

3/03
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

Mémoire en vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en électrotechnique

Thème :

**Réalisation de la commande triangulo-sinusoidale à
une porteuse triangulaire unipolaire**

Proposée et dirigée par :

Mr E. M. BERKOUK

Etudie par :

ADJIR Nabil

AMROUS Hamza

Promotion 2003

ملخص :

يهدف هذا العمل إلى دراسة و إنجاز تحكم للموج ثلاثي الطور ذو ثلاث مستويات. لأجل ذلك قمنا بتقديم نموذج لهذا الموج ثم دراسة تحكمه مستعملين في ذلك إستراتيجيتين للتحكم: الأولى إستراتيجية مثلثية جيبية ذات حاملية واحدة أحادية القطب، والأخرى ذات حاملتين ثنائيتا القطب. و بعدها قمنا بإنجاز بطاقة التحكم مستعملين إستراتيجية مثلثية جيبية ذات حاملية واحدة و كذا بطاقة التموين المستقرة لبطاقة التحكم.

الكلمات المفتاحية :

موج ثلاثي الطور ذو ثلاث مستويات، إستراتيجية التحكم المثلثية الجيبية، حاملية أحادية القطب، حاملية ثنائية القطب.

Résumé:

Ce travail a pour but l'étude et la réalisation de la commande d'un onduleur triphasé à trois niveaux. Pour cela, on a présenté le modèle de l'onduleur à trois niveaux et sa commande à travers les deux stratégies de commande : stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse unipolaire et la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses bipolaires. Après on a réalisé la carte de commande en utilisant la stratégie triangulo-sinusoidale à une porteuse unipolaire ainsi que la carte d'alimentation stabilisée.

Mots clés :

Onduleur triphasé à trois niveaux, stratégie de commande triangulo-sinusoidale, porteuse unipolaire, porteuse bipolaire.

Abstract:

The purpose of this work is the study and the realization of the three-phase inverter on three levels control. For this, we modeled the inverter on three levels and studied his control by two strategies which are: triangulo-sinusoidal strategy with only one unipolar carrying and triangulo-sinusoidal strategy with two bipolars carryings. After this, we realized both the three phase inverter control by using the triangulo-sinusoidal strategy with only one unipolar carrying and the supply circuit stabilizer.

Key words:

Three phase inverter on three levels, triangulo-sinusoidal strategy, unipolar carrying, bipolar carrying.

Remerciements

Nous remercions tout d'abord dieu le tout puissant pour nous avoir procurer la force et la volonté qui nous ont permis d'aboutir a ce travail.

Nous tenons à adresser nos sincères remerciements à notre promoteur, monsieur E. M. BERKOUK, pour sa compréhension, ses conseils et son suivie durant toute la réalisation de ce mémoire.

Nous remercions les membres de jury pour l'honneur qu'ils nous font en acceptant de juger ce travail.

Notre reconnaissance à tous nos enseignants de l'E.N.P qui nous ont pris en charge durant nos années d'études.

Que toute personne ayant contribué de près ou de loin à la réalisation de notre travail, et particulièrement M. LARBES, trouve ici notre profonde gratitude pour leur soutien.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

A ma très chère maman ;

A la mémoire de mon père,

A mes frères et mes sœurs ;

A tous mes amis ;

A toute ma grande famille ;

A tous mes enseignants de l'ENP ;

*A tous ceux qui ont contribué de près ou de loin
à la réalisation de ce mémoire, qu'ils trouvent ici
toute ma gratitude.*

A. Nabil

Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

A mes parents ;

A mes frères et mes sœurs ;

A tous mes amis ;

A toute ma grande famille ;

A tous mes enseignants de l'ENP ;

*A tous ceux qui ont contribué de près ou de loin
à la réalisation de ce mémoire, qu'ils trouvent ici
toute ma gratitude.*

A. Hamza

NOTATIONS UTILISEES

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

- A, B, C : Indices correspondant aux trois phases « A », « B » et « C ».
- M : Point milieu.
- U_c : Tension d'alimentation continue de l'onduleur.
- K : Bras d'onduleur.
- Re : Réceptivité d'entrée.
- Rs : Réceptivité de sortie.
- F_{kl} : Fonction de connexion de l'interrupteur TDk1.
- $N(t)$: Matrice de conversion simple.
- $M(t)$: Matrice de conversion composée.
- $N_g(t)$: Matrice génératrice de conversion simple.
- $M_g(t)$: Matrice génératrice de conversion composée.
- B_{ks} : La commande de l'interrupteur s du bras k .
- PR_{dp} : Variable qui indique la configuration du bras de l'onduleur.
- V_k : Le potentiel du nœud k du bras k .
- R_{mn} : La réceptivité de transition de la configuration E_m vers la configuration E_n .
- F_{kl}^b : Fonction de connexion du demi-bras du haut.
- F_{k0}^b : Fonction de connexion de demi-bras du bas.
- F_{ksg} : La fonction génératrice de connexion
- m : Indice de modulation.
- r : Le coefficient de réglage en tension.
- THD : Le facteur de Distorsion totale des harmoniques de la tension de sortie.
- V_{am} : Tension du bras de la première phase par rapport au point milieu.
- V_a : Tension de sortie simple de la première phase.
- f_p : Fréquence de la porteuse.
- V_{rk} : Signal de référence
- B_{ks} : Ordres de commande des interrupteurs.

SOMMAIRE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

INTRODUCTION GENERALE.....	1
<hr/>	
CHAPITRE I : MODELISATION DE L'ONDULEUR TRIPHASE A TROIS NIVEAUX	
<hr/>	
INTRODUCTION.....	5
I. MODELISATION DU FONCTIONNEMENT DE L'ONDULEUR A TROIS NIVEAUX.....	5
I.1. Structure de l'onduleur à trois niveaux.....	5
I.2. Interrupteur bidirectionnel.....	6
I.3. Cellule de commutation.....	7
I.4. Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux..	7
I.4.1. Différentes configurations d'un bras d'onduleur	8
I.4.2. cellule de commutation multi-tripole.....	9
I.4.3. Réseau de Petri d'un bras d'onduleur.....	10
II. MODELE DE COMMANDE DE L'ONDULEUR A TROIS NIVEAUX.....	12
II.1. Condition de commandabilité des convertisseurs statiques.....	12
II.2. commande complémentaire.....	12
II.3. Fonction de connexion.....	13
II.4. Fonction de conversion.....	14
II.5. Modèle de connaissance.....	17
II.6. Fonction génératrice et modèle moyen de commande.....	18
CONCLUSION.....	21
<hr/>	
CHAPITRE II : LES STRATEGIES DE COMMANDE MLI DE L'ONDULEUR TRIPHASE A TROIS NIVEAUX.	
<hr/>	
INTRODUCTION.....	23
II. 1 .GENERALITES.....	24

II. 1. 1. Tension de référence	24
II. 1. 2. Caractéristiques de la modulation.....	24
II. 1. 3. Injection de l'harmonique trois.....	24
II. 1. 4. Distorsion totale des harmoniques	25
II. 1. 5. Filtrage.....	25
II.2. COMMANDE TRIANGULO-SINUSOÏDALE A UNE SEULE PORTEUSE UNIPOLAIRE.....	25
II.2.1 Résultats de simulation	29
II.2.2 Interprétation des résultats.....	31
II.3. COMMANDE TRIANGULO-SINUSOÏDALE A DEUX PORTEUSES BIPOLAIRES.....	32
II.3.1 Résultats de simulation.....	33
II.3.2 Interprétation des résultats.....	35
CONCLUSION.....	37
<hr/>	
CHAPITRE III : REALISATION PRATIQUE DE LA COMMANDE TRIANGULO-SINUSOÏDALE A UNE PORTEUSE TRIANGULAIRE UNIPOLAIRE.	
<hr/>	
INTRODUCTION	39
III.1. CARTE D'ALIMENTATION STABILISEE.....	40
Choix des composants de l'alimentation stabilisée.....	40
II. 1.1. Le transformateur.....	41
II. 1. 2. Redresseur et Condensateur de filtrage	43
II. 1. 3. Régulateur.....	46
III.2. CARTE DE GENERATION DE LA MODULANTE ET DE LA PORTEUSE TRIANGULAIRE UNIPOLAIRE	47
III.2.1 Génération des références sinusoïdales	48
a) Génération de la sinusoïde.....	48
b) Déphaseurs de tensions	49
III.2.2 circuit générateur de la porteuse triangulaire unipolaire.....	49
III. 2.3 Synoptique de la carte générant les références et la porteuse.....	51
III.3 CARTE DE LA COMMANDE RAPPROCHEE.....	52

III.3.1. Circuit de la valeur absolue	52
III.3. 2. Circuit comparateur.....	53
III.3.3. Carte de la commande rapprochée d'un bras d'onduleur.....	55
III.3.4. Synoptique de la carte de commande rapprochée.....	55
CONCLUSION	56
<hr/>	
CHAPITRE IV : LE SIMULATEUR ANALOGIQUE D'UN BRAS D'ONDULEUR A TROIS NIVEAUX.	
<hr/>	
INTRODUCTION.....	58
IV. 1. PRESENTATION DU SIMULATEUR ANALOGIQUE D'UN BRAS D'ONDULEUR A TROIS NIVEAUX.....	58
IV. 2. ESSAIS EXPERIMENTAUX.....	59
IV. 3. CONCLUSION.....	65
CONCLUSION GENERALE.....	66
BIBLIOGRAPHIE	
ANNEXES	

INTRODUCTION GENERALE

Les onduleurs de tension constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance. Ils sont présents dans des domaines d'application les plus variés, dont le plus connu est sans doute la variation de vitesse des machines à courant alternatif. La forte évolution de cette fonction s'est appuyée, d'une part, sur le développement des composants à semi-conducteurs entièrement commandables, puissants, robustes et rapides, et d'autre part, sur l'utilisation quasi-généralisée des techniques dites de « modulation de largeurs d'impulsions » (MLI ou Pulse Width Modulation, PWM, dans le jargon anglo-saxon).

Cette technique est imparfaite ; elle génère dans les machines tournantes des oscillations de couple, des bruits acoustiques et des résonances électromagnétiques. Elle injecte du bruit sur la commande, ce qui peut déstabiliser le système. Il faut donc minimiser ces harmoniques [2].

Les onduleurs à deux niveaux sont généralement limités en tension ($\sim 1.4\text{kV}$) et en puissance ($\sim 1\text{MVA}$). Afin de monter en tension et en puissance, les onduleurs à trois niveaux commencent à être utilisés dans le domaine des puissances allant jusqu'au 10MVA . en tension, on peut atteindre facilement 6kV [2].

La structure des onduleurs à trois niveaux à structure NPC (Neutral point Clamping) est la plus adaptée, du fait que les tensions et les courants de sortie présentent un taux d'harmonique nettement inférieur à celui obtenu avec un onduleur classique. La tension aux bornes de chaque interrupteur vaut la moitié de celle d'un interrupteur dans le cas de l'onduleur classique [2].

Des années durant la machine à courant continu fut la seule source électromécanique utilisée en raison de la simplicité de sa commande de part le découplage de ces grandeurs couple-flux.

L'inconvénient de cette machine est son collecteur mécanique et ses balais qui limitent son utilisation en vitesse, en puissance et nécessite une maintenance fréquente. De plus, cette machine ne peut pas travailler dans des milieux hostiles. Avec le développement des

processus industriels, la machine à courant continu ne pouvait plus répondre aux performances élevées demandées.

Dés lors, l'époque des machines à courant alternatifs est née, ceci grâce à l'évolution de l'électronique de puissance et de composants tels que les GTO et IGBT ainsi que le progrès de la micro-informatique (DSP, microcontrôleurs puissants et rapide) qui ont permis la conception de nouveaux convertisseurs statiques comme variateurs de vitesse à ces machines à courant alternatif. Cet ensemble s'est imposé dans le monde industriel devant la machine à courant continu.

Aujourd'hui, les moteurs asynchrones sont largement utilisés dans le monde industriel. Ceci est dû au fait qu'ils sont de construction simple, fiables, robustes et moins chers que les moteurs à courant continu ou synchrone. Par conséquent, ceci augmente leur durée de vie et évite un entretien permanent. Ils peuvent aussi être utilisés dans des milieux ambiants critiques (poussières, gaz.....etc.). Contrairement aux machines synchrones et celles à courant continu, seuls les enroulements statoriques sont alimentés. Les enroulements du rotor (fermés sur eux-mêmes) ne nécessitent aucune alimentation.

Dans le cadre de notre travail, nous avons abordé l'étude d'un onduleur à trois niveaux à structure N.P.C (Neutral Point Clamping) ainsi que la réalisation de la commande triangulo-sinusoidale à une porteuse triangulaire unipolaire de cet onduleur. Ce mémoire est organisé en cinq chapitres.

Le premier chapitre est consacré à la modélisation de l'onduleur à trois niveaux. On a étudié son fonctionnement, et on a élaboré son modèle de connaissance et de commande.

Au deuxième chapitre, nous présentons deux stratégies de commande MLI, à savoir la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse triangulaire unipolaire et la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses bipolaires. On donnera les caractéristiques de réglage et l'étude spectrale pour chacune de ces deux stratégies.

Le troisième chapitre détaille la réalisation pratique de la stratégie triangulo-sinusoidale à une porteuse triangulaire unipolaire. On détaillera les cartes suivantes : la carte

d'alimentation stabilisée, la carte de génération des références sinusoïdales et de la porteuse triangulaire unipolaire et enfin la carte de la commande rapprochée.

Enfin, dans le quatrième chapitre nous présentons le simulateur analogique d'un bras d'onduleur à trois niveaux et les résultats des essais expérimentaux en injectant les signaux de sortie de la carte de la commande rapprochée à l'entrée du simulateur. Ces essais nous permettront de comparer les résultats expérimentaux avec ceux obtenus avec l'étude théorique.

CHAPITRE I :

MODELISATION DE L'ONDULEUR TRIPHASE A TROIS NIVEAUX

Introduction

Un modèle est une représentation formelle et abstraite de l'analyse que l'on sait faire d'un phénomène physique [1].

La modélisation d'un système est l'élaboration de son modèle. Elle est indispensable lorsque on veut étudier une commande particulière sur ce système.

Ce chapitre intitulé Modélisation de l'onduleur à trois niveaux se compose de deux parties:

- Elaboration du modèle de fonctionnement de l'onduleur à trois niveaux en utilisant la méthode DESIGN associée aux réseaux de Petri.
- Définition du modèle de connaissance de l'onduleur à trois niveaux en utilisant la commande complémentaire et le développement de ce dernier en un modèle moyen de commande en utilisant la notion de fonction génératrice.

I. Modélisation du fonctionnement de l'onduleur à trois niveaux

I.1. Structure de l'onduleur à trois niveaux

Plusieurs structures sont possibles pour l'onduleur à trois niveaux. Nous avons choisi d'étudier la structure présentée dans la figure I.1.

Cette structure comporte trois bras identiques. Chaque bras est constitué de quatre paires (Diode -Transistor) représentant chacune un interrupteur bidirectionnel commandable à l'amorçage et au blocage, et deux diodes médianes reliées au point milieu de la source continue permettant l'accès aux potentiels U_{c1} et $-U_{c2}$, et ainsi d'avoir le niveau zéro de la tension de sortie de l'onduleur.

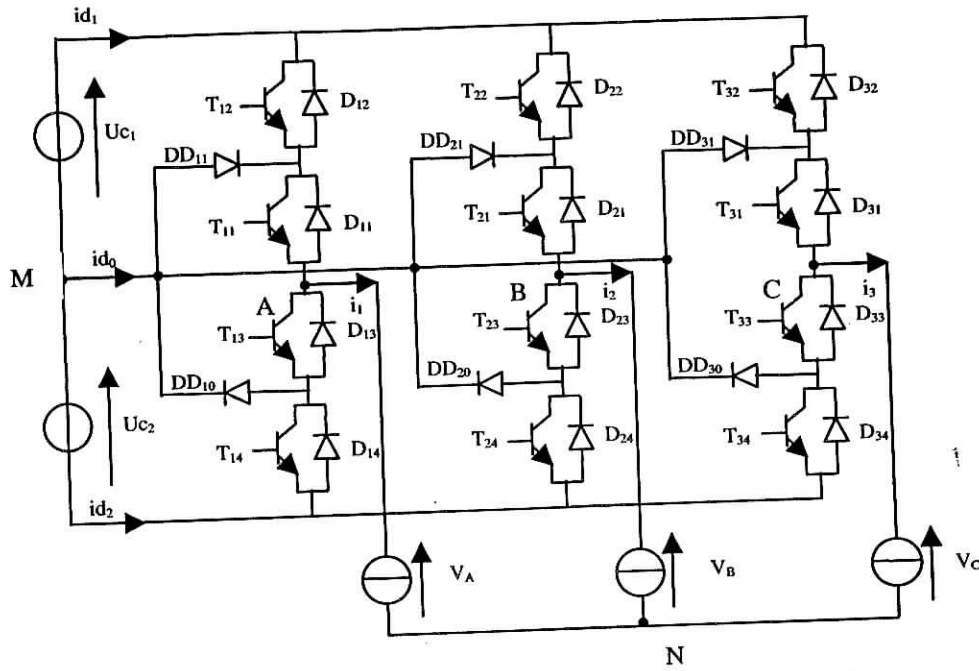


Figure I.1 : Onduleur triphasé à trois niveaux

I.2. Interrupteur bidirectionnel

Les interrupteurs de synthèse à mettre en œuvre dans un onduleur doivent être bidirectionnels en courant, avec un seul sens d'écoulement des charges contrôlables. Cette fonction est réalisée par l'association d'un transistor, qui est un interrupteur à commutation commandée par les grandeurs externes, avec une diode en antiparallèle qui est un interrupteur à commutation spontanée, uniquement fonction des grandeurs internes. La figure I.2 représente chaque paire (transistor – diode) par un seul interrupteur bidirectionnel [2].

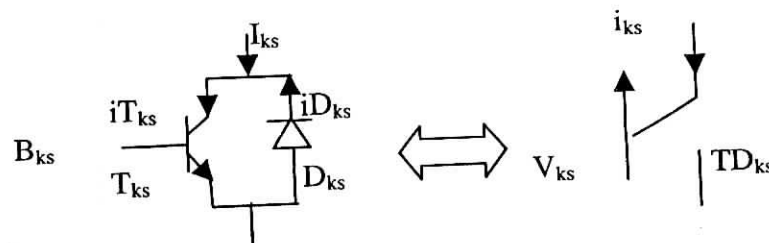


Figure I.2 : Interrupteur bidirectionnel.

I.3. Cellule de commutation

Un interrupteur dipôle seul -comme l'interrupteur présenté précédemment- est incapable de réaliser à la fois la connexion et la déconnexion commandées de deux sources quelconques.

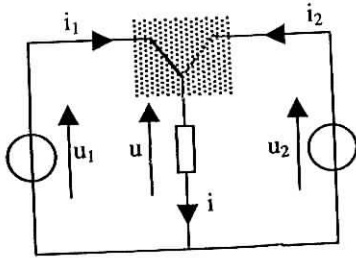


Fig.I.3.a Interrupteur tripôle.

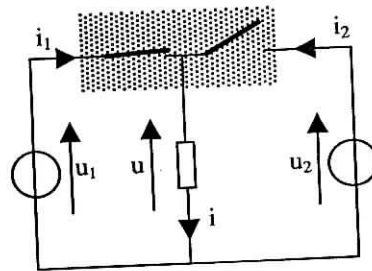


Fig.I.3.b Cellule de commutation

Pour réaliser cette fonction sur la quelle est basé le fonctionnement des onduleurs multi-niveaux on utilise l'interrupteur tripôle proposé à la figure I.3.a.

Pratiquement, cet interrupteur n'existe pas et doit être synthétisé au moyen de deux éléments dipôles; leur association en tripôle forme la cellule de commutation comme le montre la figure I.3.b [15].

Les deux interrupteurs dipôles doivent fonctionner d'une façon complémentaire.

I.4. Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux

La structure de cet onduleur de tension permet de générer des créneaux d'amplitudes U_{c1} , 0 , $-U_{c2}$ dont la combinaison de ces niveaux permet d'avoir un fondamental plus proche de la sinusoïde qu'avec la structure classique à deux niveaux [3].

La symétrie de l'onduleur triphasé à trois niveaux permet sa modélisation par bras. Ainsi, on commence par définir un modèle global d'un bras sans a priori sur la commande et on déduit celle de l'onduleur triphasé en utilisant l'algorithme de la figure I.4.

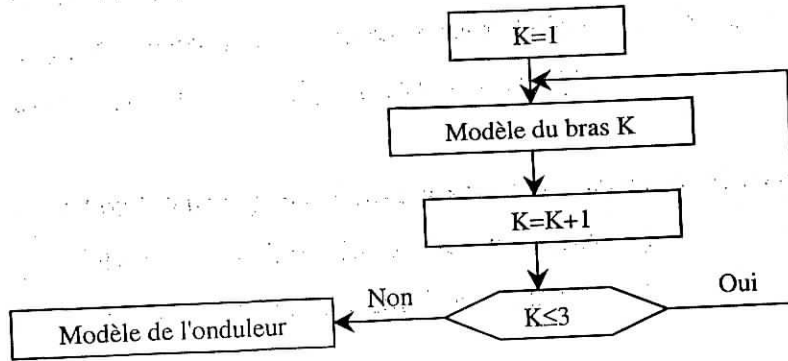


Fig.I.4 Algorithme de détermination du modèle d'un onduleur à partir de ceux de ses bras

I.4.1. Différentes configurations d'un bras d'onduleur

Pour arriver aux configurations qui apparaissent dans un convertisseur à n interrupteurs, il convient de retenir parmi les 2^n combinaisons possibles de leurs états passants ou bloqués, celle qui correspond aux connexions physiquement réalisables [4].

Une analyse topologique d'un bras montre cinq configurations possibles. Les figures I.5, représentent les différentes configurations ($U_{c1}=U_{c2}=U_c$) [1].

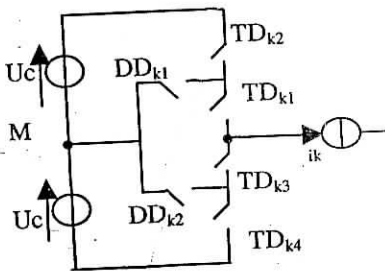


Figure I.5.a : Configuration de E0

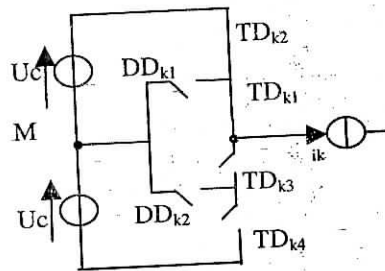


Figure I.5.b : Configuration de E1

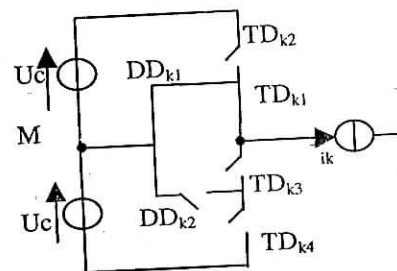


Figure I.5.c : Configuration de E2

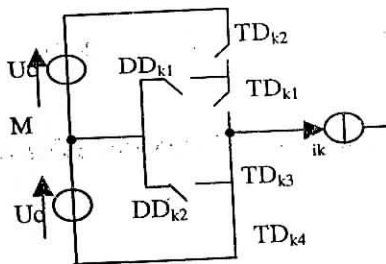


Figure I.5.d : Configuration de E3

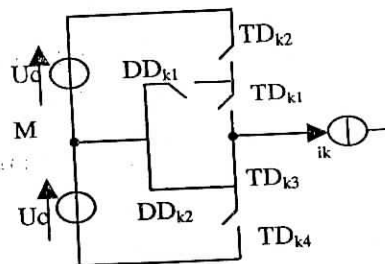


Figure I.5.e : Configuration de E4

Les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations sont données dans le tableau I.1 (avec M origine des potentiels et V_k le potentiel du nœud k du bras k). Pour la configuration E0, le potentiel V_k dépend de la charge.

E0	$i_k=0$
E1	$V_k= +U_{c1} = U_c$
E2	$V_k=0$
E3	$V_k= -U_{c2} = -U_c$
E4	$V_k=0$

Tableau I.1 : Grandeurs électriques caractérisant chacune des configurations.

Cette analyse montre que la structure du convertisseur à trois niveaux limite à $E/2$ la tension imposée à chaque interrupteur lorsqu'il est bloqué, alors que pour les convertisseurs à deux niveaux elle vaut la tension continue complète E , ($U_{c1} = U_{c2} = E/2$).

I.4.2. Cellule de commutation multitripôle:

Chaque bras d'onduleur à trois niveaux constitue une cellule de commutation multi-tripôles. Les semi-conducteurs de cette cellule multi-tripôle se combinent pour donner trois cellules tripôles (a), (b) et (c). Ces trois cellules tripôles sont présentées figure (I.6). Dans cette figure les éléments constituant chaque cellule sont montrés par de gros traits.

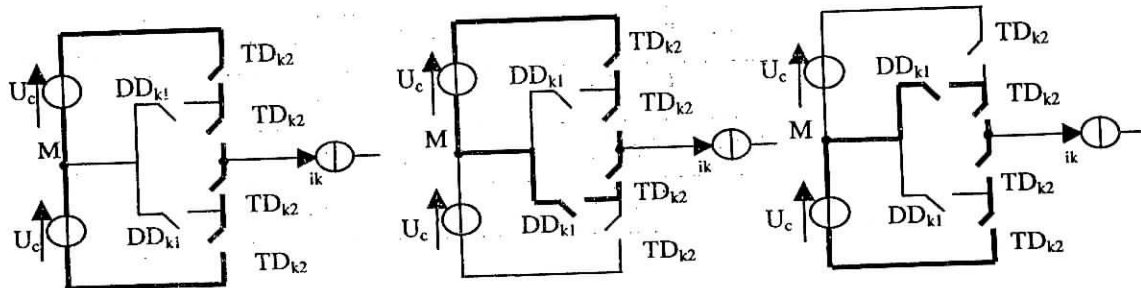


Figure I.6 : Les trois cellules tripôles contenues dans la cellule multi-tripôle d'un bras d'onduleur à trois niveaux

I.4.3. Réseau de Petri d'un bras d'onduleur

Le réseau de Petri d'un bras d'onduleur est un graphe d'état décrivant toutes les possibilités d'enchaînement de configurations qui peuvent survenir, lorsqu'il n'y a pas de spécification particulière sur la commande [4].

Les figures I.7.a et I.7.b montrent respectivement le réseau de Petri série et parallèle de fonctionnement de ce bras d'onduleur.

La variable R_{mn} intervenant dans le réseau de Petri Fig.I.7.a représente la réceptivité de transition de la configuration E_m vers la configuration E_n .

La réceptivité est une opération logique entre les variables externes (séquences des commandes des transistors B_{ks}) et les variables internes (grandeurs électriques).

B_{ks} est la commande de l'interrupteur s du bras k ; $s \in \{1, 2, 3, 4\}$ et $k \in \{1, 2, 3\}$.

