn-on time and frequency of the boost switch [3, 4]. Current control technique may use continuous conduction mode or discontinuous conduction mode. The popular continuous mode of conduction with



switch mode rectifiers are hysteresis current control with constant hysteresis window, Bang bang hysteresis current control and constant switching frequency current control with error triangulation [5-7]. Discontinuous mode of conduction operates with constant switching frequency and variable turn-on time using one or two switches [8,9]. Several dedicated power factor controller integrated circuits such as Microlinear's *ML4812* [10] and Unitrode *UC2854* [11] are currently available. Application of equal area criterion (EAC) to discontinuous current operation improves the power factor to nearly unity [12]. Zheren Lai [13] proposed a family of constant switching frequency PWM controllers for power factor correction that uses continuous conduction mode. P. M. Patil proposed a method for single-phase to three-phase conversion using sinusoidal PWM [14].

The proposed topology employs a boost converter to boost the dc link voltage to 325 V using boost switch mode rectifier. The application of EAC gives an approximate relation by which a correction can be established between desired input fundamental current (hence power) and the turn-on time (variable) of the boost switch. In EAC it should yield the same area for the discontinuous current pulse as that of the area under reference input current in every switching period. Thus the criterion yields greater accuracy for single-phase rectifiers since it has freedom to vary the turn-on time [8]. The dc link voltage is fed to three phase PWM inverter. PWM inverter reduces the harmonic content to larger extent. Changing the modulation index can easily vary the output voltage of inverter. IC HEF4752 V is a special purpose IC which can be used to control the speed of three phase ac motor by maintaining v/f to constant value [16-18].

The remainder of the paper is organized as follows: Section (2) focuses on the system overview. Section (3) emphasizes on background concerning the EAC. Section (4) describes the implemented scheme (hardware and software) along with its design details. Section (5) compares various experimental results. Section (6) presents some conclusions along with future issues that need to be addressed.

2. System overview

The block schematic of implemented speed control of three phase induction motor using single phase supply along with active power factor improvement is as shown in Fig 1. The block diagram can be divided into two parts. Part 1 consists of an input filter, a boost inductor, a single-phase diode rectifier, an active power factor correction stage using the principle of equal area criteria along with its firing scheme and a dc link filter capacitor. Number of switches may be increased depending on the power to be handled by the converter. The active wave shaping of the input current waveforms is obtained through L_2 , S and D_5 as shown in Fig 3. The boost switch S is turned ON at constant frequency with variable ON time. The duty cycle of S is varied for load variations such that the input current is always discontinuous. Consequently the input current begins simultaneously to increase at a rate proportional to the instantaneous value of the phase voltage. Moreover the

specific peak current value during each ON interval is proportional to the average value of the input phase voltage during the same ON interval. Since the average value of voltage varies sinusoidally, the input current peak also varies sinusoidally. Moreover, since the current pulses always being at zero it means that their average values also vary sinusoidally. Consequently the input ac current consist of the fundamental component and a band of high frequency unwanted components centered around the switching frequency of the boost switch. Since this switching frequency is usually very high (kHz), filtering of the unwanted input current harmonics becomes a relatively easy task and can be achieved with the help of a small input capacitor C_1 and inductor L_1 . Therefore the overall input power factor after filtering (i.e. at ac source) is very close to unity. Part 2 represents three phase voltage source PWM inverter with motor load. Transistors are being used as switching devices along with anti-parallel diodes. The boosted dc voltage is connected to three phase induction motor through a three phase bridge inverter with a suitable control circuitry which changes the switching frequency of inverter from 0 to 1 kHz which leads to the control of the frequency of the output of inverter from 0 to 72 Hz. For continuously variable speed control, the output frequency of inverter must be varied. The applied voltage to the motor must also be varied in linear proportion to the supply frequency to maintain constant motor flux. At low frequency, where the motor inductive reactance is low, boosted voltage is used to compensate for the stator IR voltage drop. Thus control of both voltage and frequency is necessary for proper variable speed operation [16]. To generate PWM signal, a special purpose IC HEF4752V manufactured by Phillips is used. In this IC, principle of double edge modulation of carrier wave is achieved as shown in Fig 4. Each edge of carrier wave is modulated by variable time δ , where δ is proportional to $\sin \alpha$ and α is the angular displacement of the unmodulated edge. The modulation of the output waveform is achieved by opening and closing the upper and lower switching element in each phase of the inverter. Closing the upper element gives a high output voltage, and closing the lower element gives low output voltage.

3. Equal Area Criterion

The boost switch S (See Fig 3) is operated at constant switching frequency such that the rectifier input current is discontinuous in nature as shown in Fig 2(a). A typical input current pulse super imposed on the reference current $I_m \sin \omega t$ is shown in Fig 2(b). The instantaneous current $i(t)$ in ON mode of the boost switch (storing the energy in the boost inductor L_2) is given by,

$$i(t) = I_1 + \frac{E_{m2}}{\omega L_2} [\cos \alpha - \cos(\omega t + \alpha)] \quad \text{for } 0 < \omega t < \omega t_{on} \quad (1)$$

and $i(t)$ in OFF mode (discharging the stored energy in the boost inductor into output capacitor bank C_2 and load) is given by,



$$i(t) = I_2 - \frac{E_{m2}}{\omega L_2} \left[\cos(\alpha + \omega t_{on}) - \cos(\alpha + \omega t_{on} - \omega t) \right] - \frac{V_{dc}}{\omega L_2} \omega t \quad (2)$$

for $0 \leq \omega t \leq \omega t_{off}$

where,

- I_1/I_2 initial value of current in on mode / off mode
- f supply frequency
- $\omega = 2\pi f$ angular frequency (rad / sec)
- ωt incremental angle
- L_2 value of boost inductor
- E_2 rms voltage across input filter Capacitor C_1 .

In EAC, the area under the triangle (A_1), which depends on the peak value of the current (I_2) and the pulse area (A_2) are equated.

4. Implemented Scheme

The detailed circuit diagram of boost switch mode rectifier is as shown in Fig 3. Driving pulses for switch S are generated through PC. The duty cycle and ON time of these pluses are calculated through software when user enters the input voltage value. These pluses are outputted on one of the outputs of the printer port. This signal with respect to ground is collected from the printer port and passed through an opto-isolator and a MOSFET driver IC and connected at the gate to source of the MOSFET switch S . The necessary flow chart for the required software is shown in Fig 6. The output DC voltage selected should be more than the critical voltage that allows rectifier input current to fall to zero at the end of each switching period. The critical value of the output DC voltage can be calculated by solving equations (1) and (2) for $\alpha = 90^\circ$, giving duty cycle D as,

$$D = \frac{V_{dc}}{E_{m2}} \quad (3)$$

where,

$$D = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off} - t_d} \quad (4)$$

The value of L_2 can be selected in such a way that the input current during OFF time should reach to zero value. Thus L_2 is a function of switching frequency, output dc voltage and input supply voltage and given by,

$$L_2 = \frac{E_{m2}}{2\pi f I_m} \left[D + \frac{E_{m2}}{2V_{dc}} \right]^2 \quad (5)$$

Supply input filter inductor L_1 , filter capacitor C_1 and output dc filter capacitor C_2 are selected using,

$$C_2 = \frac{100 I_{f_b(peak)} (1-D)}{\sqrt{2} \% ripple (f_b) \omega V_m} \quad (6)$$

where,

- $I_{f_b(peak)}$ amplitude of f_b^{th} harmonic component of current I
- D duty-cycle
- f_b switching frequency
- V_m peak value of input phase voltage

$$\frac{X_{L_1}}{X_{C_1}} = \frac{1}{(f_b - 1)^2} \left[\frac{I_{C_1(f_b-1)}}{I_{L_1(f_b-1)}} + 1 \right] \quad (7)$$

where,

- X_{L_1} and X_{C_1} reactance of L_1 and C_1 at Fundamental frequencies,
- $I_{L_1(f_b-1)}$ and $I_{C_1(f_b-1)}$ amplitudes of $(f_b - 1)^{th}$ harmonic component of currents I_{L_1} and I_{C_1} .

Evaluation of (7) reveals that size of the filter components is a function of the boost switch switching frequency (f_b). The size of the filter components become smaller and smaller for higher switching frequency (f_b). Consequently all the harmonics of the input current becomes smaller and smaller and the input power factor is nearly unity.

Part 2 of the block diagram represents the voltage source PWM inverter. The basic function of PWM IC HEF4752V is to provide three complementary pair of output drive waveforms which, when applied to the six element inverter, open and close the switching element in the appropriate sequence to produce a symmetrical three phase output. In our case BU508A power transistor is chosen as switching element of the inverter. The drive waveforms are applied to upper three transistors of inverter with isolation. The integrated circuit is completely digital, so that the repetition frequency of PWM signal is always an exact multiple of the inverter output frequency. This results in excellent phase and voltage balance and consequent low motor losses. To improve the pulse distribution at lower motor speed the switching frequency is derived from the higher multiples of inverter output frequency. A hysteresis between the switching point is included to avoid jitter when operating in these regions [18].