Réceptivités de transition

$$R_{01} = [B_{k1} \& (U_{mk1} > 0) \& B_{k2} \& (U_{mk2} > 0)] + [(U_{mk1} < 0) \& (U_{mk2} < 0)]$$

$$R_{02} = [B_{k1} \& (U_{mk1} > 0)] \& [\overline{B_{k2}} + (U_{mk2} < 0)]$$

$$R_{03} = [B_{k3} \& (U_{mk3} > 0) \& B_{k4} \& (U_{mk4} > 0)] + [(U_{mk3} < 0) \& (U_{mk4} < 0)]$$

$$R_{04} = [B_{k3} \& (U_{mk3} > 0)] \& [\overline{B_{k4}} + (U_{mk4} < 0)]$$

$$R_{10} = (i_k = 0)$$

$$R_{12} = \overline{B_{k2}} \& B_{k1} \& (i_k > 0)$$

$$R_{13} = [\overline{B_{k1}} \& (i_k > 0)] \& [B_{k3} \& B_{k4} \& (i_k < 0)]$$

$$R_{14} = \overline{B_{k4}} \& B_{k3} \& (i_k < 0)$$

$$R_{20} = [(i_k = 0 \downarrow) \& \overline{B_{k3}}] \& [\overline{B_{k2}} + \overline{B_{k1}}]$$

$$R_{21} = B_{k1} \& B_{k2} \& (i_k > 0)$$

$$R_{23} = \overline{B_{k1}} \& (i_k > 0)$$

$$R_{30} = (i_k = 0)$$

$$R_{31} = [\overline{B_{k3}} \& (i_k < 0)] + [B_{k1} \& B_{k2} \& (i_k > 0)]$$

$$R_{32} = B_{k1} \& \overline{B_{k2}} \& (i_k > 0)$$

$$R_{34} = B_{k3} \& \overline{B_{k4}} \& (i_k < 0)$$

$$R_{40} = [(i_k = 0 \uparrow) \& \overline{B_{k1}}] \& [\overline{B_{k3}} + \overline{B_{k4}}]$$

$$R_{41} = \overline{B_{k3}} \& (i_k < 0)$$

$$R_{43} = B_{k3} \& B_{k4} \& (i_k < 0)$$

Les différentes réceptivités d'entrée R_e et de sortie R_s du réseau de Pétri parallèle (Fig.I.7.b) s'expriment en fonction des réceptivités de transition R_{mn} comme suit :

a- Réceptivités d'entrée du réseau de Petri parallèle.

$$\begin{aligned} Re(E_0) &= (PRdp = E_1) \& R_{10} + (PRdp = E_2) \& R_{20} + (PRdp = E_3) \& R_{30} + (PRdp = E_4) \& R_{40} \\ Re(E_1) &= (PRdp = E_0) \& R_{01} + (PRdp = E_2) \& R_{21} + (PRdp = E_3) \& R_{31} + (PRdp = E_4) \& R_{41} \\ Re(E_2) &= (PRdp = E_0) \& R_{02} + (PRdp = E_1) \& R_{12} + (PRdp = E_3) \& R_{32} \\ Re(E_3) &= (PRdp = E_0) \& R_{03} + (PRdp = E_1) \& R_{13} + (PRdp = E_2) \& R_{23} + (PRdp = E_4) \& R_{43} \\ Re(E_4) &= (PRdp = E_0) \& R_{04} + (PRdp = E_1) \& R_{14} + (PRdp = E_3) \& R_{34} \end{aligned}$$

b- Réceptivités de sortie du réseau de Petri Parallèle.

$$\begin{aligned} Rs(E_0) &= (PRdp = E_0) \& (R_{01} + R_{02} + R_{03} + R_{04}) \\ Rs(E_1) &= (PRdp = E_1) \& (R_{10} + R_{12} + R_{13} + R_{14}) \\ Rs(E_2) &= (PRdp = E_2) \& (R_{20} + R_{21} + R_{23}) \\ Rs(E_3) &= (PRdp = E_3) \& (R_{30} + R_{31} + R_{32} + R_{34}) \\ Rs(E_4) &= (PRdp = E_4) \& (R_{40} + R_{41} + R_{43}) \end{aligned}$$

Remarque: PRdp est une variable qui indique la configuration du bras de l'onduleur

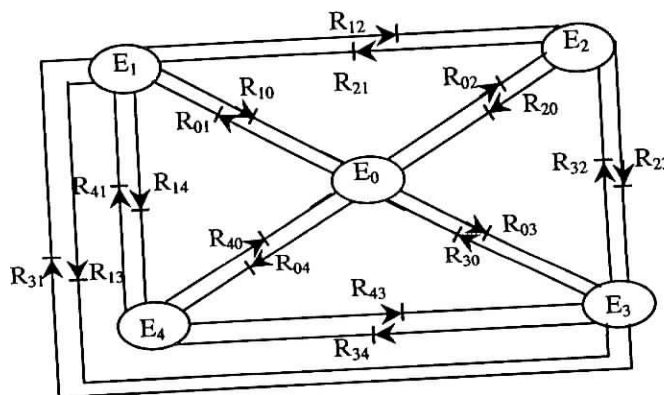


Figure I.7.a : Réseau de Petri série de fonctionnement d'un bras d'onduleur.

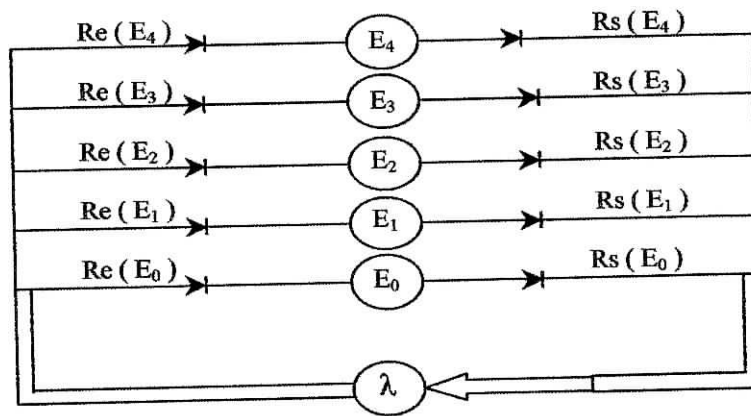


Figure I.7.b : Réseau de Petri parallèle de fonctionnement d'un bras d'onduleur.

II. Modèle de commande de l'onduleur à trois niveaux

II.1. Condition de commandabilité des convertisseurs statiques

Un convertisseur statique est dit en mode commandable si les transitions entre ses différentes configurations dépendent uniquement de la commande externe (commande des bases des semi-conducteurs) [1].

II.2. Commande complémentaire

Pour l'onduleur à trois niveaux, la condition de commandabilité implique que les transitions entre les configurations ne dépendent plus des commandes internes (grandeurs électriques), mais uniquement des commandes des transistors (commandes externes). Il a été démontré [1] que la commande complémentaire qui vérifie cette condition est comme suit :

$$\begin{aligned} B_{k1} &= \overline{B_{k4}} \\ B_{k2} &= \overline{B_{k3}} \end{aligned} \quad (I.1)$$

Le tableau I.2 montre la table d'excitation associée à cette commande complémentaire.

B_{k2}	B_{k1}	B_{k3}	B_{k4}	V_k
0	0	1	1	$-U_c$
1	1	0	0	$+U_c$
0	1	1	0	0
1	0	0	1	inconnu

Tableau I.2 : Table d'excitation associée à la commande complémentaire.

Les états séquentiels de B_{k1} et B_{k2} sont déterminés selon le type de la commande utilisé. B_{k3} et B_{k4} se déduisent de la relation (I.1).

Le réseau de Petri d'un bras d'onduleur fonctionnant en mode commandable est donné par la figure I.8.

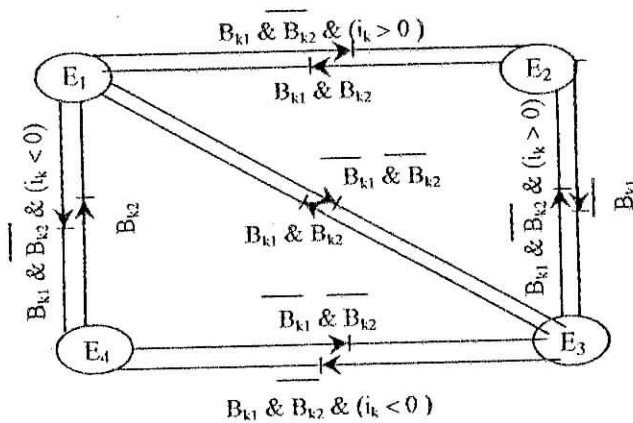


Figure I.8 : Modèle d'un bras de l'onduleur à trois niveaux en mode commandable.

II.3. Fonction de connexion

Cette fonction est liée à chaque interrupteur, et décrit son état ouvert ou fermé. Cette fonction vaut 1 si l'interrupteur est fermé, et 0 dans le cas contraire.

$$F_{ks} = 1 \Rightarrow \text{interrupteur fermé.}$$

$$F_{ks} = 0 \Rightarrow \text{interrupteur ouvert.}$$

Avec la commande complémentaire les fonctions de connexions des interrupteurs du bras k sont liées par la relation suivante.

$$\begin{cases} F_{k1} = 1 - F_{k4} \\ F_{k2} = 1 - F_{k3} \end{cases} \quad (I.2)$$

II.4. Matrice de conversion

La matrice de conversion est la matrice qui définit les relations entre les grandeurs de sortie de l'onduleur et ces variables d'état.

Avec la commande complémentaire, les fonctions de connexions des interrupteurs de l'onduleur sont liées par les relations :

$$\begin{cases} F_{11} = 1 - F_{14} \\ F_{12} = 1 - F_{13} \end{cases} \quad \begin{cases} F_{21} = 1 - F_{24} \\ F_{22} = 1 - F_{23} \end{cases} \quad \begin{cases} F_{31} = 1 - F_{34} \\ F_{32} = 1 - F_{33} \end{cases} \quad (I.3)$$

Les potentiels des nœuds A, B et C de l'onduleur par rapport au point milieu M de la source d'entrée, et on suppose que $U_{c1}=U_{c2}=U_c$, sont donnés par le système suivant où on utilise les fonctions de connexion des interrupteurs.

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11}.F_{12} U_c - F_{13}.F_{14} U_c = (F_{11}.F_{12} - F_{13}.F_{14}) U_c \\ V_{BM} = F_{21}.F_{22} U_c - F_{23}.F_{24} U_c = (F_{21}.F_{22} - F_{23}.F_{24}) U_c \\ V_{CM} = F_{31}.F_{32} U_c - F_{33}.F_{34} U_c = (F_{31}.F_{32} - F_{33}.F_{34}) U_c \end{cases} \quad (I.4)$$

On définit les fonctions de connexions des demi-bras comme suit:

$$\begin{cases} F_{11}^b = F_{11}.F_{12} \\ F_{10}^b = F_{13}.F_{14} \end{cases} \quad \begin{cases} F_{21}^b = F_{21}.F_{22} \\ F_{20}^b = F_{23}.F_{24} \end{cases} \quad \begin{cases} F_{31}^b = F_{31}.F_{32} \\ F_{30}^b = F_{33}.F_{34} \end{cases} \quad (I.5)$$

F_{k1}^b : fonction de connexion de demi-bras du haut.

F_{k0}^b : fonction de connexion de demi-bras du bas.

On introduit les fonctions de connexion des demi-bras dans le système (I.4).

On obtient :

$$\begin{cases} V_{AM} = (F_{11}^b - F_{10}^b) U_C \\ V_{BM} = (F_{21}^b - F_{20}^b) U_C \\ V_{CM} = (F_{31}^b - F_{30}^b) U_C \end{cases} \quad (I.6)$$

Les différentiels composés de l'onduleur s'expriment à l'aide des fonctions de connexion des demi-bras des interrupteurs comme suit :

$$U_{AB} = V_{AM} - V_{BM} = (F_{11}^b - F_{10}^b) U_C - (F_{21}^b - F_{20}^b) U_C$$

$$U_{BC} = V_{BM} - V_{CM} = (F_{21}^b - F_{20}^b) U_C - (F_{31}^b - F_{30}^b) U_C$$

$$U_{CA} = V_{CM} - V_{AM} = (F_{31}^b - F_{30}^b) U_C - (F_{11}^b - F_{10}^b) U_C$$

En forme matricielle, on obtient:

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} \cdot U_C \quad (I.7)$$

Les tensions simples sont liées aux tensions composées par les relations :

$$\begin{aligned} V_{AN} = V_A &= \frac{U_{AB} - U_{CA}}{3} \\ V_{BN} = V_B &= \frac{U_{BC} - U_{AB}}{3} \\ V_{CN} = V_C &= \frac{U_{CA} - U_{BC}}{3} \end{aligned} \quad (I.8)$$

Les relations (I.7) et (I.8) permettent d'écrire :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} \cdot U_C \quad (I.9)$$

Pour les courants, on peut écrire la relation

$$\begin{aligned} id_1 &= F_{11}^b i_1 + F_{21}^b i_2 + F_{31}^b i_3 \\ id_2 &= F_{10}^b i_1 + F_{20}^b i_2 + F_{30}^b i_3 \end{aligned}$$

Le courant id_0 est lié aux courants id_1 et id_2 par la relation :

$$id_0 = -id_1 - id_2 = -(F_{11}^b + F_{10}^b) i_1 - (F_{21}^b + F_{20}^b) i_2 - (F_{31}^b + F_{30}^b) i_3$$

Pour l'onduleur à trois niveau, le vecteur des grandeurs d'état est $[U_C \ i_1 \ i_2 \ i_3]^t$ et ses entrées internes $[V_A \ V_B \ V_C \ id_1 \ id_2 \ id_0]^t$ ou $[U_{AB} \ U_{BC} \ U_{CA} \ id_1 \ id_2 \ id_0]^t$

a. Relation de conversion simple.

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ id_1 \\ id_2 \\ id_0 \end{bmatrix} = [N(t)] \begin{bmatrix} U_C \\ i_1 \\ i_1 \\ i_1 \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

Avec

$$[N(t)] = \begin{bmatrix} \frac{2(F_{11}^b + F_{10}^b) - (F_{21}^b + F_{20}^b) - (F_{31}^b + F_{30}^b)}{3} & 0 & 0 & 0 \\ -(F_{11}^b + F_{10}^b) + 2(F_{21}^b + F_{20}^b) - (F_{31}^b + F_{30}^b) & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-(F_{11}^b + F_{10}^b) - (F_{21}^b + F_{20}^b) + 2(F_{31}^b + F_{30}^b)}{3} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & -(F_{11}^b + F_{10}^b) & -(F_{21}^b + F_{20}^b) & -(F_{31}^b + F_{30}^b) \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

b. Relation de conversion composée

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \\ id_1 \\ id_2 \\ id_0 \end{bmatrix} = [M(t)] \begin{bmatrix} U_C \\ i_1 \\ i_1 \\ i_1 \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

Avec

$$[M(t)] = \begin{bmatrix} (F^b_{11} - F^b_{10}) - (F^b_{21} - F^b_{20}) & 0 & 0 & 0 \\ (F^b_{21} - F^b_{20}) - (F^b_{31} - F^b_{30}) & 0 & 0 & 0 \\ (F^b_{31} - F^b_{30}) - (F^b_{11} - F^b_{10}) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & F^b_{11} & F^b_{21} & F^b_{31} \\ 0 & F^b_{10} & F^b_{20} & F^b_{30} \\ 0 & - (F^b_{11} + F^b_{10}) & - (F^b_{21} + F^b_{20}) & - (F^b_{31} + F^b_{30}) \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

II.5. Modèle de connaissance

Les systèmes à convertisseurs statiques sont naturellement hybride puisque, par essence, formés d'une partie continue (les sources et les éléments passifs) et d'une partie discontinue (les semi-conducteurs fonctionnant en régime de commutation).

Dans ces conditions, il apparaît naturel de rechercher une séparation fonctionnelle au sein du système considéré et d'appliquer à chaque sous-ensemble, le formalisme de modélisation le mieux adapté, ce qui conduit au modèle de connaissance de ce convertisseur [15].

La figure (I.9) montre le modèle de connaissance globale du convertisseur en mode commandable associé à sa source et sa charge.

On retrouve:

- **La partie commande:** est représentée par le réseau de Petri de fonctionnement de l'onduleur en mode commandable Fig. (I.7). Cette partie génère la matrice de conversion $[N(t)]$ en utilisant la relation (I.11)

- **La partie opérative:** elle est représentée sous forme d'un schéma fonctionnel respectant la séparation en deux blocs:

- Un bloc discontinu délivrant les entrées internes générées par le convertisseur à partir des variables d'état et de la matrice de conversion.

- Un bloc continu qui représente le modèle d'état de la charge de l'onduleur et de sa source de tension d'entrée.

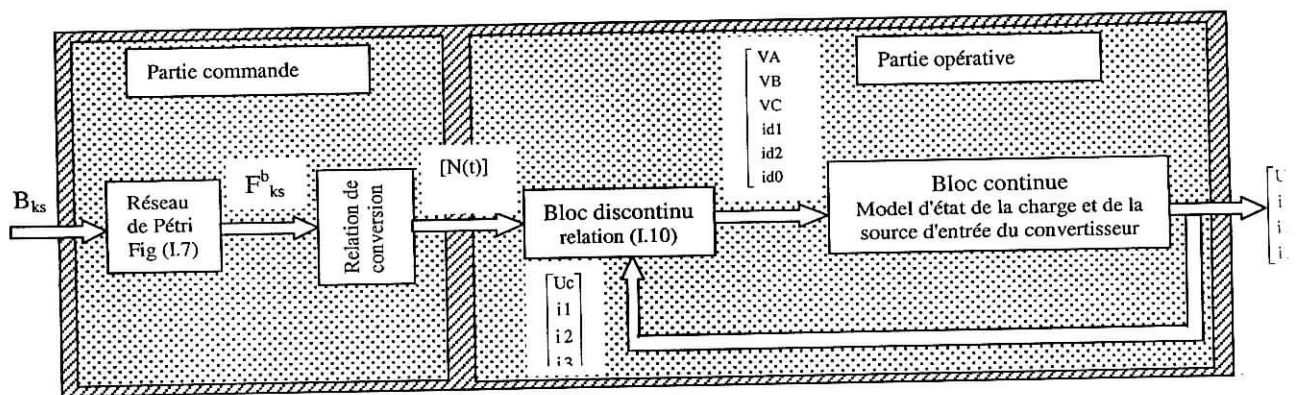


Figure I.8 : Modèle de connaissance de l'onduleur à trois niveaux.

II.6. Fonction génératrice et modèle moyen de commande [1].

Le modèle de connaissance global présenté précédemment à la figure I.9 est bien adapté à la simulation, et donc à la validation des stratégies de commande. Pour la synthèse des algorithmes de commande, il est indispensable de transformer le modèle de connaissance pour obtenir des relations biunivoques entre les différentes grandeurs mise en jeu.

D'une manière générale, la fonction génératrice X_g d'une fonction X est sa valeur moyenne sur une période T_e .

La fonction génératrice de connexion F_{ks}^g est une fonction continue qui représente la valeur moyenne de la fonction discontinue F_{ks} de connexion sur une période de commutation T_e . Cette période T_e est supposée infiniment petite.

$$F_{ks}g(t) = \frac{1}{T_c} \int_{kT_c}^{(k+1)T_c} F_{ks}(\tau) d\tau$$

De la même manière, nous associons à la matrice de conversion $[N(t)]$ une matrice génératrice de conversion $[Ng(t)]$ telle que:

$$[Ng(t)] = \frac{1}{T_c} \int_{kT_c}^{(k+1)T_c} [N(\tau)] d\tau$$

En utilisant ces fonctions génératrices et les valeurs moyennes instantanées des grandeurs électriques sur un intervalle T_c (T_c infiniment petit), les relations de conversion (I.10) et (I.12) de l'onduleur à trois niveaux deviennent respectivement (I.14) et (I.16)

- Matrice de conversion simple.

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ id_1 \\ id_2 \\ id_0 \end{bmatrix} = [N(t)] \begin{bmatrix} U_C \\ i_1 \\ i_1 \\ i_1 \end{bmatrix} \quad (I.14)$$

Avec

$$[Ng(t)] = \begin{bmatrix} \frac{2(F^p_{1g} + F^p_{10g}) - (F^p_{21g} + F^p_{20g}) - (F^p_{31g} + F^p_{30g})}{3} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-(F^p_{1g} + F^p_{10g}) + 2(F^p_{21g} + F^p_{20g}) - (F^p_{31g} + F^p_{30g})}{3} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-(F^p_{1g} + F^p_{10g}) - (F^p_{21g} + F^p_{20g}) + 2(F^p_{31g} + F^p_{30g})}{3} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & F^p_{1g} & F^p_{2g} & F^p_{3g} \\ 0 & F^p_{10g} & F^p_{20g} & F^p_{30g} \\ 0 & -(F^p_{1g} + F^p_{10g}) & -(F^p_{21g} + F^p_{20g}) & -(F^p_{31g} + F^p_{30g}) \end{bmatrix} \quad (I.15)$$

- Matrice de conversion composée

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \\ id_1 \\ id_2 \\ id_0 \end{bmatrix} = [Mg(t)] \begin{bmatrix} U_C \\ i_1 \\ i_1 \\ i_1 \end{bmatrix} \quad (I.16)$$

$$[Mg(t)] = \begin{bmatrix} (F^b_{11g} - F^b_{10g}) - (F^b_{21g} - F^b_{20g}) & 0 & 0 & 0 \\ (F^b_{21g} - F^b_{20g}) - (F^b_{31g} - F^b_{30g}) & 0 & 0 & 0 \\ (F^b_{31g} - F^b_{30g}) - (F^b_{11g} - F^b_{10g}) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & F^b_{11g} & F^b_{21g} & F^b_{31g} \\ 0 & F^b_{10g} & F^b_{20g} & F^b_{30g} \\ 0 & -(F^b_{11g} + F^b_{10g}) & -(F^b_{21g} + F^b_{20g}) & -(F^b_{31g} + F^b_{30g}) \end{bmatrix} \quad (I.17)$$

L'utilisation de ces fonctions génératrices permet de moyenner sur une période de commutation T_e ; le bloc discontinu de la partie opérative Fig. I.9 par un bloc continu.

La figure I.10 représente le modèle de commande de l'onduleur où toutes les grandeurs sont continues.

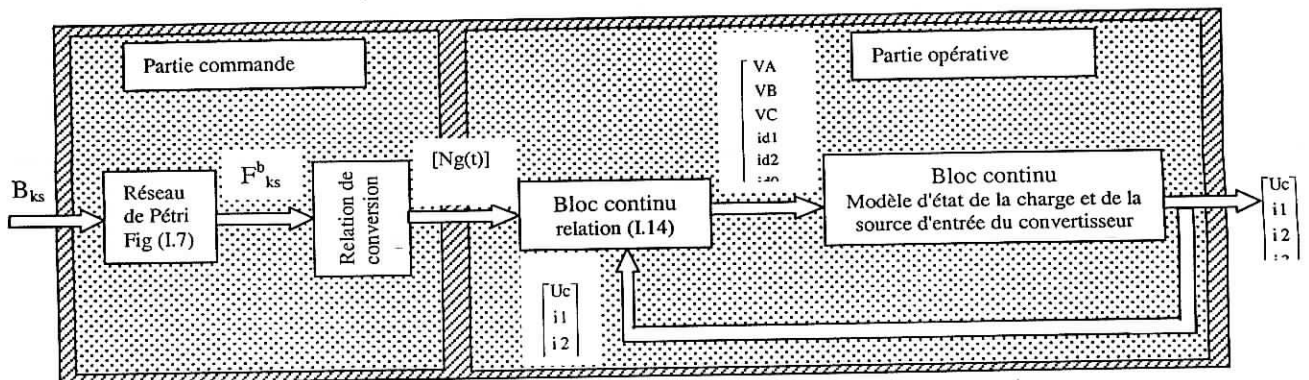


Figure I.10 : Modèle de commande de l'onduleur à trois niveaux.

Conclusion

Dans la première partie de ce chapitre, on a présenté la structure de l'onduleur à trois niveaux, puis on a étudié son fonctionnement par la détermination de réseaux de Pétri d'état en remplaçant chaque paire transistor-diode par un seul interrupteur bidirectionnel.

Dans la deuxième partie, et en vue d'obtenir une commandabilité totale de l'onduleur, nous avons défini la commande complémentaire, ce qui a simplifié notre modèle. Après on a élaboré le modèle de connaissance en calculant les fonctions des connexions et la matrice de conversion, puis on a développé ce modèle instantané en un modèle moyen de commande en utilisant la fonction génératrice.

Chapitre II

LES STRATEGIES DE COMMANDE MLI DE L'ONDULEUR TRIPHASE A TROIS NIVEAUX.

INTRODUCTION

Les stratégies de commande MLI (Modulation de largeurs d'impulsions) appliquées aux onduleurs, font parties des techniques utilisées pour obtenir une alimentation variable en tension et en fréquence à partir d'une source continue. Elle consiste à former chaque alternance de la tension de sortie d'une succession de créneaux de largeurs convenables en adoptant une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie [2].

La MLI a comme avantages :

- Variation de la fréquence de la tension de sortie.
- Elimination de certaines harmoniques en tension.
- Elle repousse les harmoniques à des fréquences élevées.

Comme cette stratégie est imparfaite, l'onde MLI contient toujours des harmoniques qui entraînent des pertes dans le réseau et de même dans la charge, d'où plusieurs techniques de commande MLI ont été développées dans le but de réduire les harmoniques générées par ces ondes [2].

Et par conséquent, elle minimise l'ondulation du courant et réduit le coût du filtre de sortie.

On présente dans ce chapitre les deux techniques de modulation de largeurs d'impulsions suivantes:

- Commande triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse triangulaire unipolaire.
- Commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses bipolaires.

II. 1. GENERALITES

II. 1. 1. Tension de référence

L'onduleur triphasé a besoin d'un système de tension triphasé équilibré direct, pour les utiliser à déterminer en temps réel les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs, en se servant des intersections des ondes de références citées ci-dessous avec une onde de modulation.

Ces tensions de référence sont données par:

$$\begin{cases} V_{\text{ref1}} = V_m \cdot \sin(\omega t - \varphi) \\ V_{\text{ref2}} = V_m \cdot \sin\left(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{\text{ref3}} = V_m \cdot \sin\left(\omega t - \varphi - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II-1})$$

II. 1. 2. Caractéristiques de la modulation:

Pour une tension de référence sinusoïdale, deux paramètres caractérisent la commande:

- L'indice de modulation m égal au rapport de la fréquence f_p de l'onde de modulation (porteuse) sur la fréquence f_r du signal de référence $m = f_p/f_r$.
- Le coefficient de réglage en tension r égal au rapport de l'amplitude V_m de la tension de référence à la valeur crête U_{p_m} de l'onde de modulation (porteuse)
 $r = V_m/U_{p_m}$.

II. 1. 3. Injection de l'harmonique trois:

L'injection des harmoniques trois en triphasé permet de réduire le déchet de tension sans diminuer la qualité des tensions de sortie car les harmoniques de rang trois sont éliminés des tensions de sortie. Cela permet d'élargir la zone linéaire de la caractéristique de réglage.

Les nouvelles tensions de référence sont alors:

$$\begin{cases} V_{\text{ref1}} = V_m \cdot (\sin(\omega t - \varphi) + a \cdot \sin(3\omega t)) \\ V_{\text{ref2}} = V_m \cdot \left(\sin\left(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}\right) + a \cdot \sin(3\omega t) \right) \\ V_{\text{ref3}} = V_m \cdot \left(\sin\left(\omega t - \varphi - \frac{4\pi}{3}\right) + a \cdot \sin(3\omega t) \right) \end{cases} \quad (\text{II-2})$$

II. 1. 4. Distorsion totale des harmoniques

On peut définir un facteur important sur lequel repose l'évaluation des performances de la MLI, qui est le facteur de Distorsion totale des harmoniques de la tension de sortie (THD) que l'on définit par:

$$\text{THD} = \frac{1}{V_1} \left(\sum_{i=2}^{\infty} V_i^2 \right)^{1/2}$$

II. 1. 5. Filtrage:

Un filtre de sortie est destiné à obtenir une tension sensiblement sinusoïdale à partir de la tension en créneaux délivrée par l'onduleur de tension et donc à réduire le taux des harmoniques de la tension de sortie. Mais le faible écart entre la fréquence du fondamental et celle de la première harmonique rend très difficile l'obtention d'un filtrage efficace avec un filtre simple, d'où la nécessité d'utiliser les techniques MLI qui nous permet de pousser les harmoniques vers des fréquences plus élevées [6].

II.2 COMMANDE TRIANGULO-SINUSOÏDALE À UNE SEULE PORTEUSE UNIPOLAIRE:

Elle repose sur un principe qui consiste à comparer une tension de référence à une porteuse triangulaire ou en dents de scie.

Pour l'onduleur à trois niveaux, c'est la porteuse triangulaire unipolaire qui permet les meilleures performances de cette stratégie [2].

Son algorithme est donné par :

$$\begin{cases} (|V_{refk}| \leq U_p) \Rightarrow B_{k1} = 1 \text{ et } B_{k2} = 0 \\ (|V_{refk}| > U_p) \text{ et } (V_{refk} > 0) \Rightarrow B_{k1} = B_{k2} = 1 \\ (|V_{refk}| > U_p) \text{ et } (V_{refk} < 0) \Rightarrow B_{k1} = B_{k2} = 0 \end{cases} \quad (II-3)$$

Pour la première phase ($\varphi=0$) et pour des tensions de référence sinusoïdales, on peut écrire:

- pour $\omega.t \in [0, \pi] \Rightarrow B_{11} = 1$ et on module la tension de sortie en jouant sur B_{12} .
- pour $\omega.t \in [\pi, 2\pi] \Rightarrow B_{12} = 0$ et on module la tension de sortie en jouant sur B_{11} .