The PWM inverter along with control circuit using HEF4752V is as shown in Fig 5. The four clock inputs FCT, RCT, OCT and VCT are supplied from NE 566 VCO and Hex schmitt trigger IC 74C14. The clock input FCT controls the inverter output frequency (F_{out}) hence the motor speed. The clock frequency of FCT is related to output frequency of inverter [18] as

$$F_{FCT} = 3360 \times F_{out} \quad (8)$$

The output frequency of the inverter can be controlled from 0 to 72 Hz by varying frequency of FCT.

In case of induction motor, in order to maintain constant motor flux, the voltage-time product must be kept constant. The IC automatically satisfies this requirement by making the output voltage directly proportional to the output frequency. The level of the average inverter output voltage at given output frequency is controlled by the VCT clock input. The change in the output voltage is achieved by varying the modulation depth of the carrier. Increasing F_{VCT} reduces the modulation depth and hence the output voltage, while decreasing F_{VCT} has the opposite effect. The relation between F_{VCT} and F_{OUT} is given by Starr and Loon [17].



$$F_{VCT(nom)} - 6720 \propto F_{out(max)} \quad (9)$$

With F_{VCT} fixed at $F_{VCT(nom)}$, the output voltage will be linear function of the output frequency upto $F_{out(max)}$. However, at low frequencies, IR loss compensation changes F_{VCT} varying this linear relationship. VCT has been designed as a fixed oscillator and sacrificed for a certain percentage of torque at low frequencies, i.e. IR compensation is ignored at lower frequencies.

The reference clock input RCT is a fixed clock used to set the maximum inverter switching frequency $f_{s(max)}$.

The clock frequency F_{RCT} is related to $f_{s(max)}$ [17] as,

$$F_{RCT} - 280 \propto F_{s(max)} \quad (10)$$

The absolute minimum value of the inverter switching frequency $f_{s(min)}$ is set by the IC at $0.6 \propto f_{s(max)}$. These figures apply only if FCT is within the range $0.043 \propto F_{RCT}$ to $0.8 \propto F_{RCT}$ and F_{FCT}/F_{VCT} is less than 0.5. The output delay clock OCT, operating in conjunction with the data input K is used to set the interlock delay period which is required at the change over between the complementary output at each phase. When K is high it keeps the jitter caused by lack of synchronization between FCT and OCT to a minimum. With K high the inter-lock delay period [17] is given by $16/F_{OCT}$ ms, where F_{OCT} is in kHz.

The data input I determine whether the inverter used is thyristorised or transistorised. The input I low corresponds to transistor mode and I high corresponds to the thyristor mode. Here input I is low. In the transistor mode, with data input L low, indicates all main and commutation signal inhibited and with L high, the normal modulated block pulses continue. The action of L inhibit the output circuit only i.e. when L is low the internal circuit generating the output signal continue to operate but only the output is disabled. The data input CW gives the facility of the direction reversal. When the input CW is high, the phase sequence is R, Y, B and when low it become R, B, Y . The three data input A, B, C are provided for use during the production testing. During normal operation they must be grounded. The IC HEF4752V has 12 outputs, out of which 6 outputs have been used and these outputs are connected to the base of power transistors BU508A for implementing inverter bridge.

5. Results and Discussion

The performance evaluation of the single-phase to three phase conversion with active power factor correction is done with input voltage of 85V (rms), gate drive pulses of frequency 20kHz with duty cycle kept at 68% to get an output dc voltage of 325V. The proto-type of the scheme is built for experimental purpose. Selected results are given in Fig 7. Fig 7(a) and 7(b) shows the input voltage and current waveforms before and after power factor correction. For the same voltage waveform if power factor is not corrected, the current waveform is non-sinusoidal and not in phase with the applied voltage.

Hence the power drawn for the same load demand is more. But after correcting the power factor the current waveform becomes pure sinusoidal and in phase with the input voltage. Fig 7(c) shows discontinuous rectifier input current I_2 , Fig 7(d) represents input current I_1 and rectifier output voltage V_{rect} .