La tension V_{km} de sortie de la phase k de l'onduleur par rapport au point milieu M est donnée :

$$\begin{cases} |V_{refk}| \geq U_p \Rightarrow V_{km} = sign(V_{refk}) U_c \\ |V_{refk}| < U_p \Rightarrow V_{km} = 0 \end{cases} \quad (II-4)$$

La figure II.1 donne l'organisation fonctionnelle de la simulation de la commande d'un bras d'onduleur à trois niveaux.

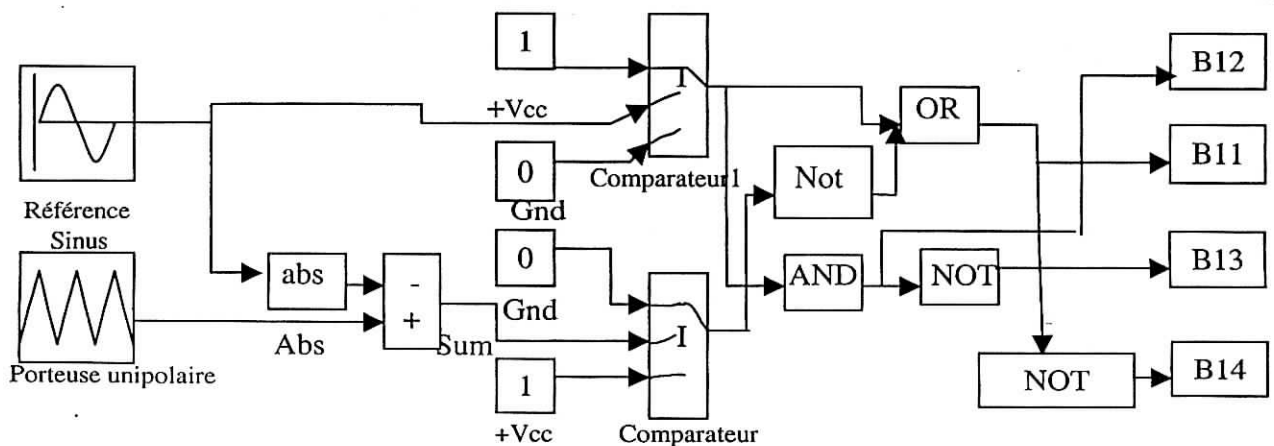


Figure II.1 : Organisation fonctionnelle de la simulation de la commande d'un bras d'onduleur a trois niveaux.

L'organisation fonctionnelle de la simulation du bras $k=1$ d'un onduleur à trois niveaux est donnée sur les figures suivantes pour $m=6, 9$ et 36 avec $r=0.8$.

V_{am} : Tension du bras de la première phase

V_a : Tension de sortie de la première phase.

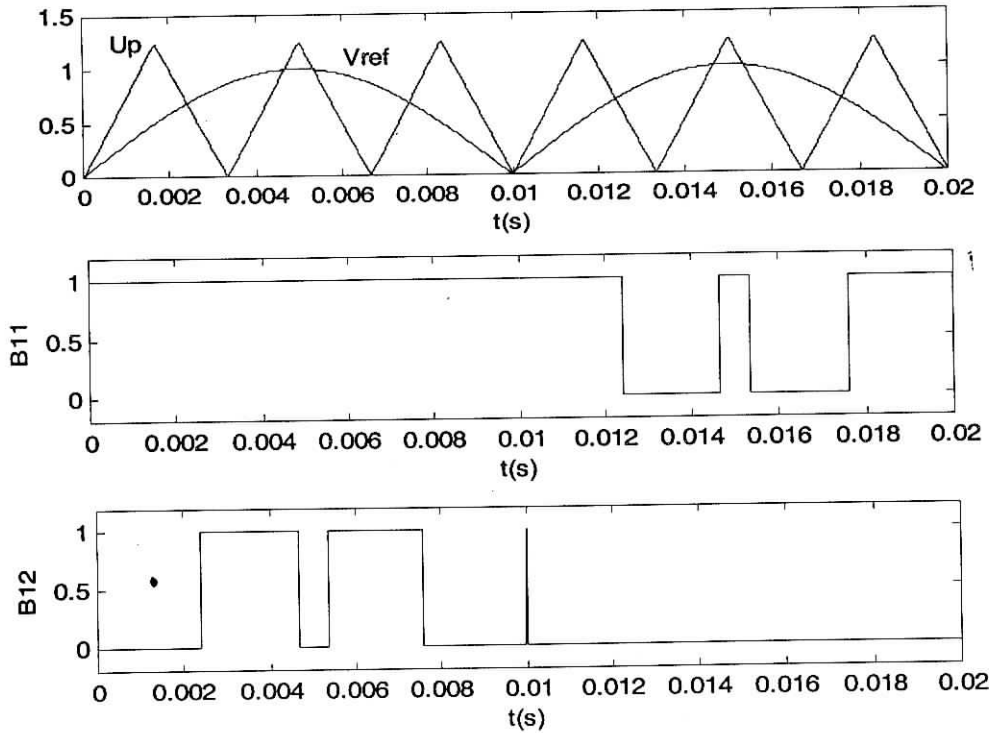


Figure II.2: Les deux signaux de commande B11 et B12 pour $m=6$ et $r=0.8$.

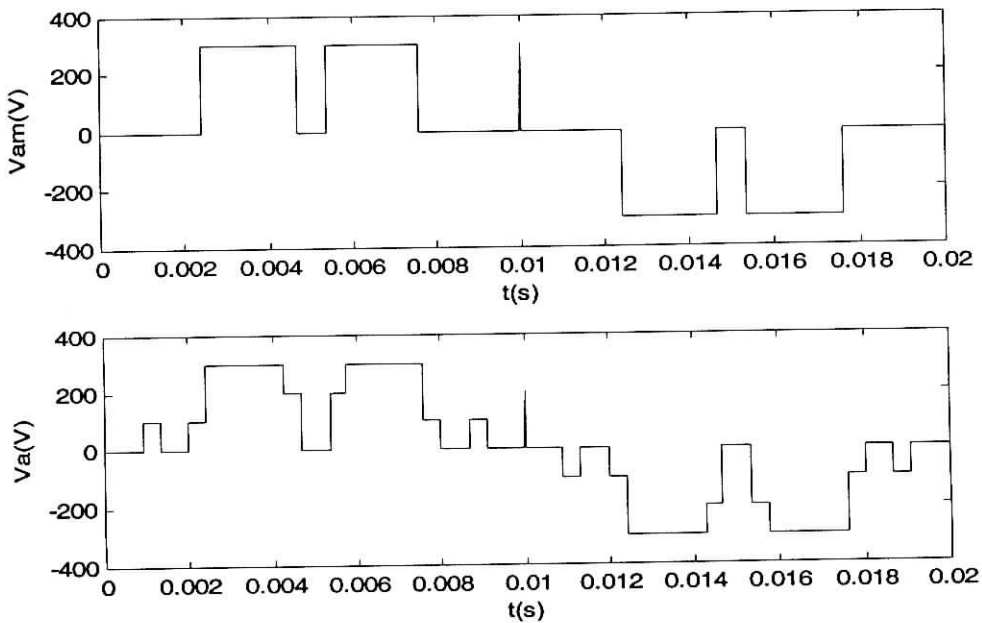


Figure II.3 : Tension V_{am} et V_a pour $m=6, r=0.8$.

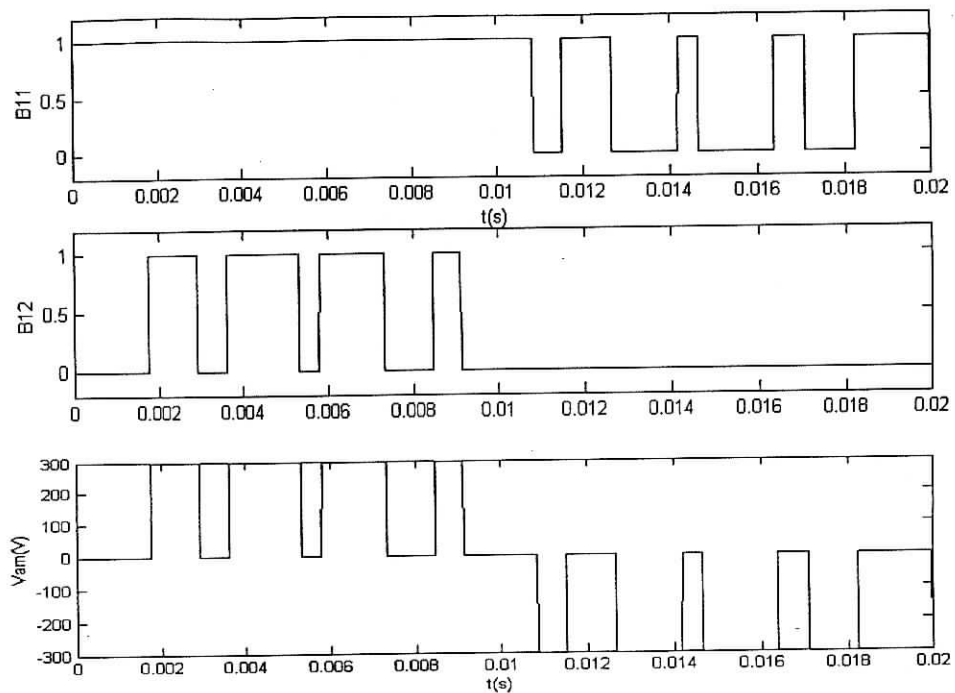


Figure II.4 : les deux signaux de commande B_{11} , B_{12} et la tension V_{am} pour $m=9$ et $r=0.8$.

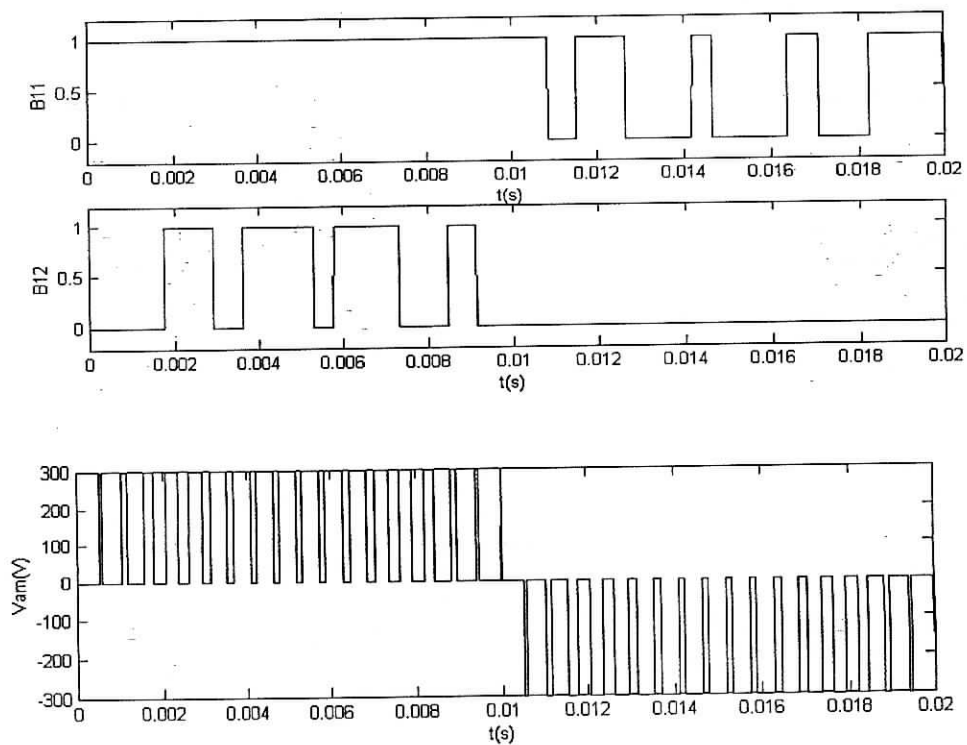


Figure II.5 : les deux signaux de commande B_{11} , B_{12} et la tension V_{am} pour $m=36$ et $r=0.8$.

On remarque que le nombre de commutations par période d'un interrupteur de l'onduleur est $2P$.

II.2.1 Résultats de simulation

Les figures II.6, II.7 et II.8 montrent la tension de sortie V_a de l'onduleur ainsi que l'analyse spectrale de cette tension pour différentes valeurs de m .

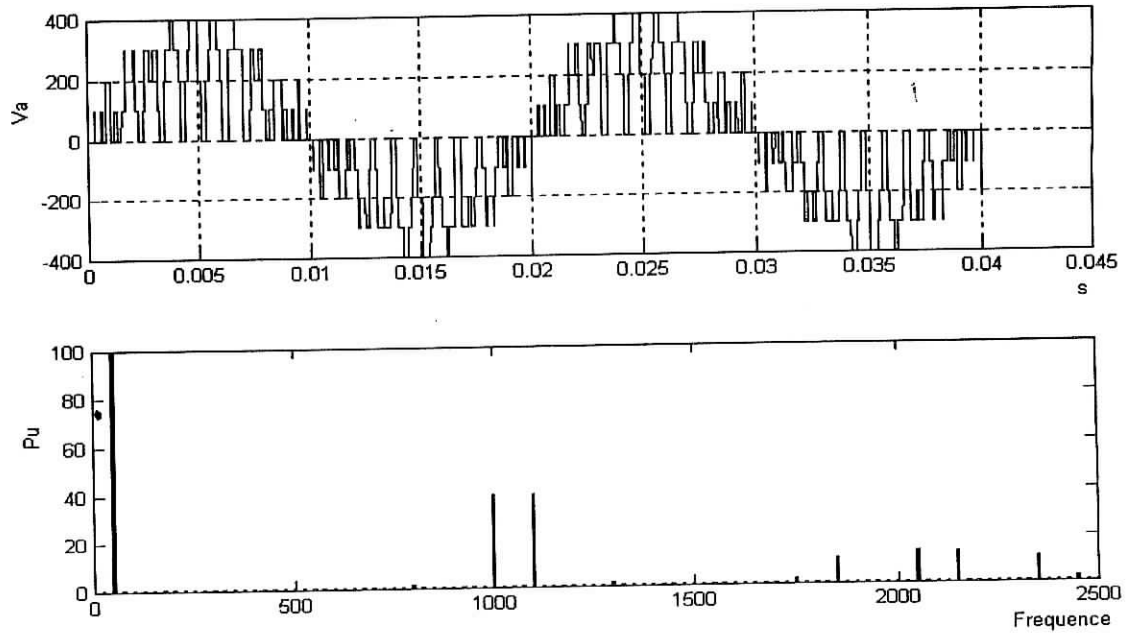


Figure II.6 : La tension V_a et son spectre pour $m=21$ et $r=0.8$.

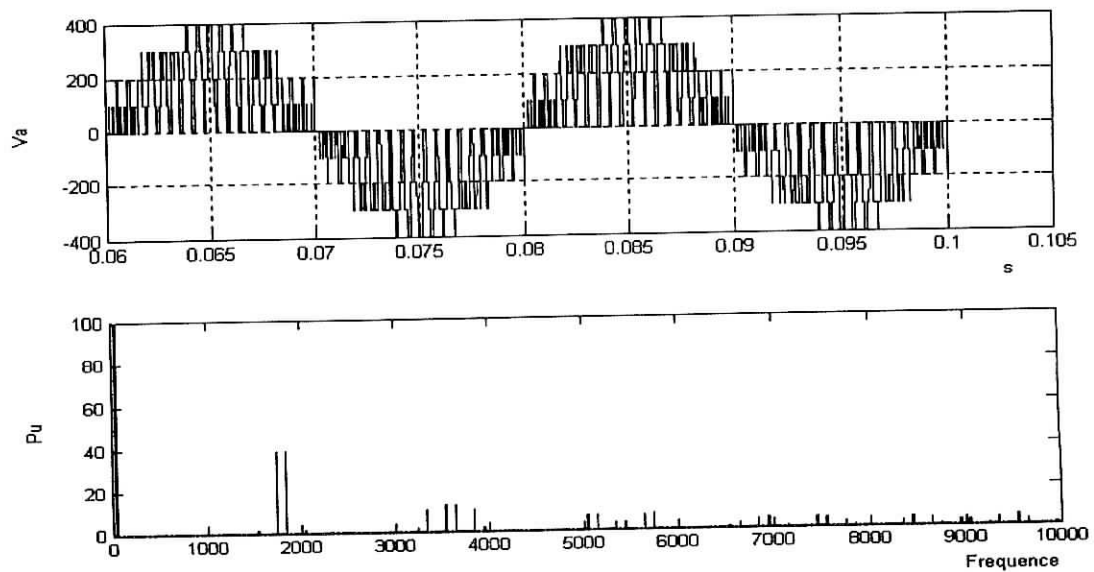


Figure II.7 : La tension V_a et son spectre pour $m=36$ et $r=0.8$.

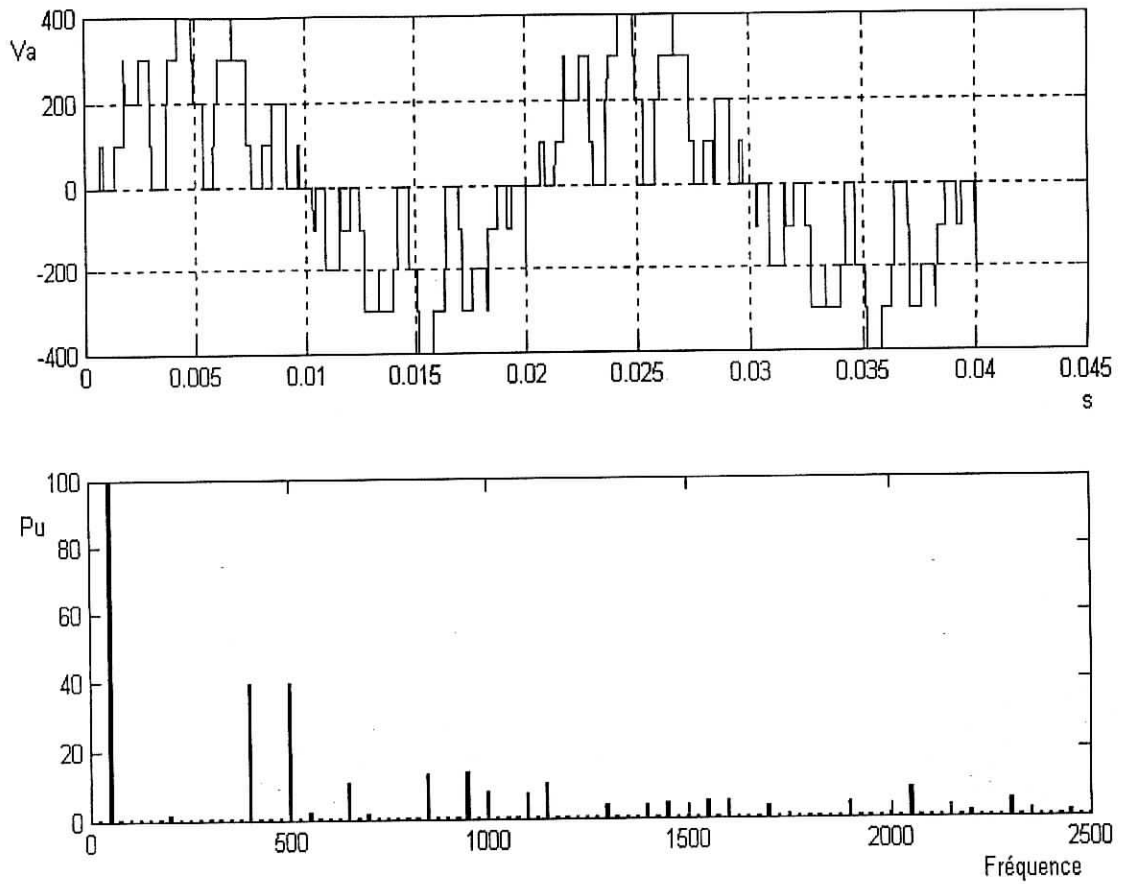


Figure (II.8) : La tension V_a et son spectre pour $m=9$ et $r=0.8$.

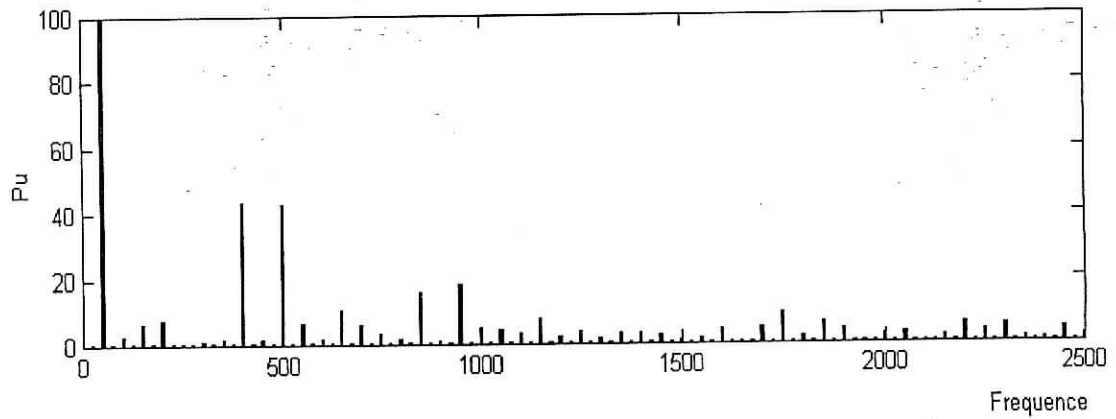


Figure II.9 : Spectre de V_a avec injection d'harmonique trois pour $m=9$ et $r=0.8$.

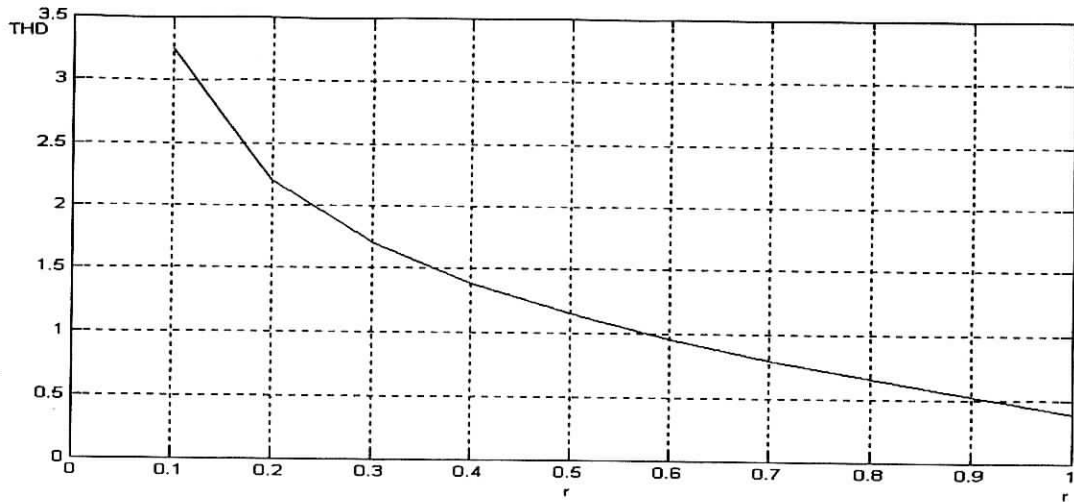


Figure II.10 : THD de la tension V_a en fonction de r pour $m=9$.

II.2.2 Interprétation des résultats

On remarque que le spectre du signal obtenu est constitué de groupe de raies centrées autour des harmoniques de la fréquence de modulation $f_p = m \cdot f_r$. Les raies sont distantes entre elles de la fréquence du fondamental f_r . On remarque aussi la présence des harmoniques pairs pour les valeurs impaires de m . pour m pair, on a une symétrie par rapport à $\pi/2$ et π , et donc seuls les harmoniques impairs existent.

Ces figures montrent que plus m est grand plus les harmoniques sont repoussées vers des rangs élevés, ce qui a pour intérêt de réduire le coût du filtre.

On remarque aussi que les harmoniques de tension de rang trois ou multiple de trois sont nuls. On peut alors injecter ces harmoniques dans la tension de référence pour augmenter la zone linéaire de réglage de l'amplitude du fondamental. La figure II.9 représente le spectre harmonique dans le cas de l'injection de l'harmonique trois.

D'une manière générale on peut bien dire que les harmoniques sont pratiquement les mêmes que pour le cas sans injection de l'harmonique trois.

La figure II.10 montre la courbe du THD en fonction du coefficient de réglage r . on remarque que le THD diminue quand r augmente.

II. 3.COMMANDE TRIANGULO-SINUSOÏDALE A DEUX PORTEUSES BIPOLAIRES

Cette technique de commande MLI exploite le fait qu'un onduleur à trois niveaux est équivalent à deux onduleurs à deux niveaux branchés en série. Donc, on peut utiliser deux porteuses bipolaires déphasées d'une demi période de hachage ($1/2f_p$) l'une de l'autre afin d'améliorer le taux d'harmoniques des tensions de sortie.

Dans notre cas, on utilise deux porteuses en dents de scie bipolaires grâce à leur faible taux d'harmoniques. Les figures II.11 et II.12 présentent le principe de cette technique pour un bras $k=1$ de l'onduleur à trois niveaux. On peut le résumer en deux étapes:

1^{ère} étape:

Détermination des signaux intermédiaires V_{k1} et V_{k0}

$$\begin{aligned} (|V_{rk}| \geq U_{p1}) &\Rightarrow V_{k1} = \frac{E}{2} & (|V_{rk}| \geq U_{p2}) &\Rightarrow V_{k0} = 0 \\ (|V_{rk}| < U_{p1}) &\Rightarrow V_{k1} = 0 & (|V_{rk}| \geq U_{p2}) &\Rightarrow V_{k0} = -\frac{E}{2} \end{aligned} \quad (\text{II-5})$$

V_{rk} : signal de référence.

2^{ème} étape:

Détermination du signal V_{k2} (tension simple du bras k de la première phase) et des ordres de commande B_{ks} des interrupteurs.

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{k2} = \frac{E}{2} \Rightarrow B_{k1} = 1 \text{ et } B_{k2} = 1 \\ V_{k2} = -\frac{E}{2} \Rightarrow B_{k1} = 0 \text{ et } B_{k2} = 0 \\ V_{k2} = 0 \Rightarrow B_{k1} = 1 \text{ et } B_{k2} = 0 \end{array} \right. \text{ avec } \left\{ \begin{array}{l} V_{k2} = V_{k1} + V_{k0} \\ B_{k3} = \overline{B_{k2}} \\ B_{k4} = \overline{B_{k1}} \end{array} \right. \quad k = 1,2,3. \quad (\text{II-6})$$

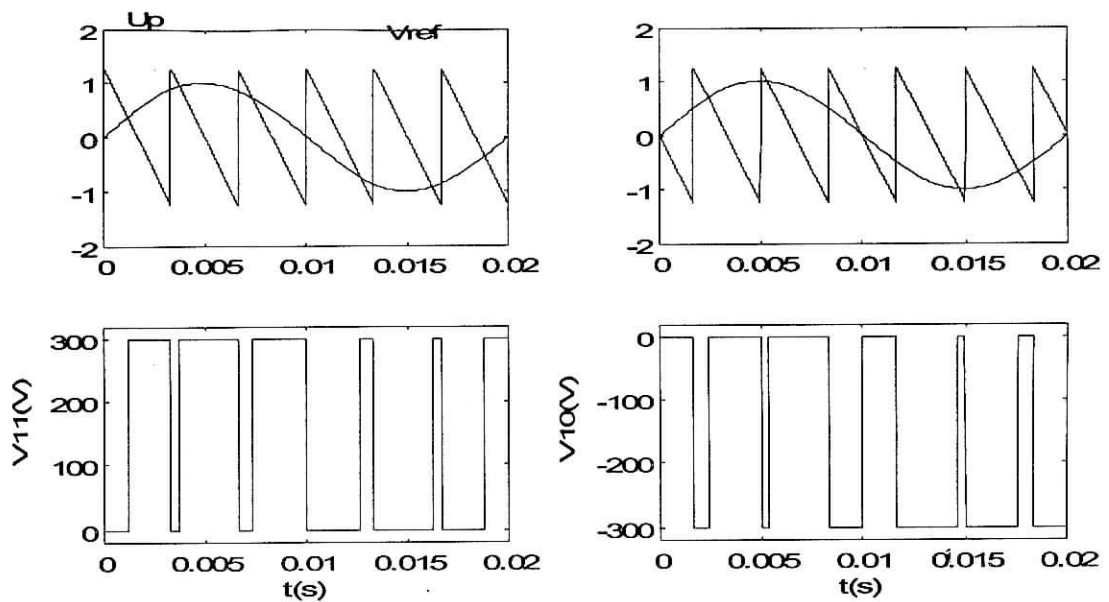


Figure II.11: principe de la technique triangulo-sinusoïdale à deux porteuses bipolaires pour $m=6$ et $r=0.8$.