PWM pulses for driving boost switch 'S' are generated through PC whose duty cycle is calculated through software using the values of input and output voltages. During on period of the switch the input current through L_2 rises at a rate determined by the input source voltage V_{in} and inductor L_2 . During off period of the switch the current through the inductor L_2 decreases at a rate determined by input voltage V_{in} , output dc voltage and inductor L_2 . Since each of these voltage average values carries sinusoidally, the input current peaks also vary sinusoidally. Moreover since the current pulses always begin at zero, it means that their average values also vary sinusoidally. Consequently the input ac current consists of the fundamental component and a band of high frequency unwanted components centered around the switching frequency of the boost switch. Since this frequency can be in the order of several tens of kHz, filtering out the unwanted input current harmonic becomes a relatively easy task. It is also seen that input power control (or output voltage regulation) can be achieved through pulse width modulation of the boost switch.

Finally under the operating conditions described here, the displacement input power factor before filtering is unity. Consequently, the overall input power factor (before filtering) becomes equal to harmonic input power factor. It is noted that the current harmonics associated with this power factor can be suppressed by a relatively small input capacitance C_1 and inductor L_2 because of their frequencies. Therefore the overall input power factor after filtering (i.e. at the ac source) is very close to unity.

The testing of inverter was carried out at a dc link voltage of 325 V. A PWM inverter was designed and tested whose switching frequency was selected as 1 kHz. Fig. 7(e) shows the PWM control signal to the base of inverter switching transistors. A PWM inverter along with the high frequency boost converter was tested for various load conditions by loading the motor. The induction motor used was a three phase, 440 V, 0.75 A, 0.5 HP, 1440 RPM type. The motor was also tested for variable voltage and variable frequency condition to have v/f control and the system was found working satisfactorily. For a constant dc link voltage, with variation of reference controller FCT, motor terminal voltage and speed can be varied.

Fig 7(f) shows the output voltage of PWM inverter whereas Fig 7(g) and Fig 7(h) shows the expanded version of line voltages RY & YB, and expanded version of line to line voltages RY & BR of the three-phase bridge inverter respectively. Waveforms are phase shifted by 120 degree with each other. The nature of waveform is sine weighted PWM which fully satisfies the magnitude and phase balance. Use of PWM control has the advantage of reduction in harmonics in the output voltage waveform, hence the reduction in heating of motor compared to the 6-step square wave inverter. PWM technique also reduces pulsating torque of the motor.



Motor line current is nearly sinusoidal in nature, which fully satisfies the design requirement. With the increase of switching frequency the motor line current can be made more sinusoidal. At an increased load a small distortion is observed in the PWM output voltage waveform. This distortion can be filtered out using appropriate filter.

6. Conclusion

Application of EAC for discontinuous current operation for single-phase boost rectifier with variable ON time reduces the lower order harmonics. The higher order harmonics around the lock-up frequency can be easily filtered out with a suitable input filter. The higher switching frequency operation reduces this filtering requirement. Also, high power application is possible because of operation at high switching frequencies. The EAC criterion yields the following advantages while operating with discontinuous current conduction:-

1. Linear relation between reference and actual current.
2. Power factor is close to unity even at low switching frequencies.
3. Harmonics ratio with respect to fundamental remains almost constant at all load conditions.
4. Simple closed-loop control system is possible to realize.

The line to line voltage of three-phase bridge inverter is phase shifted by 120 degree with each other and the nature of waveform is sine weighted PWM which fully satisfies the magnitude and phase balance. Use of PWM control has the advantage of reduction in harmonics in the output voltage waveform, hence the reduction in heating of motor. PWM technique also reduces pulsating torque of the motor. Motor line current is nearly sinusoidal in nature. By increasing the switching frequency the motor line current can be made more sinusoidal. With increase in load a small distortion is observed in the PWM output voltage waveform, which can be filtered out using appropriate filter. It was observed that the mains current drawn by the system is nearly sinusoidal and operating at nearly unity power factor.

A further refinement in the results to make power factor exactly unity/ leading is the subject of future work.

7. Acknowledgements

We would like to thank the anonymous reviewers for their thorough review and constructive suggestions which significantly enhance the presentation of the paper.