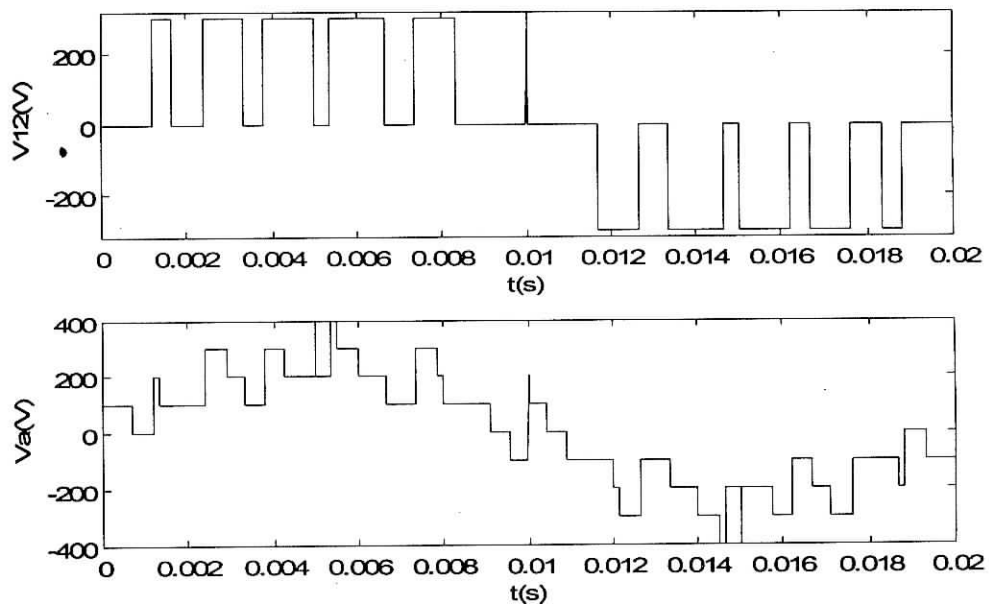


Figure II.12: signal V_{12} et la tension V_a pour $m=6, r=0.8$.

Les figures II.12 montre le signal V_{k2} et la tension de sortie de la première phase de l'onduleur pour $m=6$ et $r=0.8$. Le nombre de commutations par période d'un interrupteur de l'onduleur est $2P$.

On constate aussi que pour ce cas, qu'on a aucune symétrie et donc en plus des harmoniques impairs, des harmoniques pairs existent (figures II.13, II.14 et II.15).

II.3.1 Résultats de simulation

Les figures II.13, II.14 et II.15 montrent l'analyse spectrale des tensions de sortie de l'onduleur pour différentes valeurs de m .

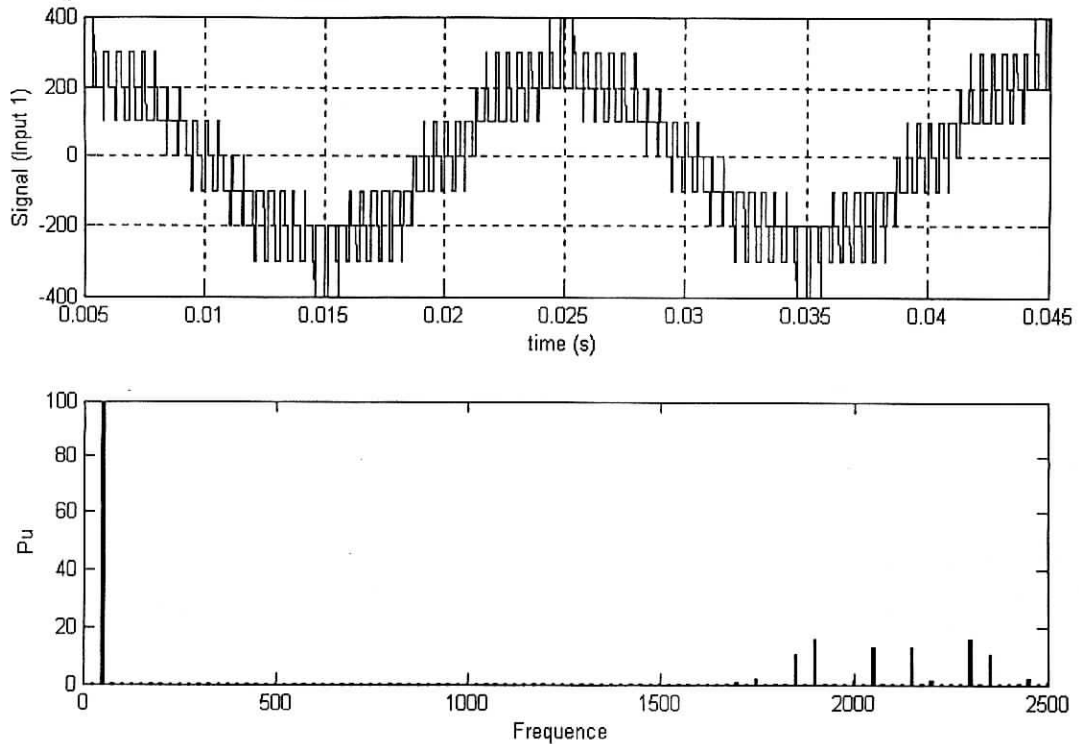


Figure II.13 : La tension V_a et son spectre pour $m=21$ et $r=0.8$.

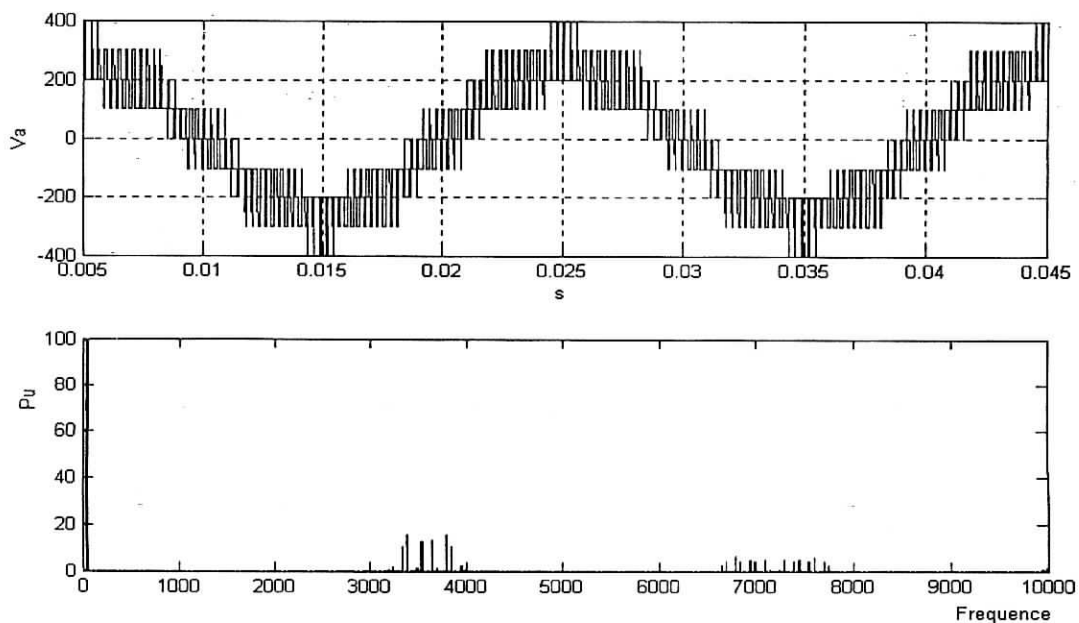


Figure II.14 : La tension V_a et son spectre pour $m=36$ et $r=0.8$.

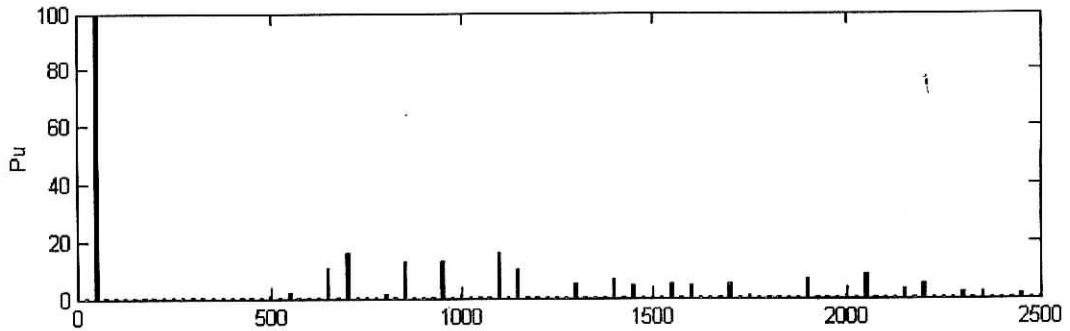
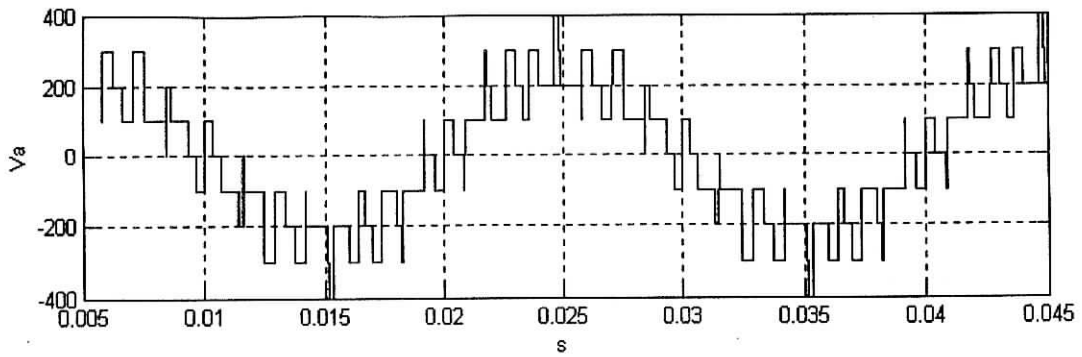


Figure II.15 : La tension V_a et son spectre pour $m=9$ et $r=0.8$.

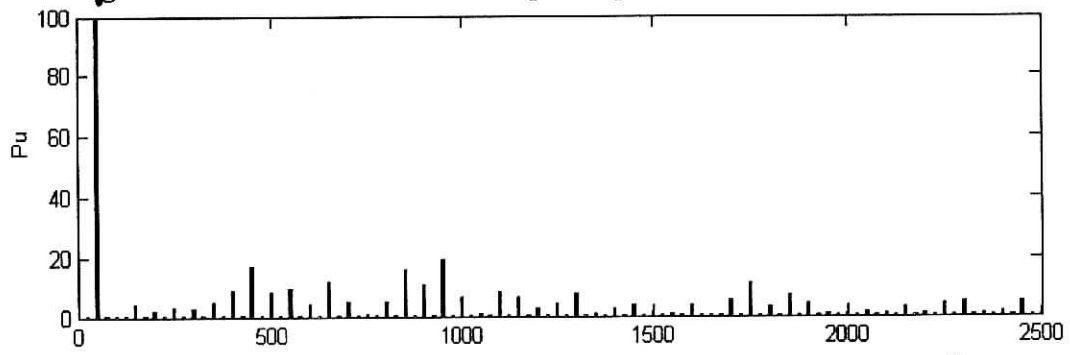


Figure II.16 : Spectre de V_a pour $m=9$ et $r=0.8$ avec injection d'harmonique ^{Fréquence}trois.

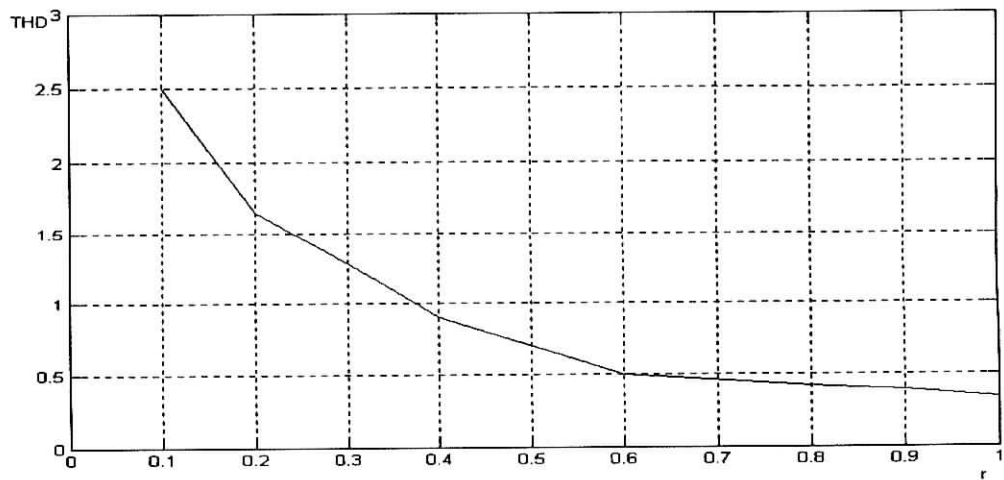


Figure II.17 : THD de la tension V_a en fonction de r pour $m=9$.

II.3.2 Interprétation des résultats

Les figures II.13, II.14 et II.15 montrent l'analyse spectrale des tensions de sortie de l'onduleur pour différentes valeurs de m . On note, comme pour la stratégie triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse, que les harmoniques de tensions se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de la fréquence $2.f_p$, ou f_p est la fréquence des porteuses. On constate aussi pour ce cas, la présence des harmoniques pairs, en plus des harmoniques impairs.

La première famille centrée autour de la fréquence $2.m.f_r$ est la plus importante du point de vue amplitude. L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques vers les fréquences élevées, ce qui facilite le filtrage.

On peut alors considérer la stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses de fréquence f_p équivalente à la stratégie triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse mais de fréquence $f_p'=2.f_p$.

La figure II.17 montre les variations du THD en fonction du coefficient de réglage r . On note ainsi que le THD diminue quand r augmente. Il est légèrement meilleur qu'avec la stratégie triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse.

Conclusion

Dans ce chapitre on s'est intéressé aux deux stratégies de commande MLI de l'onduleur à trois niveaux.

Les deux figures II.2.7 et II.3.6 permettent de tirer une comparaison entre les deux stratégies en ce qui concerne la variation du THD en fonction du coefficient de réglage r . Pour cela on constate que les mêmes valeurs de r , le THD de la stratégie triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse est supérieur à celui de la stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses, donc le THD_{\max} de la première stratégie est supérieur à celui de la deuxième stratégie.

L'augmentation de m rejette les premiers harmoniques non nuls vers les fréquences élevées et facilite donc le filtrage. Cependant, m est limité par les temps de commutations des interrupteurs du convertisseur et donc par la largeur minimale des impulsions.

En régime triphasé, les raies d'un rang multiple d'un rang trois sont naturellement éliminées. L'injection de l'harmonique trois dans la référence permet d'augmenter la zone de linéarité du fondamental.

Les stratégies utilisées sont adaptées à une utilisation dans des asservissements et peuvent être réalisées soit en analogique soit en numérique. Cette stratégie MLI est particulièrement bien adaptée à l'électronique analogique, ce qui facilite d'avantage sa réalisation en analogie.

Nous avons choisi dans notre cas de réaliser la commande triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse triangulaire unipolaire. Cela fera l'objet du chapitre III.

Chapitre III

REALISATION PRATIQUE

Introduction:

Après les étapes de modélisation et de simulation de quelques stratégies de commande MLI, il est temps de passer à la réalisation pratique.

On se limite dans ce chapitre à la réalisation de la commande rapprochée associée à la stratégie triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse unipolaire, ainsi que la carte d'alimentation stabilisée. Les différents étages des cartes électroniques associés à cette stratégie sont représentés à La figure III.1.

La réalisation d'une carte de commande repose sur plusieurs facteurs, comme la fiabilité, la robustesse du montage, la surface de la carte, la qualité des signaux qu'elle délivre et le coût de la réalisation.

Pour satisfaire ces exigences, il faut avoir une bonne connaissance sur les composants électroniques existant sur le marché, leurs fonctions, leurs caractéristiques et leurs prix. Il est aussi très important de maîtriser un des logiciels de simulation électronique et de création des circuits imprimés car ceci facilite la réalisation.

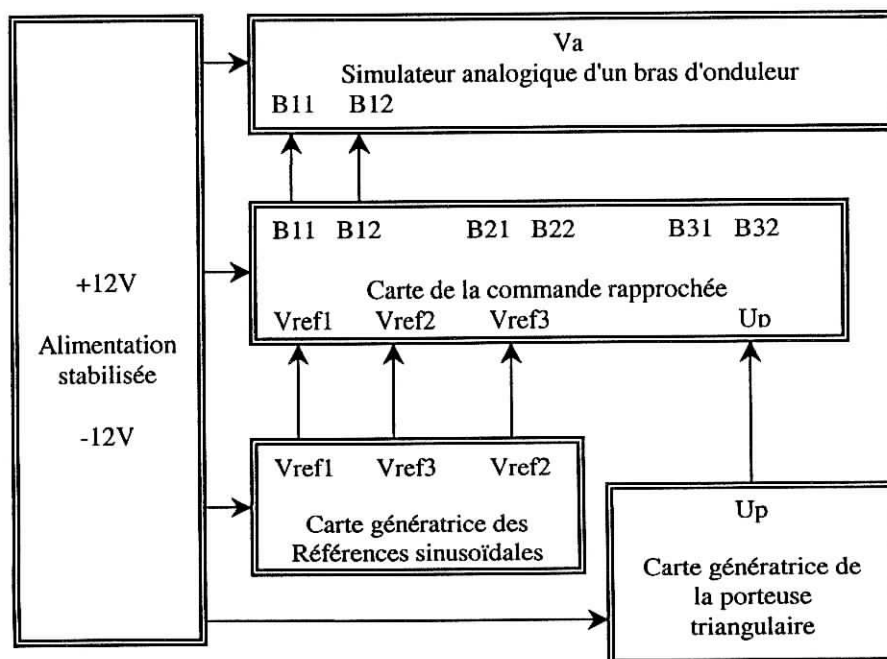


Figure III.1 : les différents étages des cartes électroniques associés à la stratégie triangulo-sinusoïdale à une Porteuse triangulaire unipolaire.

III.1 Carte d'alimentation stabilisée

Les caractéristiques et les performances d'un circuit électronique dépendent essentiellement des éléments dont il est constitué et de son alimentation qui doit être aussi stable que possible. Une alimentation stabilisée est généralement constituée des éléments représentés par la figure III.2.

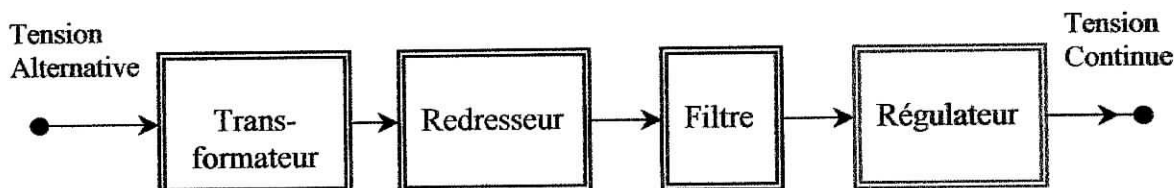


Figure III.2 : principe d'une alimentation stabilisée

Le transformateur permet à la fois de réaliser l'isolement et d'abaisser la tension du secteur pour la rendre compatible avec les niveaux habituellement exigés par les circuits électroniques.

Le redresseur avec le filtre permet de passer d'une tension alternative à une tension continue. Cette fonction est remplie par des circuits à diodes et condensateur [7].

Un régulateur pour éliminer l'ondulation résiduelle et maintenir constante la tension de sortie aux bornes de la charge [8].

Choix des composants de l'alimentation stabilisée

Dans notre cas, les différentes cartes réalisées nécessite une alimentation symétrique ($0V, \pm 12V$).

Le schéma de principe d'une alimentation symétrique stabilisée est donné par la figure III.3.

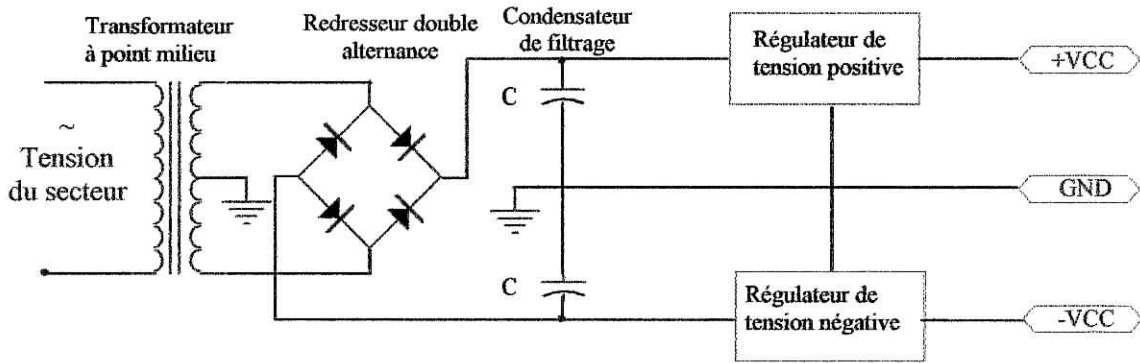


Figure III.3: schéma de principe d'une alimentation stabilisée symétrique

a) Le transformateur

Les transformateurs usuels en électronique sont généralement prévus pour le secteur 220V et sont caractérisés par des tensions et des courants secondaires ; les tensions peuvent aller de 10V à 50V en valeur efficace et les courants de 0.1A à 5A[8].

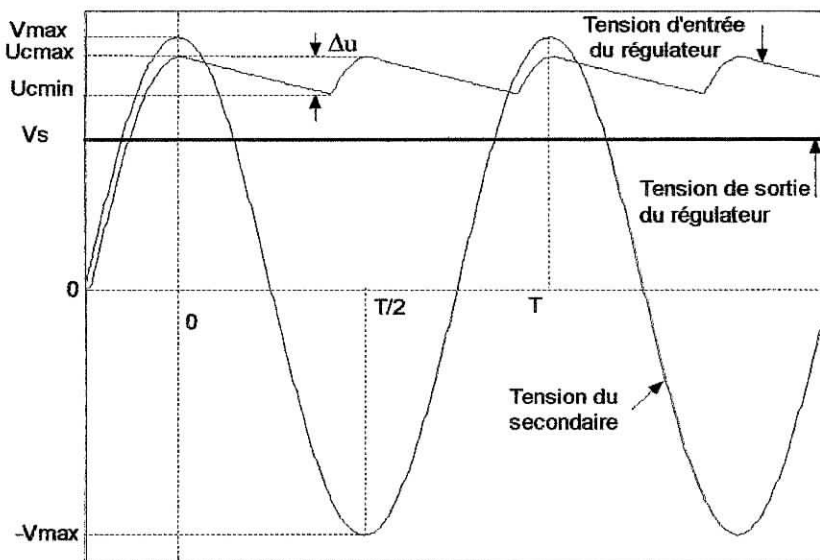


Figure III.4: les tensions existant dans les différents étages de la carte d'alimentation

V_{max} : amplitude de la tension du secondaire du transformateur

V_s : tension de sortie du régulateur

U_{cmax} : tension d'entrée du régulateur en haut d'ondulation.

U_{cmin} : tension d'entrée du régulateur en bas d'ondulation.

Δu : tension d'ondulation de crete à crete.

On commence par calculer la tension du secondaire qui est donnée en valeur maximal par:

$$V_{max} = U_{cmax} + \text{chute de tension aux bornes de la diode}$$

Les régulateurs intégrés ordinaires exigent une différence minimale entre les tensions d'entrées et de sorties de l'ordre de 2 à 3V [7].

$$U_{cmin} = V_s + \text{chute de tension aux bornes du régulateur}$$

$$U_{cmin} = 12 + 3 = 15V.$$

On estime initialement une tension d'ondulation a 2V.

$$U_{cmax} = U_{cmin} + \Delta u = 15 + 2 = 17V$$

On doit être absolument certain que La tension d'entrée du régulateur ne tombera pas en dessous de 15V ; sinon on risque de trouver des trous à 100Hz.

Donc il faut prendre soin de faire les calculs dans les conditions les plus défavorables (pleine charge et tension de secteur faible 200V) [8].

On estime la chute de tension aux bornes de la diode à 1V (seuil + chute de tension due à la résistance interne de la diode à pleine charge.)

On obtient:

$$V_{\max} = 17+1=18V$$

Donc la tension du secondaire en valeur efficace est :

$V_{\text{eff}} = V_{\max} / \sqrt{2} = 18 / \sqrt{2} = 12.72V$ cette tension doit apparaître dans le cas d'une tension de secteur faible 200V.

Pour une tension du secteur de 220V on aura:

$$V_{\text{eff}} = 12.71 \times 220/200 = 14V$$

Avec une marge de sécurité suffisante on peut choisir une valeur normalisée de 18V.

La valeur 1A du courant maximale de sortie est largement suffisant pour alimenter les différentes cartes électroniques.

Prenons donc un transformateur :

220 / 2x18V - 1A

b) Redresseur et Condensateur de filtrage

Le redresseur double alternance avec filtre permet de passer d'une tension alternative à une tension unidirectionnelle peu ondulée représentée dans la figure (III.4).

Calcul du condensateur du filtrage

Le condensateur de filtrage est choisi assez grand pour donner une tension d'ondulation assez faible, avec une tension d'isolement capable de supporter les conditions les plus défavorables (charge nulle et tension du secteur élevée).

Considérant que la décharge du condensateur se fait à courant constant [8].

On obtient la relation:
$$C = \frac{\Delta T}{\Delta u} \cdot I_{MAX}$$

Le temps ΔT choisi va être approximé à la demi période de secteur. En pratique le condensateur va se décharger moins longtemps (voir figure III.4). On va donc le surdimensionner légèrement.

I_{max} : courant maximale d'entrée du régulateur, ($I_{max} = 1A$).

Δu : tension d'ondulation de crête à crête à l'entrée du régulateur.

On a vu dans le calcul des paramètres de transformateur que la tension d'entrée de régulateur ne doit pas tomber au dessous de 15V.

La tension l'entrée de régulateur en haut d'ondulation est calculée dans les conditions les plus défavorables (pleine charge et tension du secteur faible 200V)

$U_{cmax} = V_{max}$ du secondaire à une tension du secteur 200V – chute de tension maximale dans la diode (estimé à 1V).

$$U_{cmax} = \frac{200}{220} \cdot 18 \cdot \sqrt{2} - 1 = 22.14V$$

La tension d'ondulation sera la différence: $\Delta u = 22.14 - 15 = 7.14V$

Ce qui donne:
$$C = \frac{0.01}{7.14} \cdot 1 = 1400 \mu F$$

Un condensateur chimique de $2200\mu F$ serait le minimum avec une tolérance de 20% sur la capacité.

La tension d'isolement du condensateur est calculé à vide (charge nulle) et pour une tension de secteur élevé 240V.

La tension en charge en valeur maximale apparaît au secondaire pour une tension du secteur 240V est donné:

$$V_{\max \text{ encharge}} = \frac{240}{220} \cdot 18 \cdot \sqrt{2} = 27.77V$$

Sur le plan pratique la valeur de la tension à vide qui peut apparaître en absence de consommation est supérieure de quelques 15% à la tension en charge que l'alimentation peut délivrer. Une bonne précaution consiste à prendre une valeur de la tension d'isolement supérieure de 25% à la tension en charge, ce qui laisse une marge de sécurité d'ordre de 10% suffisante pour éviter l'éclatement [9].

$$V_{\text{isolement}} = 1.25 V_{\max \text{ encharge}} = 1.25 \times 27.77 = 34.7 V$$

Le condensateur de filtrage choisi est donc:

2200 μ F /35V

Le courant de pic qui traverse les diodes du redresseur est donné par la relation

$$I_p \approx I_{\text{moy}} \pi \sqrt{\frac{V_{\max}}{2 \cdot \Delta u}} \quad [11]$$

I_{moy} : courant maximale de la charge

V_{\max} : tension maximale du secondaire pour une tension du secteur 240V
($V_{\max} = 27.77V$)

Δu : tension d'ondulation crête à crête.

Ce qui donne :

$$I_p \approx 1 \pi \sqrt{\frac{27.77}{2 \times 7.14}} = 4.37A$$

Chaque diode doit supporter une tension inverse égale à $V_{\max}=27.77V$

Un pont redresseur 4 x 1N4004 (ou 4 x 1N4007) convient pour ces exigences.

c) Régulateur:

Nous avons besoins de deux régulateurs de tension de sortie fixe, un pour la tension positive +12V et l'autre pour la tension négative -12V.

Le meilleur choix dans ce cas est la série 78xx (pour les tensions positives) et 79xx (pour les tensions négatives). Elle se présente en boîtier plat comporte trois bornes (entrée, sortie, masse) et offre une tension de sortie fixe désignés par les deux dernier chiffres xx.

La série 78xx (ou 79xx) peut débiter un courant de 1A dans la charge, elle comporte un dispositif de protection contre les surintensités et l'échauffement excessif ; la tension de sortie s'effondre, le circuit intégré n'est pas détruit [8].

La figure III.5 représente le montage de la partie régulation d'une alimentation symétrique.

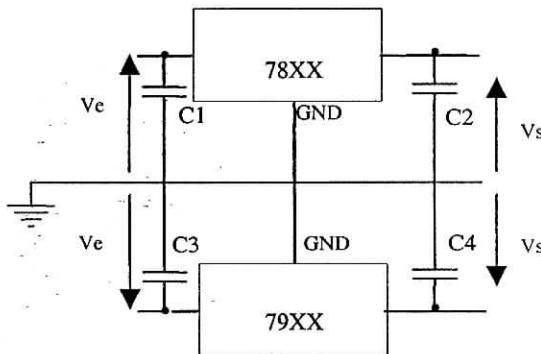


Figure III.5: Montage de la partie régulation d'une alimentation symétrique.

Les condensateur C1 et C3 sont nécessaires si les régulateurs sont éloignés des filtres capacitifs.

Les condensateurs C2 et C4 améliorent la réponse transitoire.

Les constructeurs indiquent l'ordre de grandeur recommandé pour chaque capacité $C1=0.33\mu\text{F}$, $C2=0.1\mu\text{F}$, $C3=2.2\mu\text{F}$, $C4=1\mu\text{F}$ [14].

La figure (III.6) représente le circuit complet de l'alimentation stabilisée.

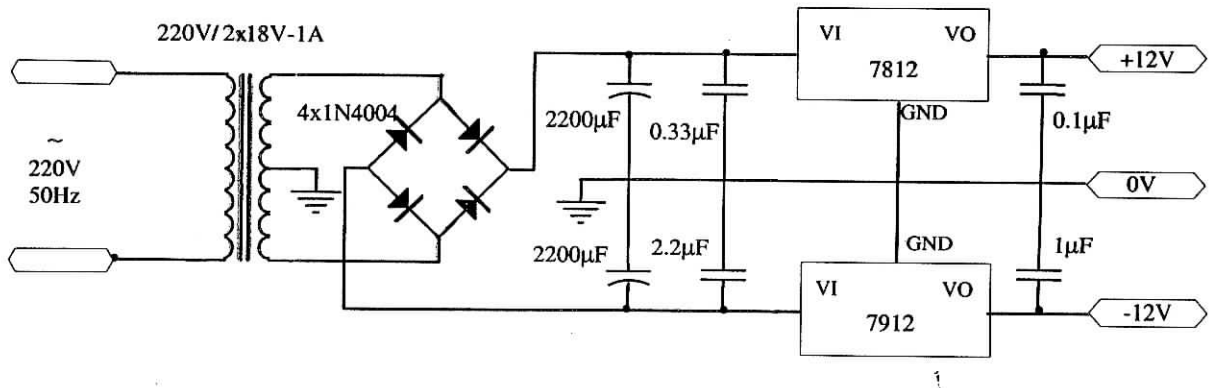


Figure III.6: Schéma du circuit de l'alimentation stabilisée.

III.2 Carte de génération des références sinusoïdales et de la porteuse triangulaire unipolaire

Cette carte comporte un circuit générateur de fonction donnant trois signaux de références sinusoïdales et un circuit générateur de fonction donnant la porteuse triangulaire unipolaire.

Nous utilisons le générateur de fonction ICL8038 (figure III.7), qui peut délivrer des signaux carrés, sinusoïdales, triangulaires en dents de scies et impulsionnels avec une grande précision et un nombre minimum de composants. La fréquence est ajustable au moyen d'un potentiomètre (fréquence), elle peut aller de 0.001Hz à plus de 300 kHz [12].

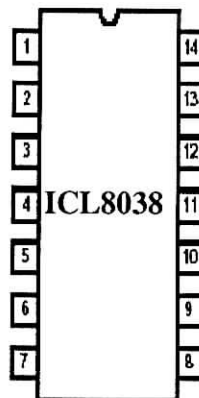


Figure III.7 : le générateur de fonction ICL 8038

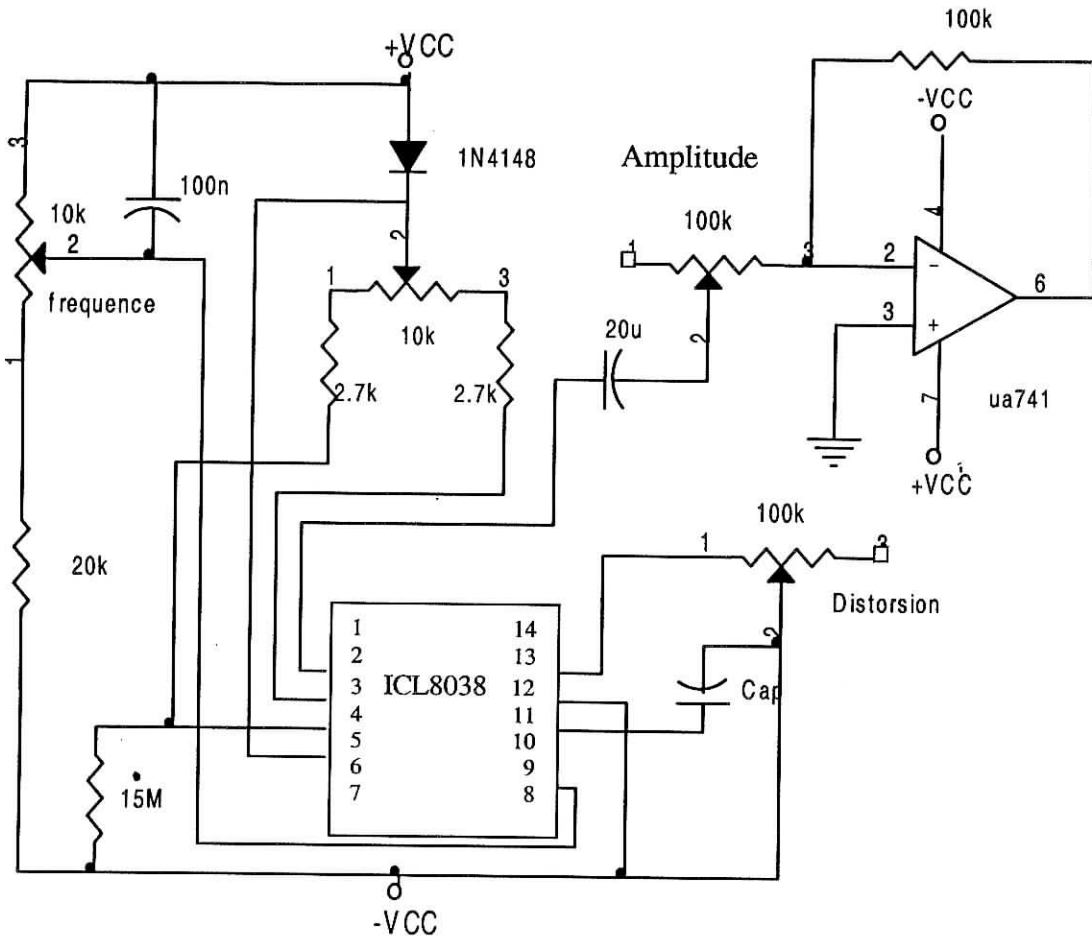


Figure III.11: Circuit générateur de fonction triangulaire.

Nous voulons à présent générer une porteuse triangulaire unipolaire, pour cela nous utilisons un circuit de la valeur absolue (figure III.11), qui permet d'avoir le signal désiré à partir du signal triangulaire bipolaire. (Figure III.12).

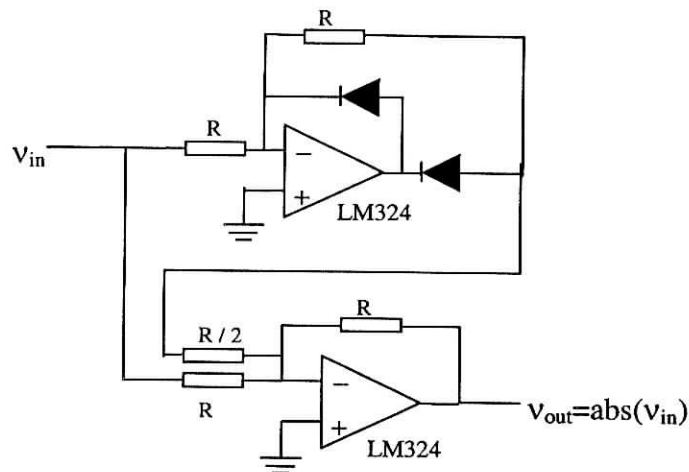


Figure III.11 : circuit de la valeur absolue.

III.2.1 Génération des références sinusoïdales

On veut générer trois sinusoïdes où le déphasage entre le premier signal de référence et les deux autres signaux est respectivement de $2\pi/3$ et $4\pi/3$.

a) Génération de la sinusoïde

Pour générer le signal sinusoïdal, on utilise la patte 2 du circuit intégré ICL8038 [12]. La figure III.8 donne le circuit de génération de la sinusoïde.

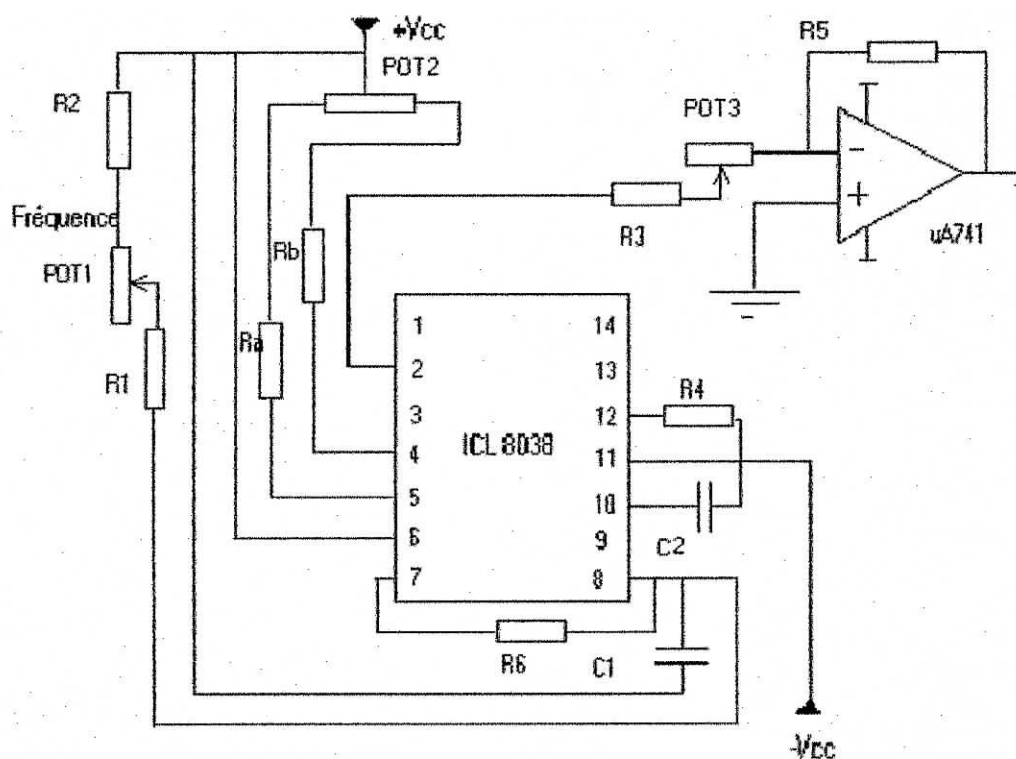


Figure III.8: Circuit générateur de fonction sinusoïdale.

Avec : POT1 = POT2 = 10k Ω , POT3=100 k Ω , Ra =Rb =47k Ω , R1= 20k Ω , R2= 22k Ω , R3=3.3k Ω , R4=100k Ω , R5=10k Ω , R6= 22k Ω , C1=100nF et C2=10nF.

b) Déphaseurs de tensions

Les circuits utilisés pour l'obtention des déphaseurs de tension sont donnés par la figure III.9. La valeur de la résistance R qu'il faut mettre est donnée par la formule suivante: $R = \frac{\text{tg} \varphi}{C_0 \omega}$ [11]. Pour obtenir un déphasage de $2\pi/3$ à la sortie du premier déphaseur et un déphasage de $4\pi/3$ à la sortie du deuxième déphaseur, on prend $\varphi = \pi/6$ et on agit sur le potentiomètre de 47k.

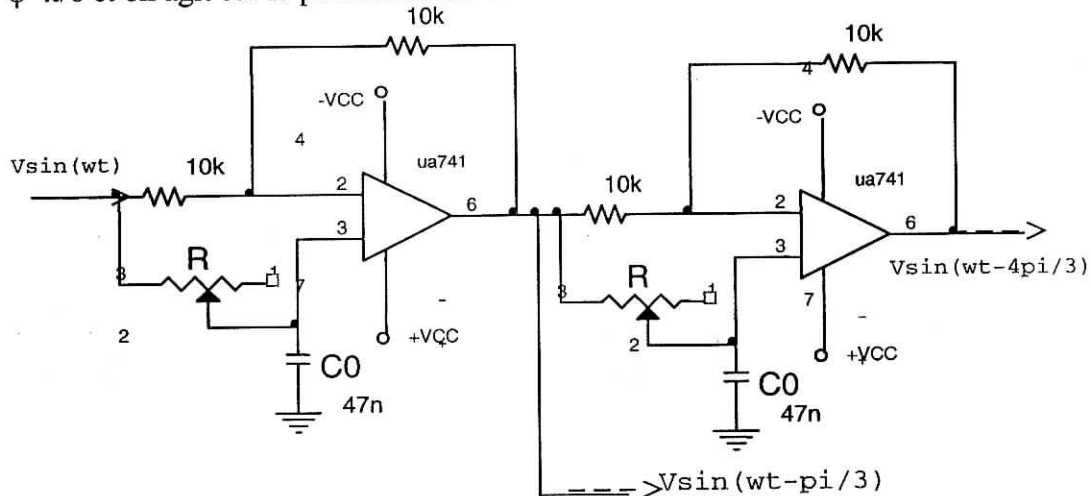


Figure (III.9): Circuit déphaseur de tension de $2\pi/3$ et $4\pi/3$

III.2.2 circuit générateur de la porteuse triangulaire unipolaire:

Pour notre cas, on veut générer une porteuse triangulaire unipolaire. Pour cela nous utilisons la patte 3 du ICL8038. On obtient alors un signal triangulaire bipolaire réglable en fréquence et en amplitude. La fréquence est ajustable au moyen d'un potentiomètre (fréquence), alors que le potentiomètre (amplitude) permet de varier l'amplitude du signal de sortie [12][11]. Le signal est amplifié par le CI UA741 afin de permettre un bon réglage du coefficient r . Une capacité de $20\mu\text{F}$ est mise en série à la sortie pour éliminer la composante continue (figure III.10). Le potentiomètre DISTORSION permet de régler la distorsion des signaux de sortie, alors que le potentiomètre de 10k permet de régler la forme du signal.

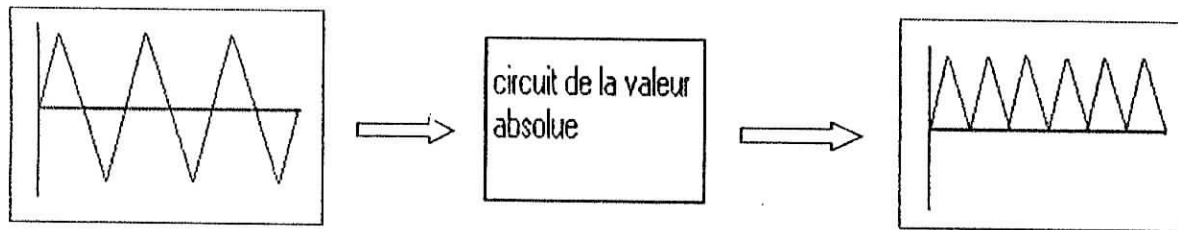


Figure III.12 : obtention de la porteuse triangulaire unipolaire à partir de la porteuse triangulaire bipolaire

III. 2.3 Synoptique de la carte générant les références et la porteuse.

Le synoptique de la carte des références et de la porteuse est donné par la figure III.13.

La carte est alimentée par une tension (0, $\pm 12V$).

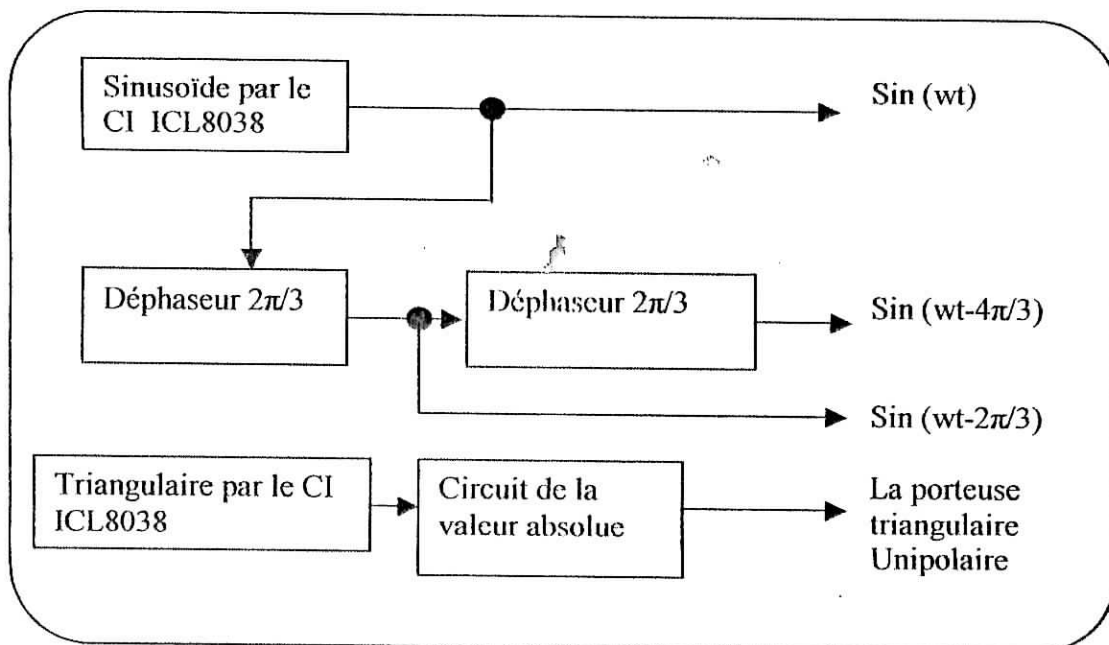


Figure III.13: synoptique de la carte des signaux de référence et de la porteuse.

III.3 Carte de la commande rapprochée

Dans cette partie, il s'agit de réaliser pratiquement les différentes fonctions de l'algorithme de la commande triangulo-sinusoidale à une porteuse unipolaire.

La table de vérité de l'algorithme de cette commande pour un seul bras de l'onduleur ($K=1$) est donnée par le tableau suivant:

A	B	B11	B12
0	0	1	0
0	1	0	0
1	0	1	0
1	1	1	1

Avec:

$$A=1 \text{ pour } V_{ref} > 0 \text{ et } A=0 \text{ pour } V_{ref} \leq 0$$

$$B=1 \text{ pour } |V_{ref}| > U_p \text{ et } B=0 \text{ pour } |V_{ref}| < U_p$$

Les équations logiques des deux variables de sortie sont:

$$B11 = \overline{B14} = \overline{B} + A$$

$$B12 = \overline{B13} = A.B$$

Donc la réalisation de cette carte nécessite:

- Circuits de comparaison
- Circuits de la valeur absolue
- Circuit comprenant des portes logiques AND et OR et des inverseurs NOT.

III.3.1 Circuit de la valeur absolue

Le circuit montré dans la figure III.14 est un circuit de la valeur absolue, souvent appelé redresseur double alternance sans seuil.

Le circuit fonctionne comme un pont redresseur réalisé avec des diodes idéales. Ce résultat est obtenu grâce à l'utilisation des caractéristiques de l'amplificateur opérationnel [14].

Dans le cas de notre algorithme nous avons besoins de quatre circuits de la valeur absolue, trois pour les signaux de référence et un pour la porteuse. Le nombre d'amplificateurs opérationnel est de huit. Nous avons choisi d'utiliser deux boîtiers LM324, chaque boîtier contient quatre amplificateurs opérationnels. Ces boîtiers sont simples à utiliser et leurs prix sont bon marché ; de plus l'utilisation d'un boîtier LM324 au lieu de quatre amplificateurs séparés, permet de diminuer l'encombrement des composants sur la carte électronique.

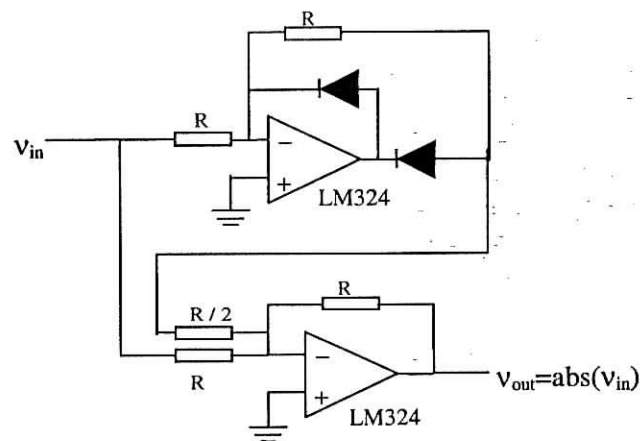


Figure III.14: Circuit de la valeur absolue

III.3.2 Circuit comparateur:

Un comparateur est un dispositif à deux tensions d'entrée (inverseuse et non inverseuse) et une tension de sortie. Si la tension non inverseuse est plus grande que la tension inverseuse le comparateur produit une tension de sortie de niveau haut. Si l'entrés non inverseuse est inférieur à l'entrée inverseuse, la sortie est de niveau bas [10].

La forme la plus simple pour un comparateur est l'amplificateur différentiel à gain élevé, réalisé soit avec les transistors, soit avec un amplificateur opérationnel. Bien que l'amplificateur opérationnel ordinaire puisse être utilisé comme comparateur (et il est fréquent), il existe des circuits intégrés spéciaux destinés à être utilisés comme comparateurs. LE LM306, le LM311, le LM319, le LM339, le NE527, le TLC372, le AD790 en sont des exemples. Ces puces sont conçues pour une réponse très rapide. [11]

Dans le cas de notre algorithme nous avons besoin de deux comparateurs pour chaque phase, (six comparateurs pour les trois phases) l'un pour le signe de la référence sinusoïdale, et l'autre pour la comparaison de la référence sinusoïdale avec la porteuse. Nous avons choisi le LM319 car il contient deux comparateurs dans un seul boîtier avec un prix modique et une utilisation facile.

La figure III.15 représente le circuit comparateur utilisé:

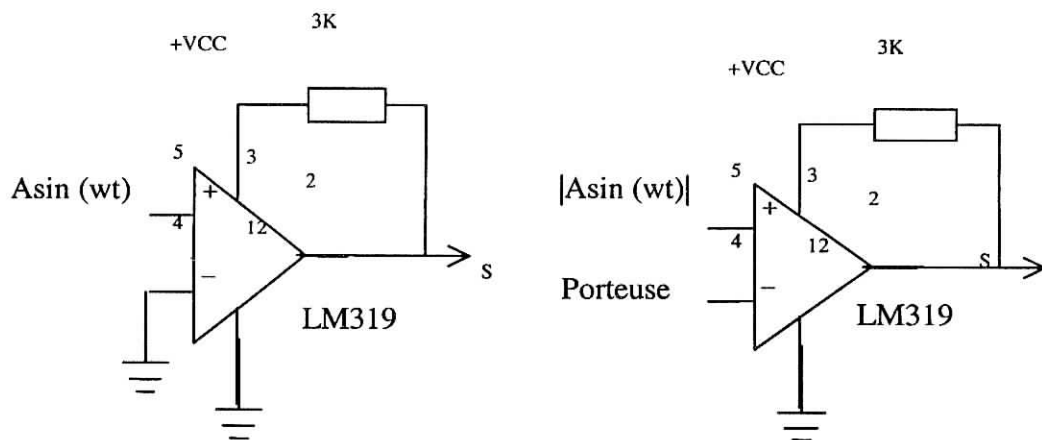


Figure III.15 : Circuit comparateur de type LM311.

III .3.3 Carte de la commande rapprochée d'un bras d'onduleur:

Le circuit analogique de la commande d'un bras d'onduleur est représenté par la figure III.16.

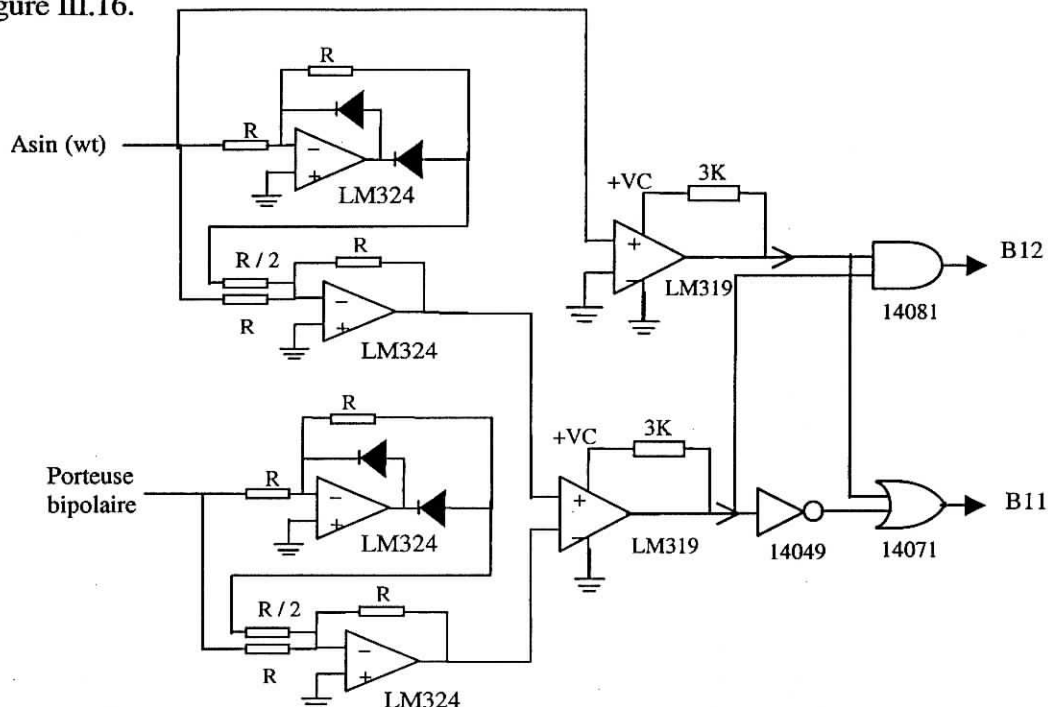


Figure III.16 : carte de la commande rapprochée d'un bras d'onduleur

III .3.3. 2Synoptique de la carte de commande rapprochée:

Le synoptique de la carte de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux est donné par la figure III.17.