8. References

- [1] A.R.Prasad, P.D. Ziogas and S.Manias, A Passive input current waveshaping method for Three-Phase Diode rectifiers, IEEE APEC-91 Conf. Rec, pp 319-330, 1991.
- [2] A.R.Prasad, P.D. Ziogas, and Stefanos Manias, An Active Power Factor Correction Technique For Three-Phase Diode Rectifiers, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 6, No. 1, pp 83-92, January 1991.
- [3] M.J. Kocher and R.L. Steigerwald, An ac to dc converter with high quality input waveforms, IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. IA – 19, No.4, pp 586-599, July/August 1983.
- [4] J.W. Kolar, Hans Ertl and F.C. Zach, A Comprehensive Design Approach for a Three-Phase High-Frequency Single-Switch Discontinuous-Mode Boost Power Factor Corrector Based on Analytically Derived Normalized Converter Component Ratings, IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 31, No. 3, pp 567-582, May/June 1995.
- [5] J.S. Lai, D.Chen, Design Consideration for Power Factor Correction Boost Converter Operating at the Boundary of Continuous Conduction Mode and Discontinuous Conduction Mode, 0-7803-0982-0/93, IEEE, pp 267-273 1993.
- [6] R. Itoh, Deng and K. Ishizaka, Single-Phase sinusoidal Converter using MOSFETs, IEE Proceedings Vol.136, No. 5, pp 237-242, September 1989.
- [7] Dragan Maksimovic, Yungtaek Jang, and Robert Erickson, Nonlinear carrier control for high power factor boost rectifiers, 0-7803-2482-X/95, IEEE, pp 635-641, 1995.
- [8] M.S. Dawande, G.K. Dubey, Programmable Input Power Factor Correction Method For Switch-Mode Rectifiers, IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 11, No. 4, pp 585-591, July 1996.
- [9] P.N. Enjeti and R. Martinez, A High Performance single Phase AC to DC Rectifier with Input Power Factor Correction, 07803-0982-0/93, IEEE, pp 190-195, 1993.
- [10] Micro Linear Corporation Data Book, 1990, pp 5-20 to 5-30.
- [11] Unitrode-Linear Integrated Circuits Data and Application Handbook, pp 9-287 to 9-296, 1990.
- [12] P.M. Patil, An active power factor correction technique for single phase AC to DC boost converters, Journal of The Institution of Electronics and Telecommunication Engineers, Vol. 43 No. 4. December 02.
- [13] Zheren Lai and Keyue Ma Smedley, A family of Continuous Conduction Mode Power Factor Correction Controllers based on the General Pulse-Width Modulator, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, No. 3, pp 501-510, May 1998.
- [14] P.M. Patil, D.N. Kyatanavar, R.G. Zope and D.V. Jadhav, Three-phase ac drive using single phase supply, Journal of The Institution of Engineers (India), Vol. 82, pp 43-47, June 2001.
- [15] P.M. Patil, J.V. Kulkarni and D. B. Kshirsagar, A Noble firing scheme for three-phase controllers, In Proceedings of International Conference on Computer Applications in Electrical Engineering Recent Advances (CERA01) held at IIT Roorkee, pp 412-417, February 2002.
- [16] F J Borgum and E B G Nijhof. Inverter Circuit for a PWM Motor Speed Control System. *Electronic Components and Application*, Vol. 2, No. 3, pp 130, May 1980.
- [17] B G Starr and J C F Van Loon. 151 Circuit for ac Motor Speed Control. *Electronic Components and Application*, Vol. 2, No. 4, pp 219, August 1980.
- [18] P.M. Patil, Speed Control of 3-phase induction motor using pulse width modulated inverter, A dissertation report submitted to Marathwada university, Aurangabad, 1993.