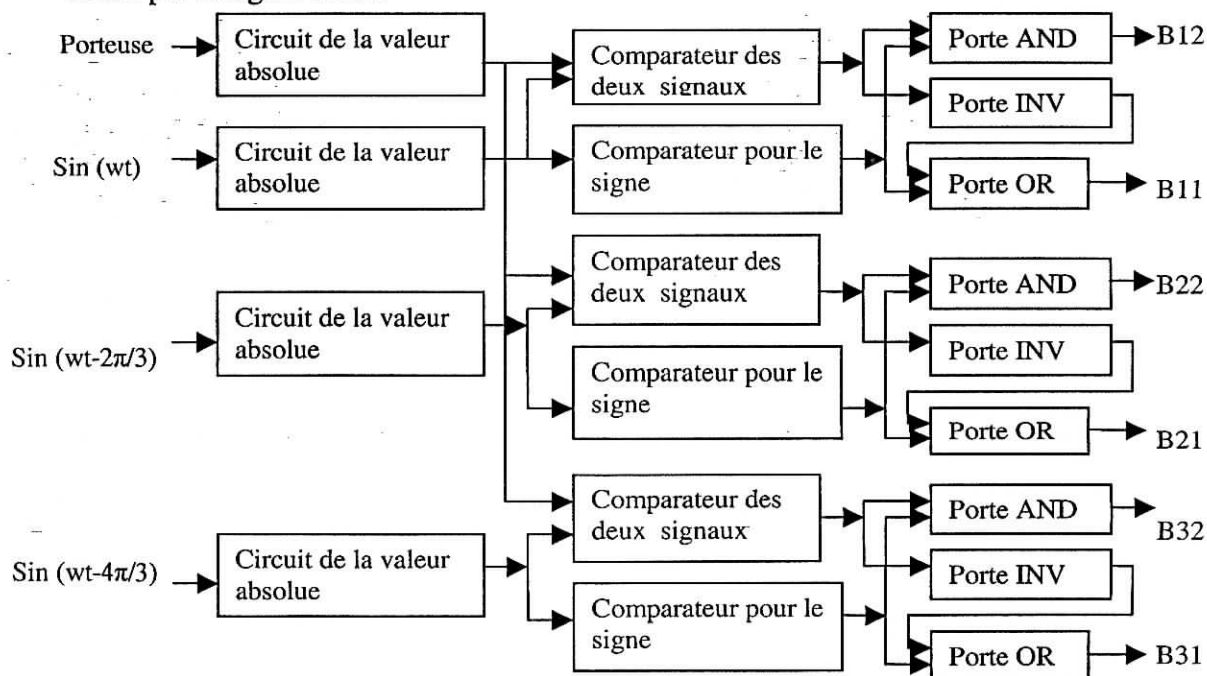


Figure III.17: synoptique de la carte de la commande rapprochée

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons réalisé les cartes suivantes : la carte de l'alimentation stabilisée ($0V, \pm 12V$), la carte de génération des références sinusoïdales, la carte de génération de la porteuse triangulaire et enfin la carte de la commande rapprochée d'un bras d'onduleur à trois niveaux.

Les essais expérimentaux ont montré l'importance d'avoir une alimentation stabilisée, et cela pour assurer le bon fonctionnement des cartes de commande de l'onduleur, d'où l'intérêt de réaliser la carte d'alimentation.

De même les résultats expérimentaux montrent que la qualité des signaux utilisés par la carte de la commande rapprochée de l'onduleur, qui sont de forme sinusoïdales et triangulaires, est primordiale pour avoir de bons résultats. Cela nécessite la réalisation de circuits pouvant générer des signaux triangulaires et sinusoïdales avec la plus grande exactitude. Cela peut bien se faire avec l'avènement de nouveaux circuits intégrés, tel que le ICL8038 que nous avons utilisé et qui s'avère comme étant un très bon choix pour notre réalisation.

Ces cartes associées entre elles en plus d'une carte d'interface (qui ne fait pas l'objet de notre réalisation), permettent de voir les séquences de commande de l'onduleur à la sortie de la carte de commande rapprochée. Les résultats expérimentaux sont analogues à ceux obtenus par la simulation de l'algorithme de la commande triangulo-sinusoidale à une seule porteuse unipolaire au chapitre II.

Enfin la commande triangulo-sinusoidale à une seule porteuse, n'est qu'un type parmi d'autres. C'est pourquoi, il nous a paru essentiel de ne pas associer la carte de l'algorithme avec celles générant la porteuse et les références sinusoïdales. Ce qui peut bien servir à la réalisation de d'autres techniques de commande triangulo-sinusoidale.

CHAPITRE IV :

LE SIMULATEUR ANALOGIQUE D'UN BRAS D'ONDULEUR A TROIS NIVEAUX

INTRODUCTION

Après la réalisation de la partie commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux, qui permet de visualiser les signaux de commande de base des IGBT de l'onduleur ; il est temps de vérifier les formes d'ondes de la tension obtenues de l'étude théorique au chapitre II, et cela par des essais expérimentaux. Cette vérification peut se faire à l'aide d'un simulateur analogique. Ce dernier sera placé à la sortie de la carte de commande rapprochée.

Nous présentons dans ce chapitre le simulateur analogique ainsi que les résultats obtenus des essais expérimentaux.

IV. 1. PRESENTATION DU SIMULATEUR ANALOGIQUE D'UN BRAS D'ONDULEUR A TROIS NIVEAUX

Le simulateur analogique d'un bras d'onduleur à trois niveaux est un circuit équivalent à un bras d'onduleur réel.

Son rôle est de tester le circuit de commande réalisé. En injectant les signaux de commande de base des IGBT B11 et B12 à l'entrée du simulateur, on peut visualiser les formes d'ondes de la tension du bras de l'onduleur par rapport au point milieu ; Ce qui permettra de vérifier les résultats théoriques obtenues au chapitre II.

La tension V_{am} est donnée par :

$$V_{am} = B11. B12 (Uc1) - B13. B14 (Uc2)$$

Pour notre cas, on suppose que $Uc1 = Uc2 = Uc$

Donc :

$$V_{am} = (B11. B12 - B13. B14). Uc$$

La figure IV.1 donne le circuit détaillé du simulateur analogique d'un bras d'onduleur à trois niveaux [12]. Il est formé de deux portes AND et de deux portes inverseuses, ainsi qu'un amplificateur opérationnel de type uA741 ; avec $R=10k\Omega$.

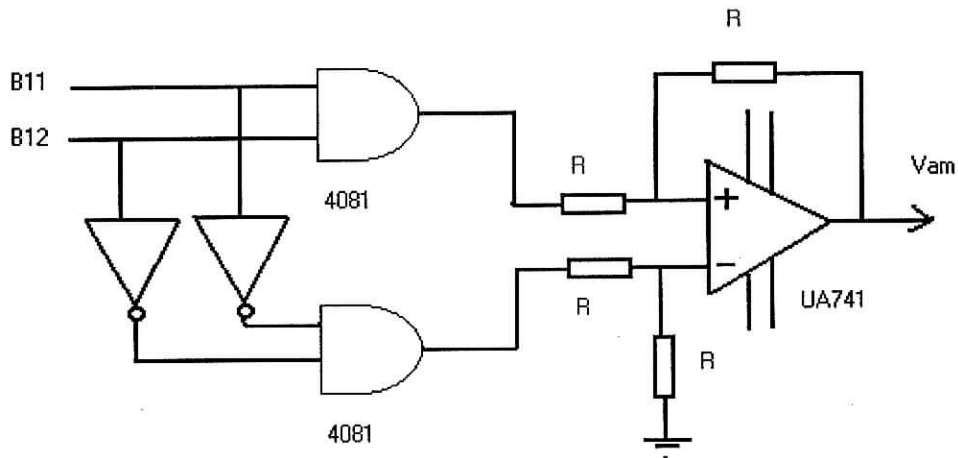


Figure IV.1 : Simulateur analogique d'un bras d'onduleur à trois niveaux.

IV. 2. ESSAIS EXPERIMENTAUX

Nous procédons maintenant à la vérification expérimentale des cartes réalisées. On commencera par la carte de l'alimentation stabilisée, puis la carte des références sinusoïdales, après avec la carte de génération de la porteuse et enfin la carte de la commande rapprochée. Les signaux délivrés par la carte de commande seront utilisés comme entrée au simulateur.

On prend $r=0.8$ pour les différents tests.

On utilisera une WEBCAM pour prélever les images qu'on a visualisé à l'aide d'un oscilloscope et cela pour les différentes cartes.

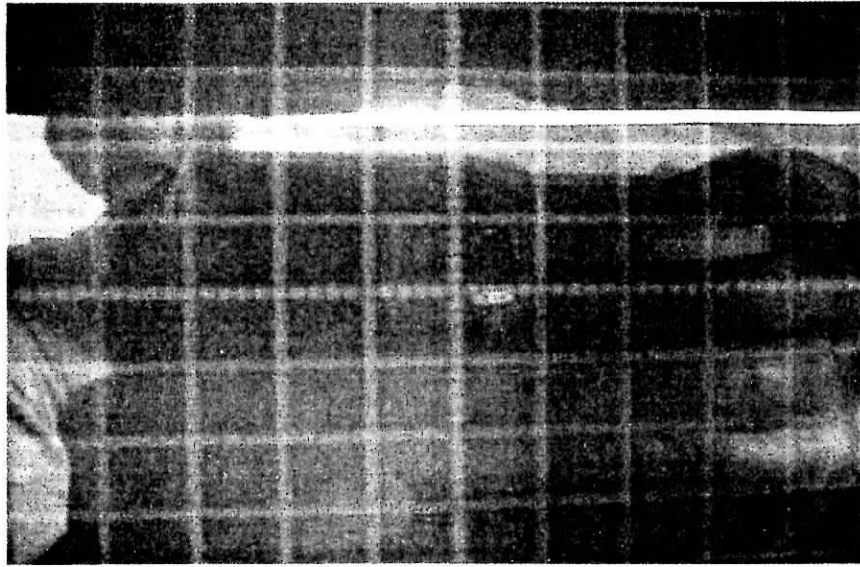


Figure IV.2 : Le signal $+V_{cc}$ délivré par la carte d'alimentation stabilisée.

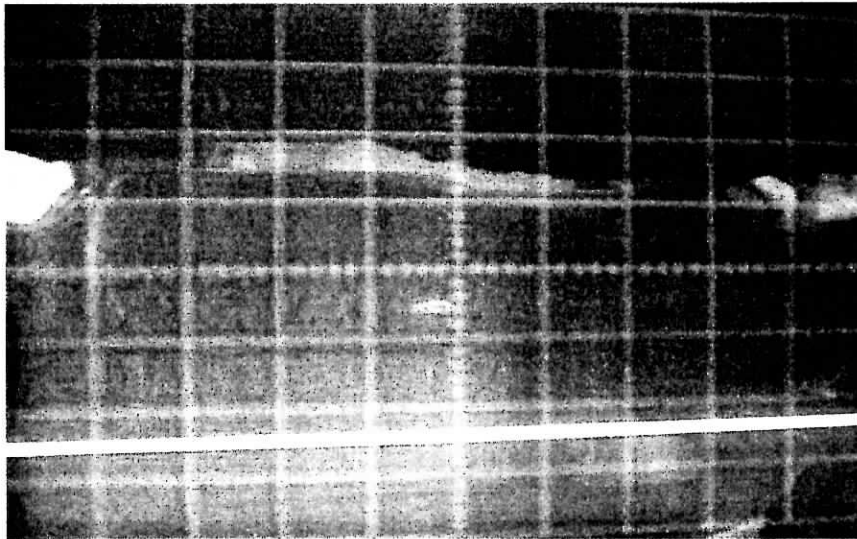


Figure IV.3 : Le signal $-V_{cc}$ délivré par la carte d'alimentation stabilisée.

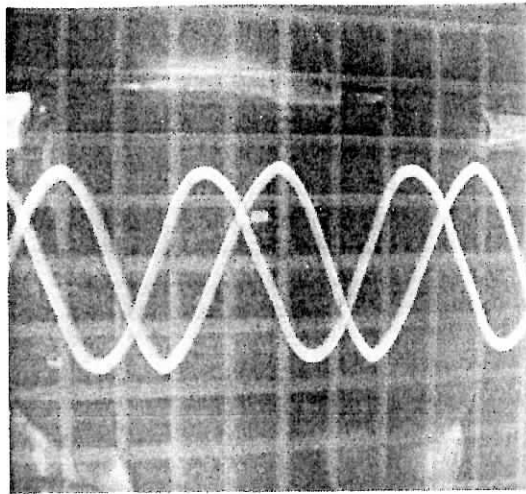


Figure IV.4 : Vref1 en avance de $2\pi/3$ de Vref2

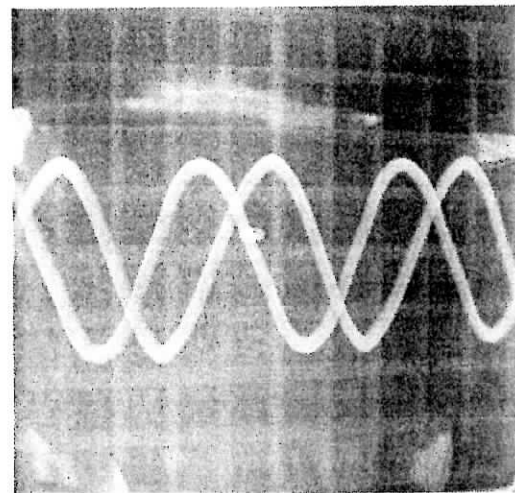


Figure IV.5 : Vref1 en retard de $2\pi/3$ de Vref3

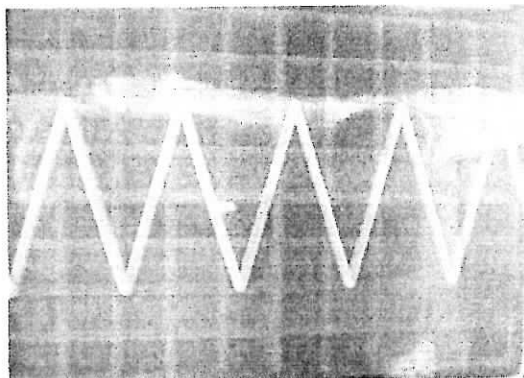


Figure IV.6 : La porteuse triangulaire bipolaire.

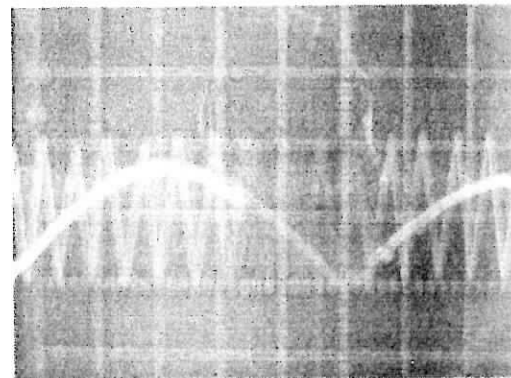


Figure IV.7 : la porteuse unipolaire et la valeur absolue de vref1 pour $m=18$



Figure IV.8 : Le signal de commande B11 pour $m=18$

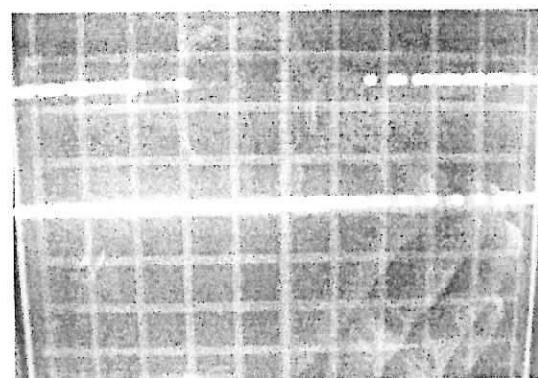
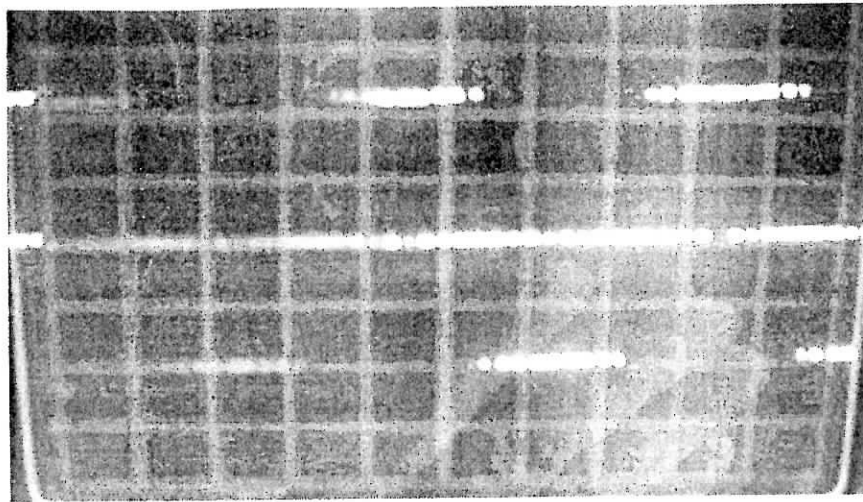
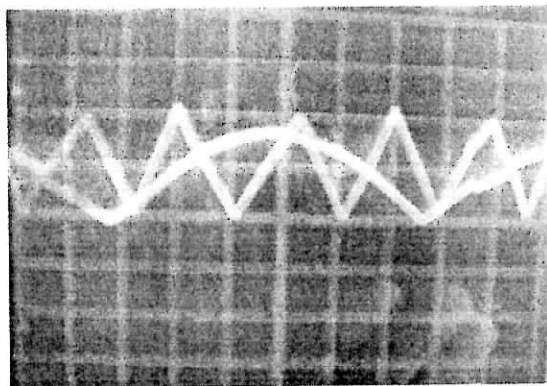
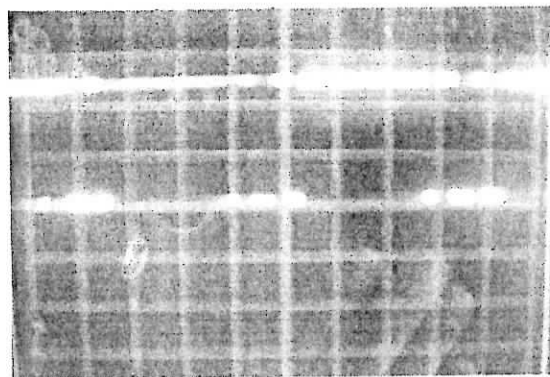


Figure IV.9 : Le signal de commande B12 pour $m=18$.

Figure IV. 10 : La tension V_{am} pour $m=18$.Figure IV. 12 : la porteuse unipolaire et la valeur absolue de V_{ref1} pour $m=6$.Figure IV. 11 : le signal B_{11} pour $m=6$.

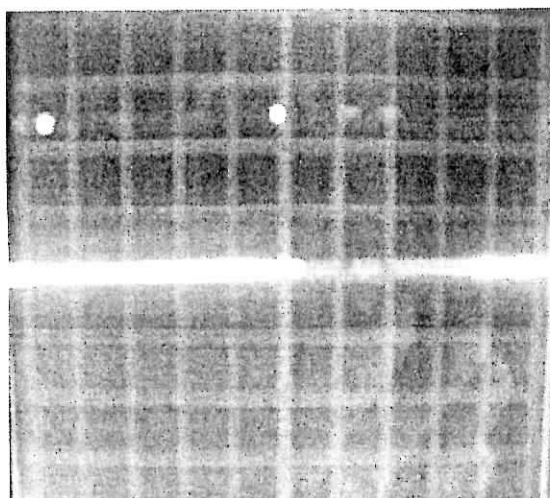


Figure IV. 13 : Le signal de commande B12 pour $m=6$

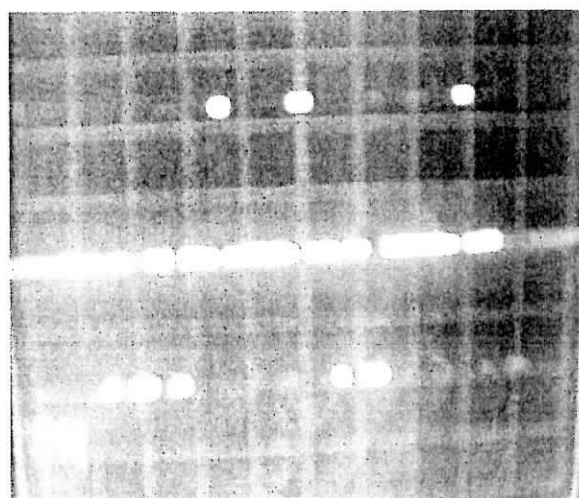


Figure IV. 14 : La tension V_{am} pour $m=6$.

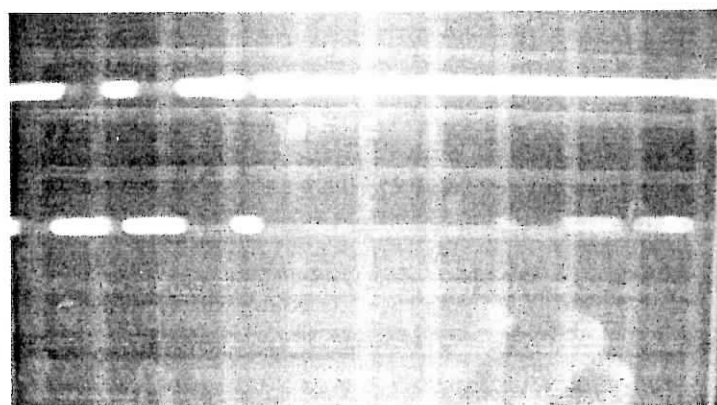


Figure IV. 15 : Le signal de commande B11 pour $m=9$

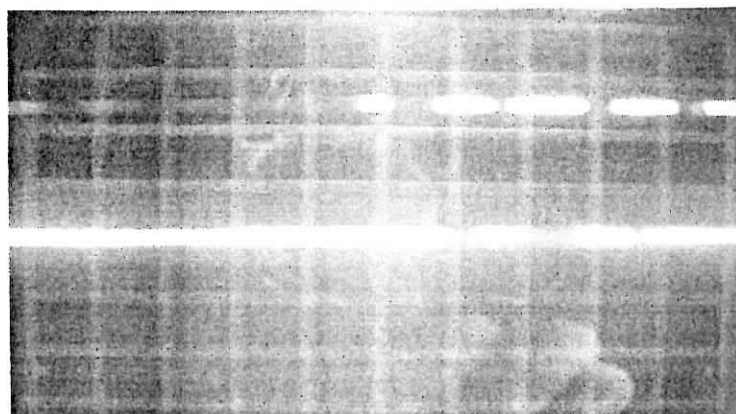
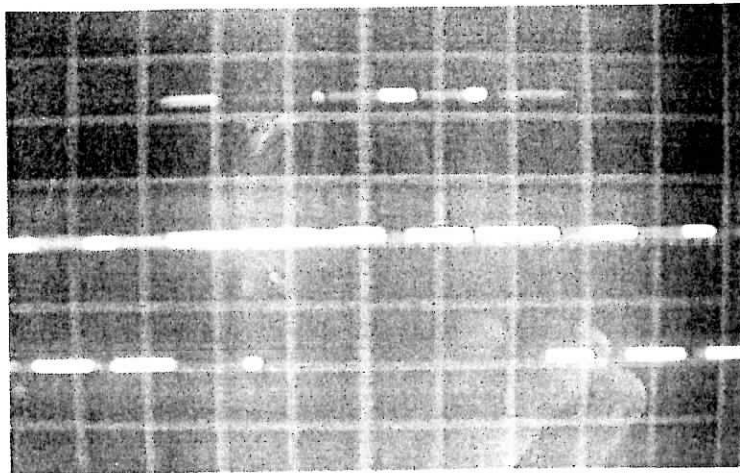


Figure IV. 16 : Le signal de commande B12 pour $m=9$.Figure IV. 17 : La tension V_{am} pour $m=9$.

Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre, les résultats expérimentaux du fonctionnement des différentes cartes réalisées.

Au début on a visualisé les deux signaux $+V_{cc}$ et $-V_{cc}$ délivrés par la carte d'alimentation, puis on donné les formes des signaux de références ainsi que la porteuse triangulaire. On a remarqué que ces deux signaux sont bons et qu'ils sont réglables en fréquence et en amplitude.

Après on a présenté les signaux de commande de base des IGBT, B11 et B12 qui sont générés par la carte de la commande rapprochée et cela pour différents valeurs de m . Ces mêmes signaux sont utilisées a l'entrée du simulateur, ou l'on a observé les formes de la tension V_{am} .

D'une façon générale, on peut constater que les résultats des essais expérimentaux sont bons ; ce qui nous pousse à conclure que la commande triangulo-sinusoidale à une porteuse unipolaire, a été réalisée avec succès.

CONCLUSION GENERALE

L'objectif principal de cette thèse consiste à réaliser la commande triangulo-sinusoidale à une porteuse triangulaire unipolaire, d'un onduleur triphasé à trois niveaux à structure N.P.C.

Nous avons donc commencé par la présentation du modèle de connaissance et de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux. Mais cette modélisation n'a pas été notre principal point d'intérêt. Nous avons cependant exploité les résultats de travaux antérieurs.

Afin de prévoir certains résultats expérimentaux, la simulation numérique des deux stratégies de commande MLI a été utile. Suite à cette étude, il a été possible de résumer les principales caractéristiques des deux stratégies et de les comparer sur la base de ses derniers. On a montré, avec l'analyse spectrale de la tension simple, que la commande triangulo-sinusoidale à deux porteuses donne de meilleurs résultats du point de vue taux d'harmoniques.

Dans le chapitre III, on a détaillé la réalisation pratique de la partie commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux. En premier lieu, on a réalisé la carte d'alimentation stabilisée ($0V \pm 12V$) qui est destinée à alimenter les différentes cartes du bloc de commande. Après, on a réalisé la carte qui génère la porteuse triangulaire et les références sinusoïdales. Les deux signaux sont obtenus à l'aide du circuit intégré ICL8038. Ce dernier permet de varier la fréquence et l'amplitude du signal de sortie. Enfin on a réalisé la carte de commande rapprochée et nous avons détaillé les différents étages que compte cette carte, tel que les circuits de valeurs absolues, les circuits de comparaison et les circuits logiques. Cette carte permet de donner les signaux de commande du demi-bras haut de l'onduleur.

Au dernier chapitre, on a présenté le simulateur analogique d'un bras d'onduleur. Le simulateur est un circuit équivalent à un bras d'onduleur réel. Son rôle est de tester le circuit de commande réalisé. En injectant les signaux de commande de base des IGBT B11 et B12 à l'entrée du simulateur, on peut visualiser les formes d'ondes de la tension simple du bras de l'onduleur ; ce qui permettra de vérifier les résultats théoriques obtenus au chapitre II. Les résultats des essais expérimentaux viennent donc confirmer les résultats théoriques de simulation.

Enfin notre travail, à contribuer à l'idée de réaliser l'onduleur triphasé à trois niveaux a structure NPC, et cela en réalisant une partie très importante de l'onduleur, à savoir la commande triangulo-sinusoidale. Il doit aussi faciliter la réalisation d'autres types de stratégies MLI comme la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses et la commande vectorielle. Cela devra aussi servir à entamer des études plus poussées dans ce domaine, et par conséquent améliorer les performances de ces onduleurs.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] BERKOUK El Madjid, Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasées et triphasées alimentées par des convertisseurs directs et indirects. Application aux gradateurs et Onduleurs multi-niveaux. Thèse de Doctorat ,1995.

- [2] Gaad, modélisation et Réalisation Pratique d'un onduleur triphasé à trois niveaux à point milieu, thèse de magister – EMP -2000.

- [3] A. HENNI, commande linéaire et non linéaire des tensions d'entrée d'un onduleur triphasé à trois niveaux, PFE, ENP 1999.

- [4] Réseau de Petri, Techniques de l'ingénieur, {s1} R7252.

- [5] Philippe Lautier, Modélisation des convertisseurs à découpage pour la conception et la commande:Application à l'onduleur, thèse de Doctorat ès sciences appliquées, Lyon, 1998.

- [6] G. SEGUIER, les convertisseurs de l'électronique de puissance « la conversion continue - alternatif », Lavoisier, 1989.

- [7] Pierre Mayé, Les alimentations électroniques, Dunod, Paris, 2001, ISBN 1100052268.

- [8] Paul Horowitz & Winfield Hill, Traité de l'électronique analogique et numérique, Volume:1, 1996 Elector.

- [9] J.C. FANTOU, Calcul Pratique des circuits électroniques, Volume1:Les alimentations, SECF Edition Radio, Paris 1986.