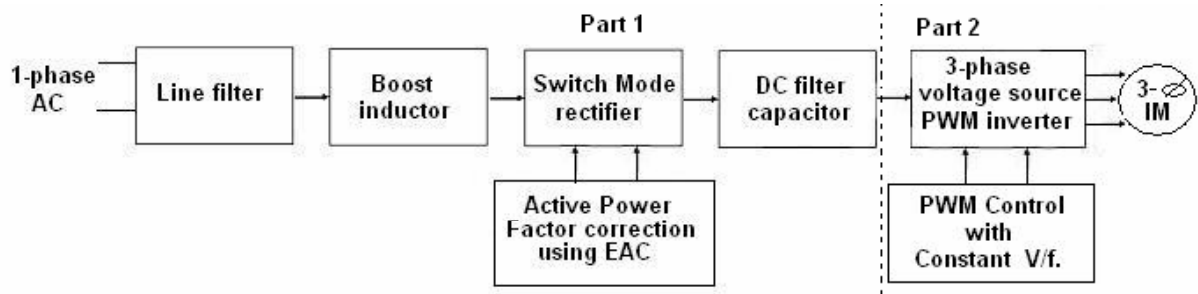


Fig. 1 Block schematic of implemented scheme

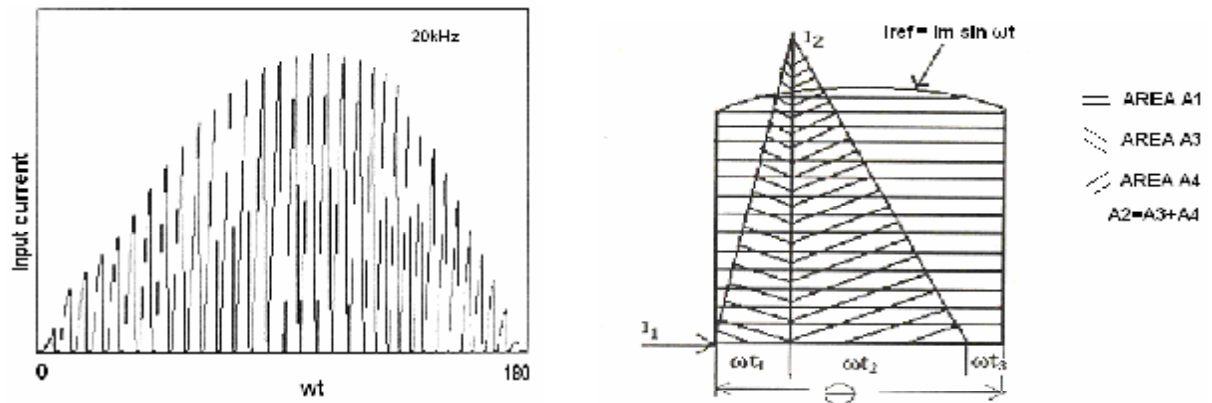


Fig. 2 (a) Discontinuous rectifier input current

(b) Input current pulse super imposed on the reference current

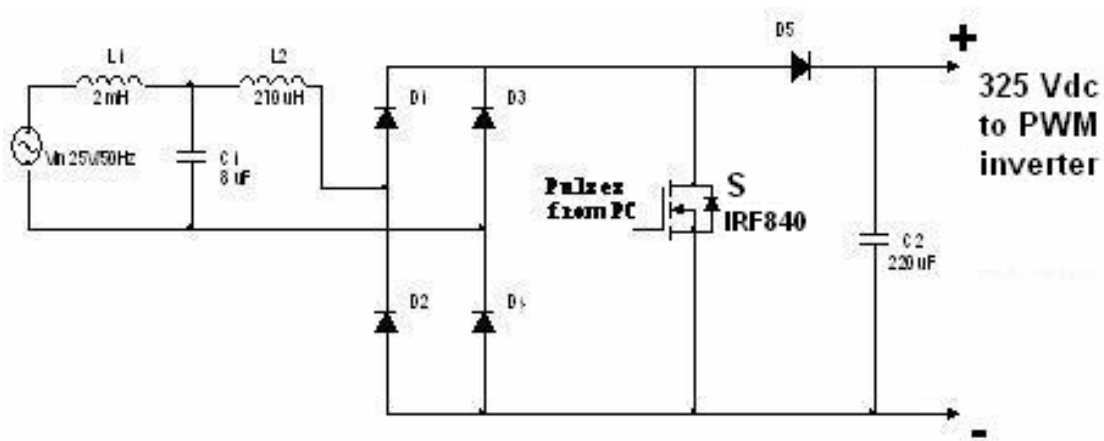


Fig. 3 Circuit diagram of Switch mode Rectifier



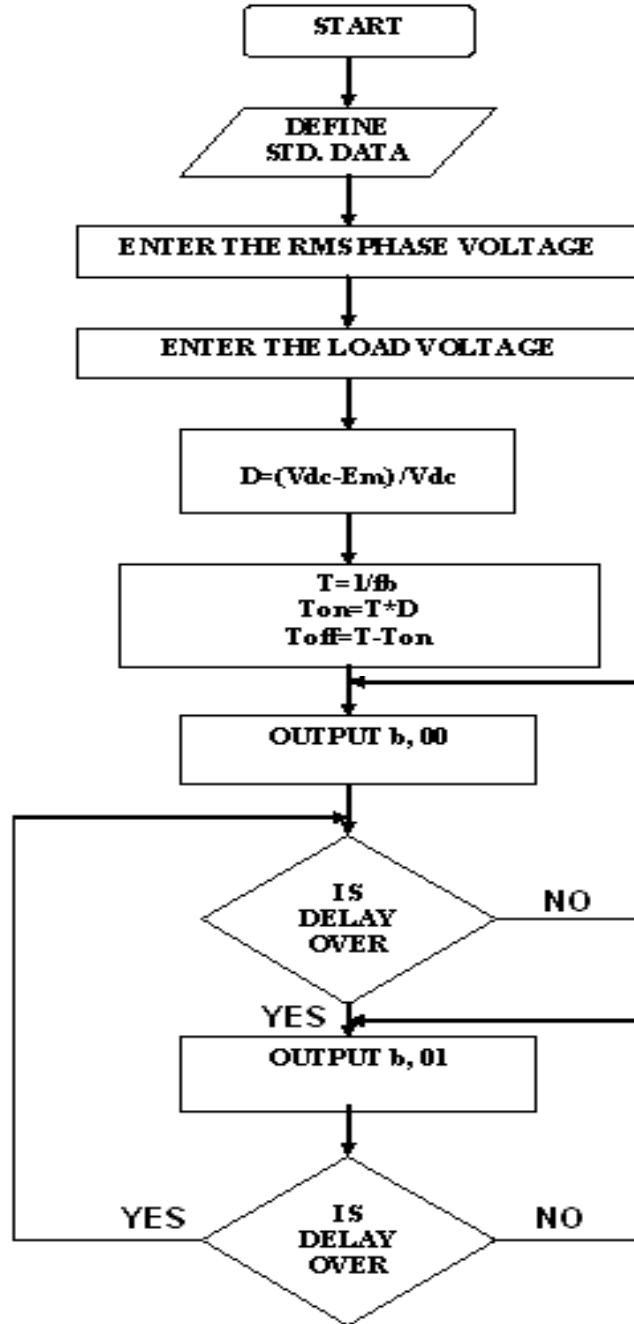


Fig. 6 Flow chart



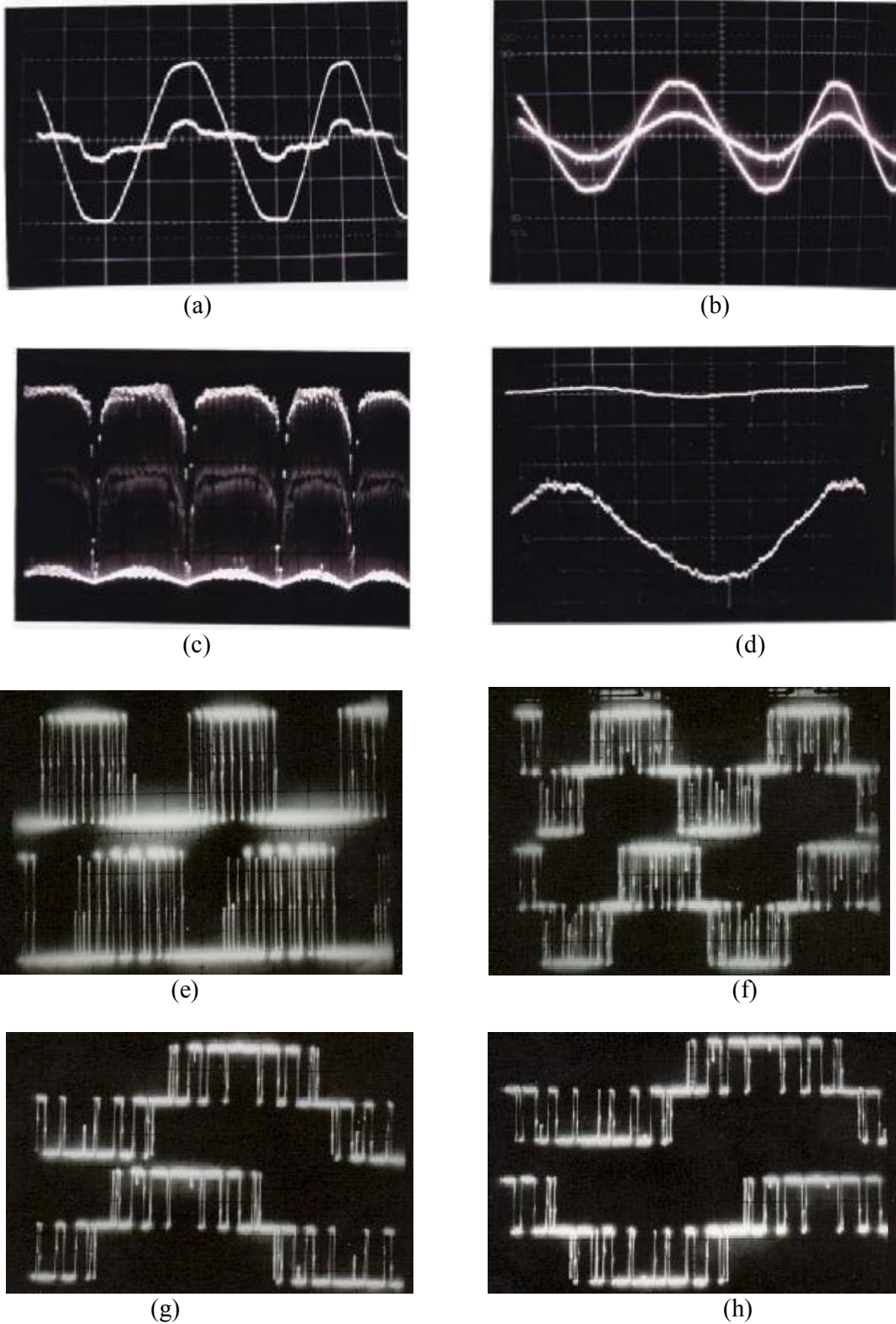


Fig. 7: Photographs at different test points: (a) Input voltage V_{in} & Input current I_1 without power factor improvement, (b) Input voltage V_{in} & Input current I_1 with power factor improvement, (c) Discontinuous rectifier input current I_2 , (d) Input current I_1 & Rectifier output voltage V_{rect} , (e) firing pulses for PWM inverter, (f) Output voltage of PWM inverter, (g) expanded version of line voltages RY & YB, (h) expanded version of line voltages RY & BR.



9. Author Biographies

Pradeep Mitharam Patil was born in Bhusawal, District Jalgaon, Maharashtra, India on December 13, 1966. He received B. E. (Electronics) degree in 1988 from Amravati University, Amravati, India and M. E. (Electronics) degree in 1992 from Marathwada University, Aurangabad, India. From 1988 