- [10] Albert Paul Malvino, Traduction française: Léon COLLET, 1988, Ediscience, Paris.

[11] Datasheet ICL8038.

[12] Rahou malika, Réalisation de la commande triangulo- sinusoïdale a une porteuse pour un onduleur a trois niveaux, thèse DEUA - USTHB -2002.

[13] www.educatorscorner.com .

[14] SGS-THOMSON MICROELECTRONICS, DATA on DISC, 2nd édition,1997

[15] HAUTIER, modélisation des convertisseurs statiques.

ANNEXE I



ICL8038

Precision Waveform Generator/Voltage Controlled Oscillator

The ICL8038 waveform generator is a monolithic integrated circuit capable of producing high accuracy sine, square, triangular, sawtooth and pulse waveforms with a minimum of external components. The frequency (or repetition rate) can be selected externally from 0.001Hz to more than 300kHz using either resistors or capacitors, and frequency modulation and sweeping can be accomplished with an external voltage. The ICL8038 is fabricated with advanced monolithic technology, using Schottky barrier diodes and thin film resistors, and the output is stable over a wide range of temperature and supply variations. These devices may be interfaced with phase locked loop circuitry to reduce temperature drift to less than 250ppm/°C.

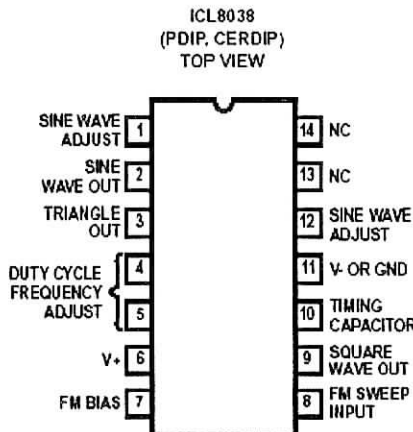
Features

- Low Frequency Drift with Temperature 250ppm/°C
- Low Distortion 1% (Sine Wave Output)
- High Linearity 0.1% (Triangle Wave Output)
- Wide Frequency Range 0.001Hz to 300kHz
- Variable Duty Cycle 2% to 98%
- High Level Outputs TTL to 28V
- Simultaneous Sine, Square, and Triangle Wave Outputs
- Easy to Use - Just a Handful of External Components Required

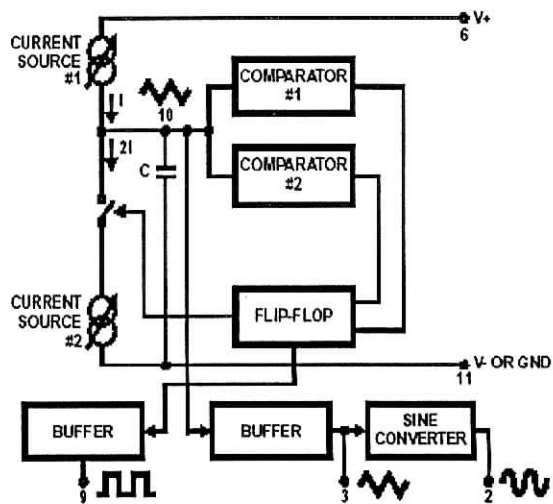
Ordering Information

PART NUMBER	STABILITY	TEMP. RANGE (°C)	PACKAGE	PKG. NO.
ICL8038CCPD	250ppm/°C (Typ)	0 to 70	14 Ld PDIP	E14.3
ICL8038CCJD	250ppm/°C (Typ)	0 to 70	14 Ld CERDIP	F14.3
ICL8038BCJD	180ppm/°C (Typ)	0 to 70	14 Ld CERDIP	F14.3
ICL8038ACJD	120ppm/°C (Typ)	0 to 70	14 Ld CERDIP	F14.3

Pinout



Functional Diagram



CAUTION: These devices are sensitive to electrostatic discharge; follow proper IC Handling Procedures.
1-888-INTERSIL or 321-724-7143 | Copyright © Intersil Corporation 1999

ICL8038

Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage (V- to V+)	36V
Input Voltage (Any Pin)	V- to V+
Input Current (Pins 4 and 5)	25mA
Output Sink Current (Pins 3 and 9)	25mA

Operating Conditions

Temperature Range	0°C to 70°C
ICL8038AC, ICL8038BC, ICL8038CC	0°C to 70°C

Thermal Information

Thermal Resistance (Typical, Note 1)	θ_{JA} (°C/W)	θ_{JC} (°C/W)
CERDIP Package	75	20
PDIP Package	115	N/A
Maximum Junction Temperature (Ceramic Package)	175°C	
Maximum Junction Temperature (Plastic Package)	150°C	
Maximum Storage Temperature Range	-65°C to 150°C	
Maximum Lead Temperature (Soldering 10s)	300°C	

Die Characteristics

Back Side Potential	V-
---------------------	----

CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

NOTE:

- θ_{JA} is measured with the component mounted on an evaluation PC board in free air.

Electrical Specifications $V_{SUPPLY} = \pm 10V$ or $+20V$, $T_A = 25^\circ C$, $R_L = 10k\Omega$, Test Circuit Unless Otherwise Specified

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	ICL8038CC			ICL8038BC			ICL8038AC			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Supply Voltage Operating Range	V_{SUPPLY}											
	V+	Single Supply	+10	-	+30	+10	-	+30	+10	-	+30	V
	V+, V-	Dual Supplies	± 5	-	± 15	± 5	-	± 15	± 5	-	± 15	V
Supply Current	I_{SUPPLY}	$V_{SUPPLY} = \pm 10V$ (Note 2)		12	20	-	12	20	-	12	20	mA
FREQUENCY CHARACTERISTICS (All Waveforms)												
Max. Frequency of Oscillation	f_{MAX}		100	-	-	100	-	-	100	-	-	kHz
Sweep Frequency of FM Input	f_{SWEEP}		-	10	-	-	10	-	-	10	-	kHz
Sweep FM Range		(Note 3)	-	35:1	-	-	35:1	-	-	35:1	-	
FM Linearity		10:1 Ratio	-	0.5	-	-	0.2	-	-	0.2	-	%
Frequency Drift with Temperature (Note 5)	$\Delta f/\Delta T$	0°C to 70°C	-	250	-	-	180	-	-	120	-	ppm/°C
Frequency Drift with Supply Voltage	$\Delta f/\Delta V$	Over Supply Voltage Range	-	0.05	-	-	0.05	-	-	0.05	-	%/V
OUTPUT CHARACTERISTICS												
Square Wave												
Leakage Current	I_{OLK}	$V_g = 30V$	-	-	1	-	-	1	-	-	1	μA
Saturation Voltage	V_{SAT}	$I_{SINK} = 2mA$	-	0.2	0.5	-	0.2	0.4	-	0.2	0.4	V
Rise Time	t_R	$R_L = 4.7k\Omega$	-	180	-	-	180	-	-	180	-	ns
Fall Time	t_F	$R_L = 4.7k\Omega$	-	40	-	-	40	-	-	40	-	ns
Typical Duty Cycle Adjust (Note 6)	ΔD		2		98	2		98	2		98	%
Triangle/Sawtooth/Ramp												
Amplitude	$V_{TRIANGLE}$	$R_{TRI} = 100k\Omega$	0.30	0.33	-	0.30	0.33	-	0.30	0.33	-	$\times V_{SUPPLY}$
Linearity			-	0.1	-	-	0.05	-	-	0.05	-	%
Output Impedance	Z_{OUT}	$I_{OUT} = 5mA$	-	200	-	-	200	-	-	200	-	Ω

ICL8038

Electrical Specifications $V_{SUPPLY} = \pm 10V$ or $+20V$, $T_A = 25^\circ C$, $R_L = 10k\Omega$, Test Circuit Unless Otherwise Specified (Continued)

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	ICL8038CC			ICL8038BC			ICL8038AC			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Sine Wave												
Amplitude	V_{SINE}	$R_{SINE} = 100k\Omega$	0.2	0.22	-	0.2	0.22	-	0.2	0.22	-	$\times V_{SUPPLY}$
THD	THD	$R_S = 1M\Omega$ (Note 4)	-	2.0	5	-	1.5	3	-	1.0	1.5	%
THD Adjusted	THD	Use Figure 4	-	1.5	-	-	1.0	-	-	0.8	-	%

NOTES:

- R_A and R_B currents not included.
- $V_{SUPPLY} = 20V$; R_A and $R_B = 10k\Omega$, $f \approx 10kHz$ nominal; can be extended 1000 to 1. See Figures 5A and 5B.
- $82k\Omega$ connected between pins 11 and 12, Triangle Duty Cycle set at 50%. (Use R_A and R_B .)
- Figure 1, pins 7 and 8 connected, $V_{SUPPLY} = \pm 10V$. See Typical Curves for T.C. vs V_{SUPPLY} .
- Not tested, typical value for design purposes only.

Test Conditions

PARAMETER	R_A	R_B	R_L	C	SW_1	MEASURE
Supply Current	10k Ω	10k Ω	10k Ω	3.3nF	Closed	Current Into Pin 6
Sweep FM Range (Note 7)	10k Ω	10k Ω	10k Ω	3.3nF	Open	Frequency at Pin 9
Frequency Drift with Temperature	10k Ω	10k Ω	10k Ω	3.3nF	Closed	Frequency at Pin 3
Frequency Drift with Supply Voltage (Note 8)	10k Ω	10k Ω	10k Ω	3.3nF	Closed	Frequency at Pin 9
Output Amplitude (Note 10)						
Sine	10k Ω	10k Ω	10k Ω	3.3nF	Closed	Pk-Pk Output at Pin 2
Triangle	10k Ω	10k Ω	10k Ω	3.3nF	Closed	Pk-Pk Output at Pin 3
Leakage Current (Off) (Note 9)	10k Ω	10k Ω		3.3nF	Closed	Current into Pin 9
Saturation Voltage (On) (Note 9)	10k Ω	10k Ω		3.3nF	Closed	Output (Low) at Pin 9
Rise and Fall Times (Note 11)	10k Ω	10k Ω	4.7k Ω	3.3nF	Closed	Waveform at Pin 9
Duty Cycle Adjust (Note 11)						
Max	50k Ω	-1.6k Ω	10k Ω	3.3nF	Closed	Waveform at Pin 9
Min	-25k Ω	50k Ω	10k Ω	3.3nF	Closed	Waveform at Pin 9
Triangle Waveform Linearity	10k Ω	10k Ω	10k Ω	3.3nF	Closed	Waveform at Pin 3
Total Harmonic Distortion	10k Ω	10k Ω	10k Ω	3.3nF	Closed	Waveform at Pin 2

NOTES:

- The hi and lo frequencies can be obtained by connecting pin 8 to pin 7 (f_{HI}) and then connecting pin 8 to pin 6 (f_{LO}). Otherwise apply Sweep Voltage at pin 8 ($\frac{2}{3} V_{SUPPLY} + 2V$) $\leq V_{SWEEP} \leq V_{SUPPLY}$ where V_{SUPPLY} is the total supply voltage. In Figure 5B, pin 8 should vary between 5.3V and 10V with respect to ground.
- $10V \leq V+ \leq 30V$, or $\pm 5V \leq V_{SUPPLY} \leq \pm 15V$.
- Oscillation can be halted by forcing pin 10 to +5V or -5V.
- Output Amplitude is tested under static conditions by forcing pin 10 to 5V then to -5V.
- Not tested; for design purposes only.

ICL8038

Test Circuit

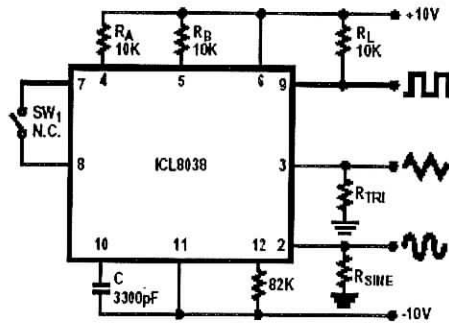
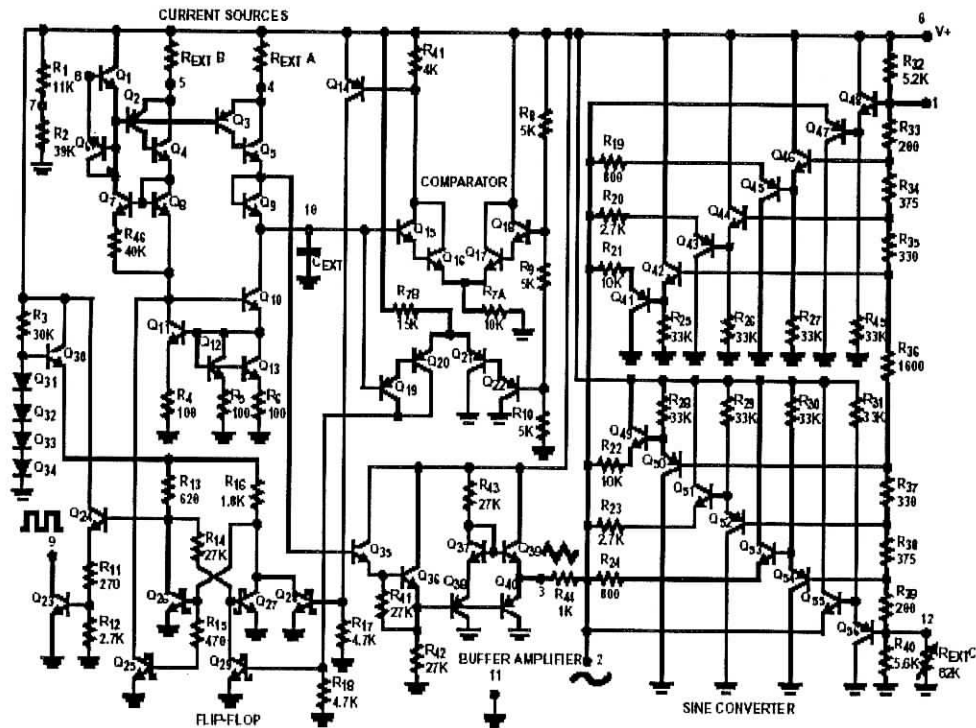


FIGURE 1. TEST CIRCUIT

Detailed Schematic

**Application Information** (See Functional Diagram)

An external capacitor C is charged and discharged by two current sources. Current source #2 is switched on and off by a flip-flop, while current source #1 is on continuously. Assuming that the flip-flop is in a state such that current source #2 is off, and the capacitor is charged with a current I , the voltage across the capacitor rises linearly with time. When this voltage reaches the level of comparator #1 (set at $2/3$ of the supply voltage), the flip-flop is triggered, changes states, and releases current source #2. This current source normally carries a current $2I$, thus the capacitor is discharged with a

net-current I and the voltage across it drops linearly with time. When it has reached the level of comparator #2 (set at $1/3$ of the supply voltage), the flip-flop is triggered into its original state and the cycle starts again.

Four waveforms are readily obtainable from this basic generator circuit. With the current sources set at I and $2I$ respectively, the charge and discharge times are equal. Thus a triangle waveform is created across the capacitor and the flip-flop produces a square wave. Both waveforms are fed to buffer stages and are available at pins 3 and 9.

ICL8038

The levels of the current sources can, however, be selected over a wide range with two external resistors. Therefore, with the two currents set at values different from I and 2I, an asymmetrical sawtooth appears at Terminal 3 and pulses with a duty cycle from less than 1% to greater than 99% are available at Terminal 9.

The sine wave is created by feeding the triangle wave into a nonlinear network (sine converter). This network provides a decreasing shunt impedance as the potential of the triangle moves toward the two extremes.

Waveform Timing

The *symmetry* of all waveforms can be adjusted with the external timing resistors. Two possible ways to accomplish this are shown in Figure 3. Best results are obtained by keeping the timing resistors R_A and R_B separate (A). R_A controls the rising portion of the triangle and sine wave and the 1 state of the square wave.

The magnitude of the triangle waveform is set at 1/3 V_{SUPPLY}; therefore the rising portion of the triangle is:

$$t_1 = \frac{C \times V}{I} = \frac{C \times 1/3 \times V_{SUPPLY} \times R_A}{0.22 \times V_{SUPPLY}} = \frac{R_A \times C}{0.66}$$

The falling portion of the triangle and sine wave and the 0 state of the square wave is:

$$t_2 = \frac{C \times V}{I} = \frac{C \times 1/3 \times V_{SUPPLY}}{2(0.22) \frac{V_{SUPPLY}}{R_B} - 0.22 \frac{V_{SUPPLY}}{R_A}} = \frac{R_A R_B C}{0.66(2R_A - R_B)}$$

Thus a 50% duty cycle is achieved when R_A = R_B.

If the duty cycle is to be varied over a small range about 50% only, the connection shown in Figure 3B is slightly more convenient. A 1kΩ potentiometer may not allow the duty cycle to be adjusted through 50% on all devices. If a 50% duty cycle is required, a 2kΩ or 5kΩ potentiometer should be used.

With two separate timing resistors, the frequency is given by:

$$f = \frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{1}{\frac{R_A C}{0.66} \left(1 + \frac{R_B}{2R_A - R_B} \right)}$$

or, if R_A = R_B = R

$$f = \frac{0.33}{RC} \text{ (for Figure 3A)}$$

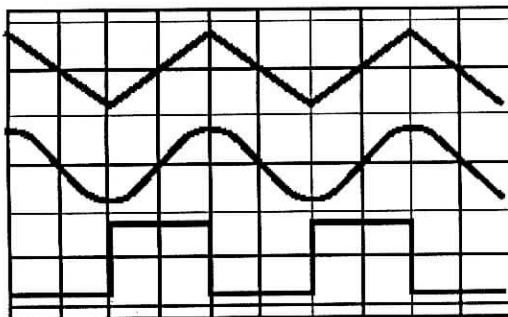


FIGURE 2A. SQUARE WAVE DUTY CYCLE - 50%

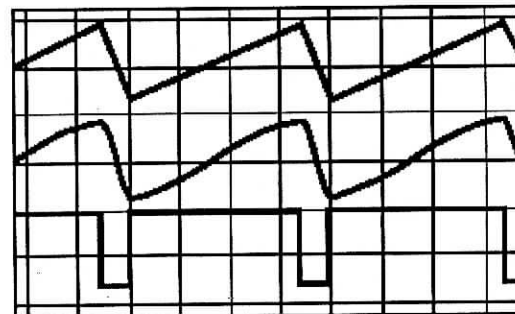


FIGURE 2B. SQUARE WAVE DUTY CYCLE - 80%

FIGURE 2. PHASE RELATIONSHIP OF WAVEFORMS

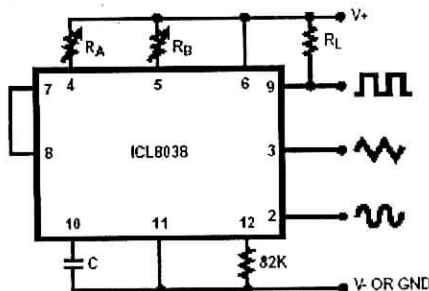


FIGURE 3A.

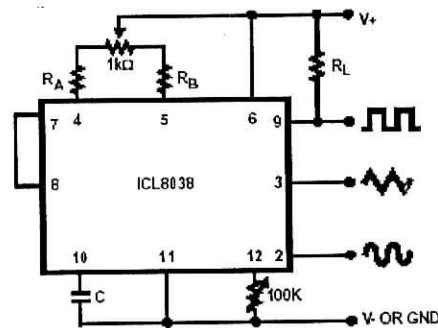


FIGURE 3B.

FIGURE 3. POSSIBLE CONNECTIONS FOR THE EXTERNAL TIMING RESISTORS

ICL8038

Neither time nor frequency are dependent on supply voltage, even though none of the voltages are regulated inside the integrated circuit. This is due to the fact that both currents and thresholds are direct, linear functions of the supply voltage and thus their effects cancel.

Reducing Distortion

To minimize sine wave distortion the 82kΩ resistor between pins 11 and 12 is best made variable. With this arrangement distortion of less than 1% is achievable. To reduce this even further, two potentiometers can be connected as shown in Figure 4; this configuration allows a typical reduction of sine wave distortion close to 0.5%.

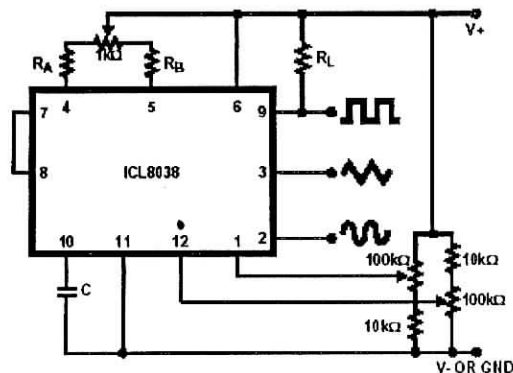


FIGURE 4. CONNECTION TO ACHIEVE MINIMUM SINE WAVE DISTORTION

Selecting R_A , R_B and C

For any given output frequency, there is a wide range of RC combinations that will work, however certain constraints are placed upon the magnitude of the charging current for optimum performance. At the low end, currents of less than 1μA are undesirable because circuit leakages will contribute significant errors at high temperatures. At higher currents ($I > 5\text{mA}$), transistor betas and saturation voltages will contribute increasingly larger errors. Optimum performance will, therefore, be obtained with charging currents of 10μA to 1mA. If pins 7 and 8 are shorted together, the magnitude of the charging current due to R_A can be calculated from:

$$I = \frac{R_1 \times (V^+ - V^-)}{(R_1 + R_2)} \times \frac{1}{R_A} = \frac{0.22(V^+ - V^-)}{R_A}$$

R_1 and R_2 are shown in the Detailed Schematic.

A similar calculation holds for R_B .

The capacitor value should be chosen at the upper end of its possible range.

Waveform Out Level Control and Power Supplies

The waveform generator can be operated either from a single power supply (10V to 30V) or a dual power supply ($\pm 5\text{V}$ to $\pm 15\text{V}$). With a single power supply the average levels of the triangle and sine wave are at exactly one-half of the supply voltage, while the square wave alternates between V^+ and ground. A split power supply has the advantage that all waveforms move symmetrically about ground.

The square wave output is not committed. A load resistor can be connected to a different power supply, as long as the applied voltage remains within the breakdown capability of the waveform generator (30V). In this way, the square wave output can be made TTL compatible (load resistor connected to +5V) while the waveform generator itself is powered from a much higher voltage.

Frequency Modulation and Sweeping

The frequency of the waveform generator is a direct function of the DC voltage at Terminal 8 (measured from V^+). By altering this voltage, frequency modulation is performed. For small deviations (e.g. $\pm 10\%$) the modulating signal can be applied directly to pin 8, merely providing DC decoupling with a capacitor as shown in Figure 5A. An external resistor between pins 7 and 8 is not necessary, but it can be used to increase input impedance from about 8kΩ (pins 7 and 8 connected together), to about $(R + 8\text{k}\Omega)$.

For larger FM deviations or for frequency sweeping, the modulating signal is applied between the positive supply voltage and pin 8 (Figure 5B). In this way the entire bias for the current sources is created by the modulating signal, and a very large (e.g. 1000:1) sweep range is created ($f = 0$ at $V_{\text{SWEEP}} = 0$). Care must be taken, however, to regulate the supply voltage; in this configuration the charge current is no longer a function of the supply voltage (yet the trigger thresholds still are) and thus the frequency becomes dependent on the supply voltage. The potential on Pin 8 may be swept down from V^+ by $(1/3 V_{\text{SUPPLY}} - 2V)$.

All Intersil semiconductor products are manufactured, assembled and tested under ISO9000 quality systems certification.

Intersil semiconductor products are sold by description only. Intersil Corporation reserves the right to make changes in circuit design and/or specifications at any time without notice. Accordingly, the reader is cautioned to verify that data sheets are current before placing orders. Information furnished by Intersil is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Intersil or its subsidiaries for its use; nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Intersil or its subsidiaries.

For information regarding Intersil Corporation and its products, see web site <http://www.intersil.com>

ICL8038

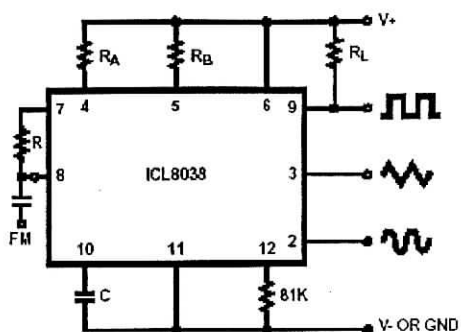


FIGURE 5A. CONNECTIONS FOR FREQUENCY MODULATION

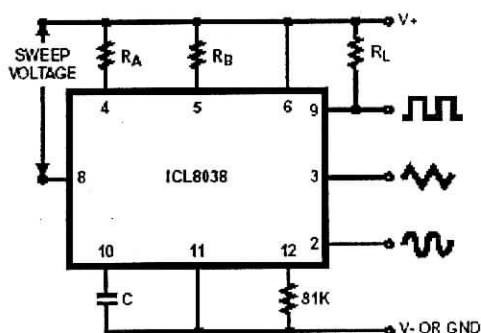


FIGURE 5B. CONNECTIONS FOR FREQUENCY SWEEP
FIGURE 5.

Typical Applications

The sine wave output has a relatively high output impedance (1kΩ Typ). The circuit of Figure 6 provides buffering, gain and amplitude adjustment. A simple op amp follower could also be used.

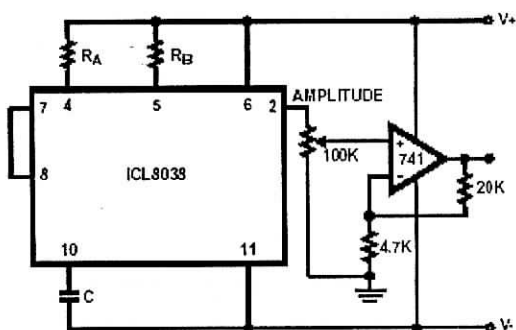


FIGURE 6. SINE WAVE OUTPUT BUFFER AMPLIFIERS

With a dual supply voltage the external capacitor on Pin 10 can be shorted to ground to halt the ICL8038 oscillation. Figure 7 shows a FET switch, diode ANDED with an input strobe signal to allow the output to always start on the same slope.

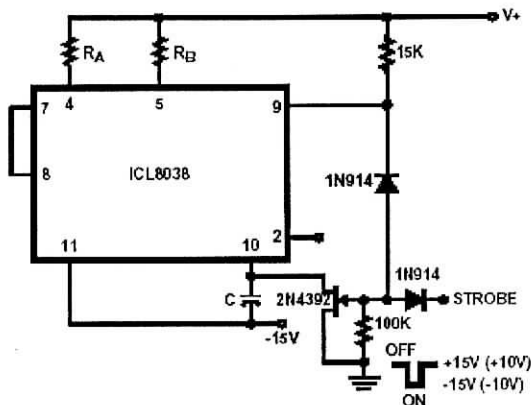


FIGURE 7. STROBE TONE BURST GENERATOR

To obtain a 1000:1 Sweep Range on the ICL8038 the voltage across external resistors R_A and R_B must decrease to nearly zero. This requires that the highest voltage on control Pin 8 exceed the voltage at the top of R_A and R_B by a few hundred mV. The Circuit of Figure 8 achieves this by using a diode to lower the effective supply voltage on the ICL8038. The large resistor on pin 5 helps reduce duty cycle variations with sweep.

The linearity of input sweep voltage versus output frequency can be significantly improved by using an op amp as shown in Figure 10.