to 2002 he worked as Lecturer and Assistant Professor in Electronics department at various engineering colleges in Pune University, India. He received the Ph.D. degree in Electronics and Computer Engineering in 2004 at Swami Ramanand Teerth Marathwada University. He is member of various professional bodies like IE, ISTE, IEEE and Fellow of IETE. Presently he is working as Professor of Electronics Department at Vishwakarma Institute of Technology, Pune, India. His research areas include pattern recognition, fuzzy neural networks and power



electronics. His work has been published in various international and national journals and conferences including IEEE.

Sanjay Laxmanrao Kurkute was born in Loni Dist Ahmednagar, Maharashtra, India on December 13, 1973. He completed his B.E.(Electronics) under Pune University and M.Tech in Power Electronics under Visveswariah Technological University, Belgaum in Jan 2001. He is presently undergoing his PhD in Power Electronics. He is presently working as Assistant Prof. in the Department of Electronics & Telecommunication Engineering at Rajarshi Shahu College of Engineering, Pune under University of Pune and has a teaching experience of over 9 years and is a member of various prestigious organizations like IEEE & ISTE.



Bibliographie

Bibliographie :

- **Mémoires :**

- D'ingénieur et DUEA de l'institut de l'électronique de l'U.M.M.T.O :

- Ø Etude et réalisation d'un variateur de vitesse pour moteur à courant continu
Dirigé par M^R ORABIA et réaliser par HOCINI LOTFI promotion 2008/2009.

- Ø Etude et réalisation d'un variateur de vitesse pour un agitateur magnétique.
Dirigé par M^{elle} BOULIFA et réaliser par M^{me} MERBOUTI promotion 2008.

- Ø Réalisation d'une commande à MLI d'un pont onduleur monophasé IGBT
Dirigé M^f NAHI et réaliser par M^f OUALLOUCHE KARIM, M^R MOUNSI RABAH, promotion 2008.

- D'ingénieur de l'institut de l'électronique de L'UNIVERSITE D'ABDERAHMANE MIRA DE BEJAI :

- Ø Etude et réalisation d'un variateur de vitesse a commande numérique pour un moteur a courant continu, Dirigé par M^R TAMALZOUT.S et réaliser par M^f YAHIAOUI SALEM et M^R OUARI IDIR promotion 2007.

- **Livre :**

- Ø Moteurs électriques pour la robotique,
Pierre mayé, 2^{eme} Edition Dunod avril 2006.

- Ø Application industrielle des pics,
Christian tavernier, Edition Dunod juin 2001.

- **MultiMedia :**

- Ø MICROMASTER 440 0.12 kW - 250 kW SIEMENS sur CD Instructions de service Edition 10/03