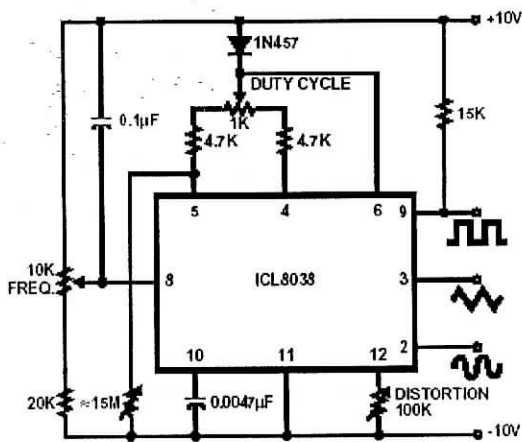


FIGURE 8. VARIABLE AUDIO OSCILLATOR, 20Hz TO 20kHz

ICL8038

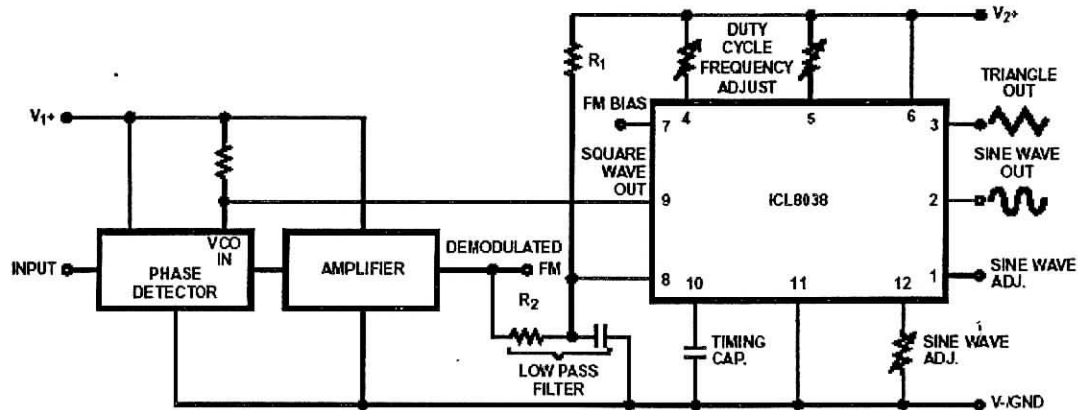


FIGURE 9. WAVEFORM GENERATOR USED AS STABLE VCO IN A PHASE-LOCKED LOOP

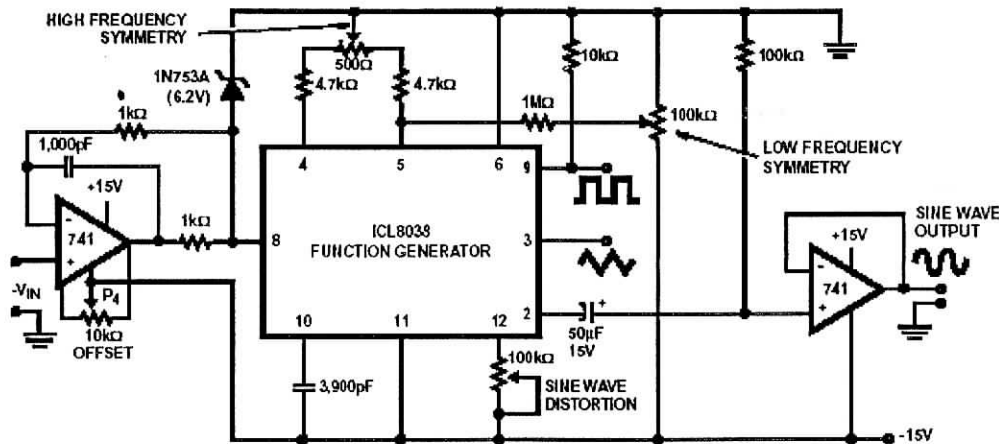


FIGURE 10. LINEAR VOLTAGE CONTROLLED OSCILLATOR

Use in Phase Locked Loops

Its high frequency stability makes the ICL8038 an ideal building block for a phase locked loop as shown in Figure 9. In this application the remaining functional blocks, the phase detector and the amplifier, can be formed by a number of available ICs (e.g., MC4344, NE562).

In order to match these building blocks to each other, two steps must be taken. First, two different supply voltages are used and the square wave output is returned to the supply of the phase detector. This assures that the VCO input voltage will not exceed the capabilities of the phase detector. If a smaller VCO signal is required, a simple resistive voltage divider is connected between pin 9 of the waveform generator and the VCO input of the phase detector.

Second, the DC output level of the amplifier must be made compatible to the DC level required at the FM input of the waveform generator (pin 8, 0.8V+). The simplest solution here is to provide a voltage divider to V+ (R₁, R₂ as shown) if the amplifier has a lower output level, or to ground if its level is higher. The divider can be made part of the low-pass filter.

This application not only provides for a free-running frequency with very low temperature drift, but is also has the unique feature of producing a large reconstituted sinewave signal with a frequency identical to that at the input.

For further information, see Intersil Application Note AN013, "Everything You Always Wanted to Know About the ICL8038".

ICL8038

Definition of Terms

Supply Voltage (V_{SUPPLY}). The total supply voltage from $V+$ to $V-$.

Supply Current. The supply current required from the power supply to operate the device, excluding load currents and the currents through R_A and R_B .

Frequency Range. The frequency range at the square wave output through which circuit operation is guaranteed.

Sweep FM Range. The ratio of maximum frequency to minimum frequency which can be obtained by applying a sweep voltage to pin 8. For correct operation, the sweep voltage should be within the range:

$$\left(\frac{2}{3} V_{SUPPLY} + 2V\right) < V_{SWEEP} < V_{SUPPLY}$$

FM Linearity. The percentage deviation from the best fit straight line on the control voltage versus output frequency curve.

Output Amplitude. The peak-to-peak signal amplitude appearing at the outputs.

Saturation Voltage. The output voltage at the collector of Q_{23} when this transistor is turned on. It is measured for a sink current of 2mA.

Rise and Fall Times. The time required for the square wave output to change from 10% to 90%, or 90% to 10%, of its final value.

Triangle Waveform Linearity. The percentage deviation from the best fit straight line on the rising and falling triangle waveform.

Total Harmonic Distortion. The total harmonic distortion at the sine wave output.

Typical Performance Curves

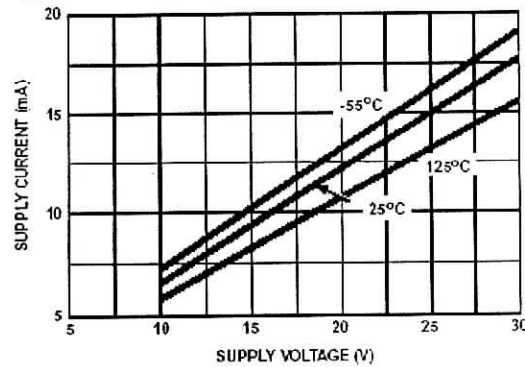


FIGURE 11. SUPPLY CURRENT vs SUPPLY VOLTAGE

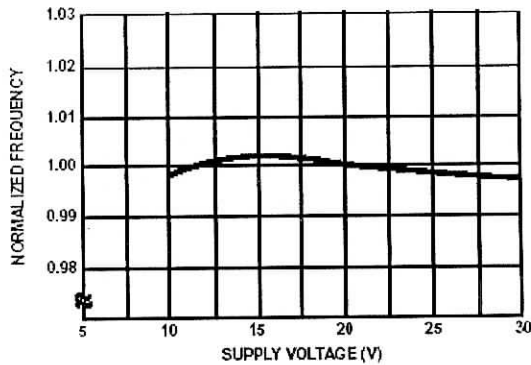


FIGURE 12. FREQUENCY vs SUPPLY VOLTAGE

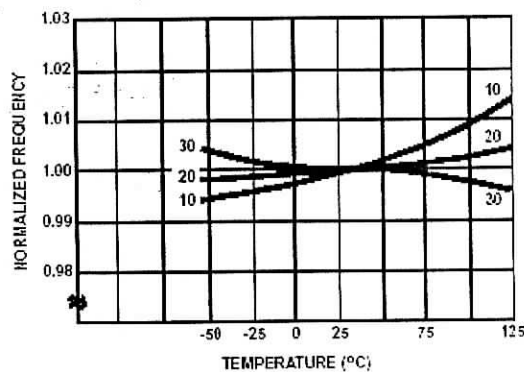


FIGURE 13. FREQUENCY vs TEMPERATURE

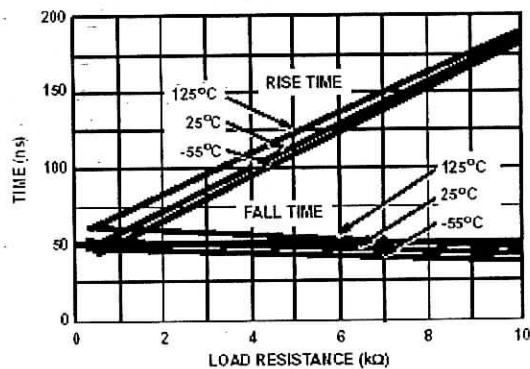


FIGURE 14. SQUARE WAVE OUTPUT RISE/FALL TIME vs LOAD RESISTANCE

ICL8038

Typical Performance Curves (Continued)

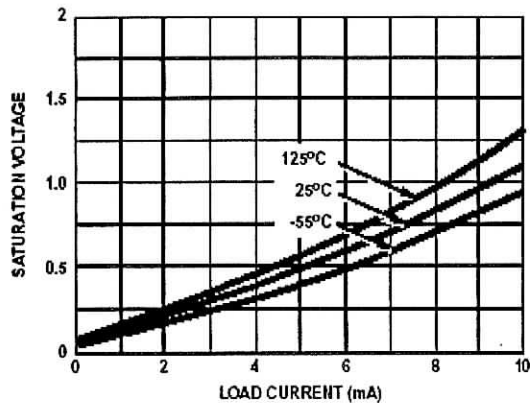


FIGURE 15. SQUARE WAVE SATURATION VOLTAGE vs LOAD CURRENT

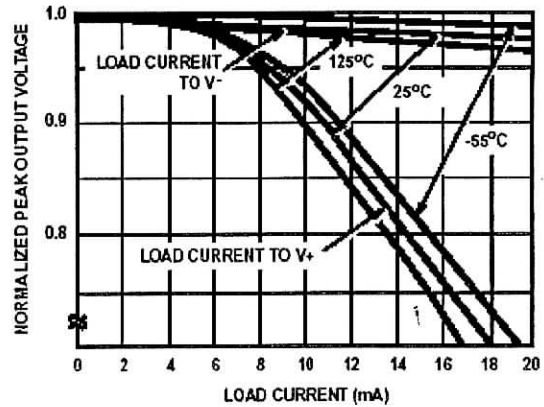


FIGURE 16. TRIANGLE WAVE OUTPUT VOLTAGE vs LOAD CURRENT

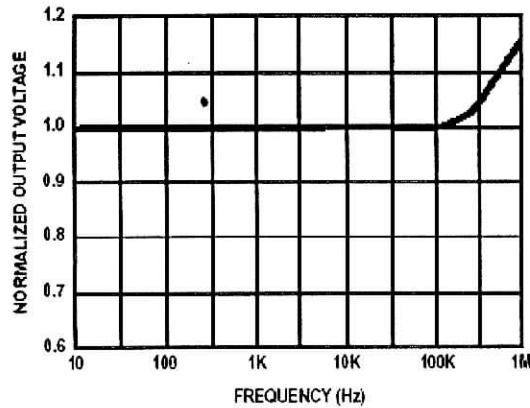


FIGURE 17. TRIANGLE WAVE OUTPUT VOLTAGE vs FREQUENCY

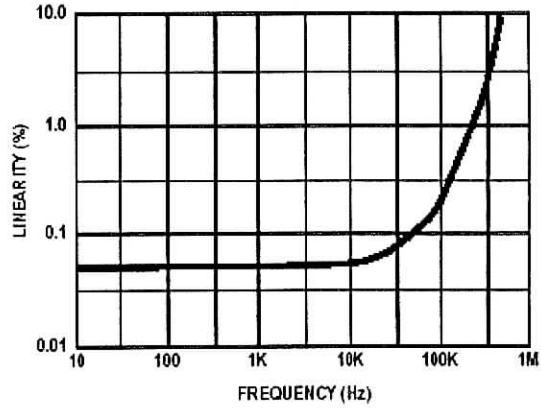


FIGURE 18. TRIANGLE WAVE LINEARITY vs FREQUENCY

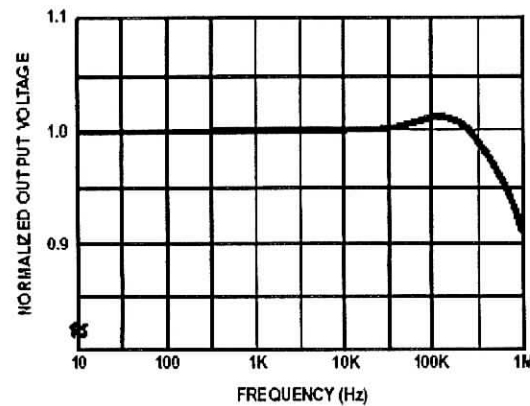


FIGURE 19. SINE WAVE OUTPUT VOLTAGE vs FREQUENCY

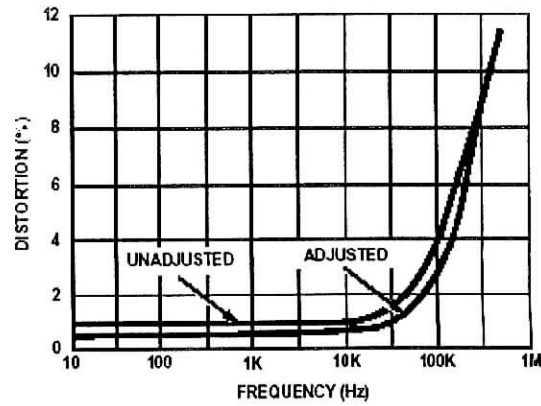


FIGURE 20. SINE WAVE DISTORTION vs FREQUENCY



LM119 - LM219
LM319

HIGH SPEED DUAL COMPARATORS

- TWO INDEPENDENT COMPARATORS
- OPERATES FROM A SINGLE +5V SUPPLY
- TYPICALLY 80ns RESPONSE TIME AT $\pm 15V$
- MINIMUM FAN-OUT OF 2 EACH SIDE
- MAXIMUM INPUT CURRENT OF $1\mu A$ OVER OPERATING TEMPERATURE RANGE
- INPUTS AND OUTPUTS CAN BE ISOLATED FROM SYSTEM GROUND
- HIGH COMMON-MODE SLEWRATE

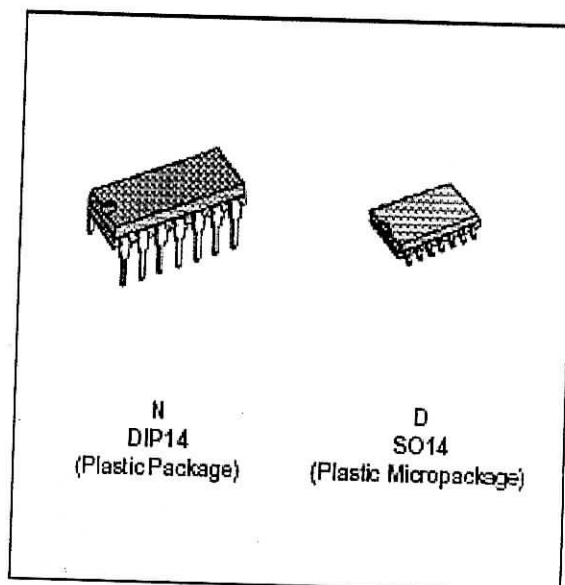
DESCRIPTION

These products are precision high speed dual comparators designed to operate over a wide range of supply voltages down to a single 5V logic supply and ground and have low input currents and high gains.

The open collector of the output stage makes compatible with TTL as well as capable of driving lamps and relays at currents up to 25mA.

Although designed primarily for applications requiring operation from digital logic supplies, are fully specified for power supplies up to $\pm 15V$.

They feature faster response than the LM111 at the expense of higher power dissipation. However, the high speed, wide operating voltage range and low package count make the much more versatile.

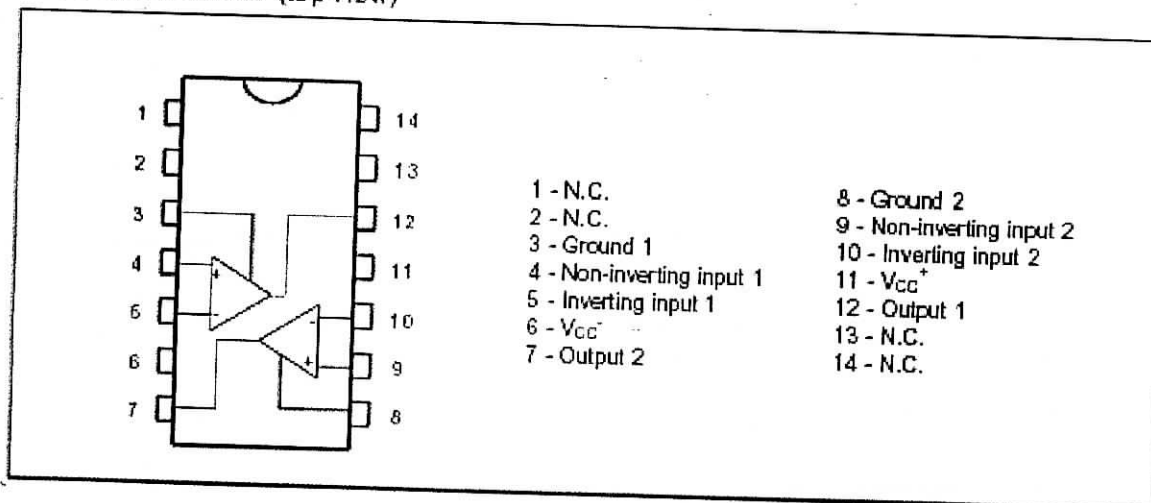


ORDER CODES

Part Number	Temperature Range	Package	
		N	D
LM119	-55, +125°C	•	•
LM219	-40, +105°C	•	•
LM319	0, +70°C	•	•

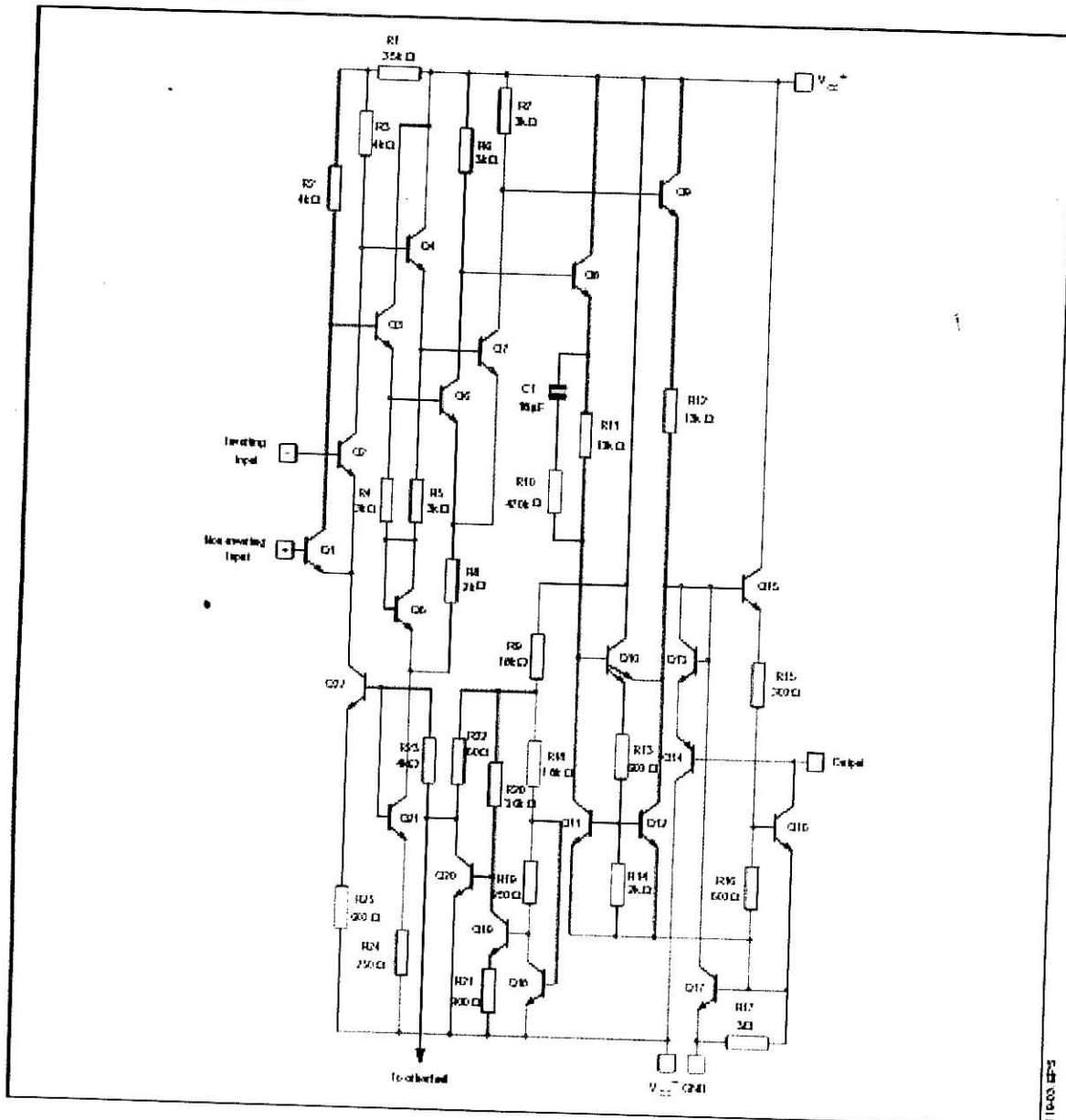
Example : LM219N

PIN CONNECTIONS (top view)



LM119 - LM219 - LM319

SCHEMATIC DIAGRAM



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	LM119	LM219	LM319	Unit
$V_{O - V_{CC}^-}$	Output to Negative Supply Voltage	36	36	36	V
V_{CC}^-	Negative Supply Voltage	25	25	25	V
V_{CC}^+	Positive Supply Voltage	18	18	18	V
V_{id}	Differential Input Voltage	± 5	± 5	± 5	V
V_i	Input Voltage - (note 1)	± 15	± 15	± 15	V
P_{tot}	Power Dissipation	500	500	500	mW
T_{oper}	Operating Free-air Temperature Range	-55 to +125	-40 to +105	0 to +70	$^{\circ}C$
T_{stg}	Storage Temperature Range	-65 to +150	-65 to +150	-65 to +150	$^{\circ}C$

LM119 - LM219 - LM319

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

 $V_{CC} = \pm 15V$, $T_{amb} = 25^{\circ}C$ (unless otherwise specified)

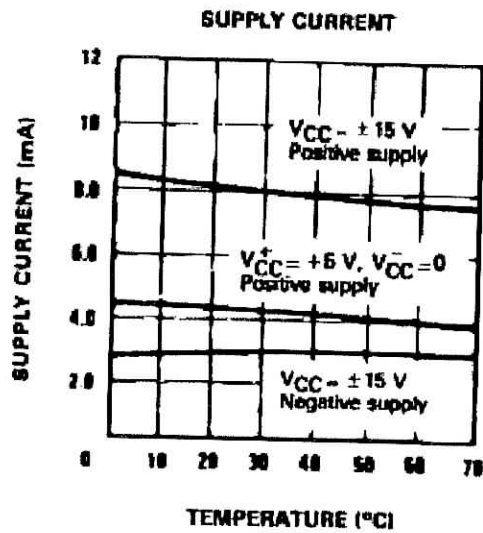
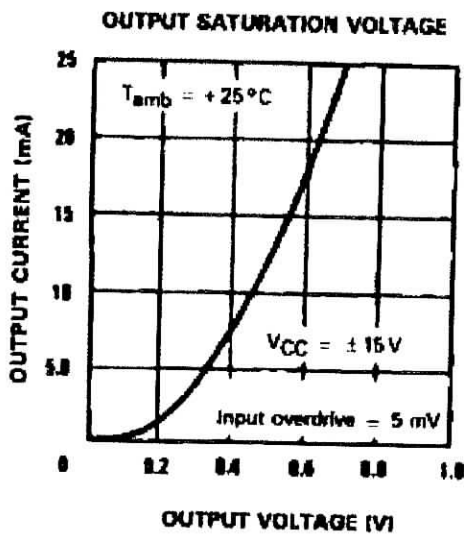
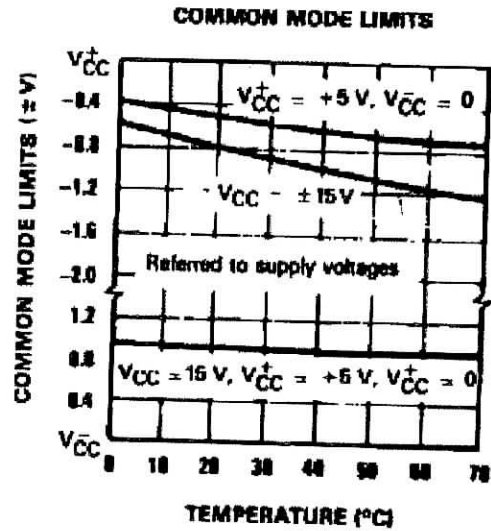
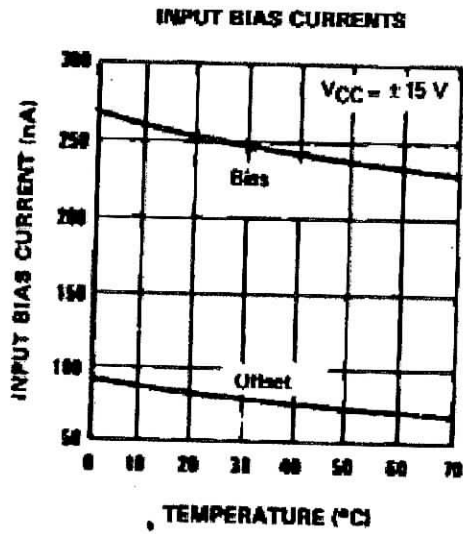
Symbol	Parameter	LM119 - LM219			LM319			Unit
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
V_{io}	Input Offset Voltage ($R_S \leq 5k\Omega$) – (note 2) $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$		0.7	4 7		2	8 10	mV
I_o	Input Offset Current – (note 2) $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$		30	75 100		80	200 300	nA
I_b	Input Bias Current – (note 2) $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$		150	500 1000		250	1000 1200	nA
A_{vd}	Large Signal Voltage Gain	10	40		8	40		V/mV
I_{oc}^{+}	Positive Supply Current $V_{CC} = \pm 15V$ $V_{CC}^{+} = +5V, V_{CC}^{-} = 0V$		8 4.3	11.5		8 4.3	12.5	mA
I_{oc}^{-}	Negative Supply Current		3	4.5		3	5	mA
V_{icm}	Input Common Mode Voltage Range $V_{CC} = \pm 15V$ $V_{CC}^{+} = +5V, V_{CC}^{-} = 0V$	± 12 1	± 13	3	± 12 1	± 13	3	V
V_{id}	Differential Input Voltage			± 5			± 5	V
V_{OL}	Low Level Output Voltage $T_{amb} = +25^{\circ}C, I_O = 25mA$ $V_i \leq -5mV$ $V_i \leq -10mV$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$ $V_{CC} \geq +4.5V, V_{CC}^{-} = 0V, I_{O(max)} < 3.2mA$ $V_i \leq -5mV$ $V_i \leq -10mV$		0.75	1.5		0.75	1.5	V
I_{OH}	High Level Output Current ($V_O = +35V$) $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $V_i \geq 5mV$ $V_i \geq 10mV$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$ $V_i \geq 5mV$		0.2	2		0.2	10	μA
t_{rc}	Response Time – (note 3)		80			80		ns

- Notes: 1. For supply voltages less than $\pm 15V$ the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.
 2. These specifications apply for $V_{CC} = \pm 15V$, unless otherwise stated. The offset voltage, offset current and bias current specifications apply for any supply voltage from a single +5V supply up to $\pm 15V$ supplies. The offset voltages and offset current given are the maximum values required to drive the output down to 1V or up to +14V with a 1mA load current. Thus, these parameters define an error band and take into account the worst case effects of voltage gain and input impedance.
 3. The response time specified is for a 100mV input step with 5mV overdrive.

19-01-91

LM119 - LM219 - LM319

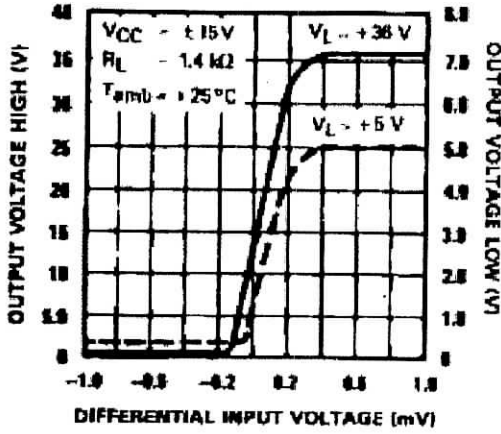
LM319



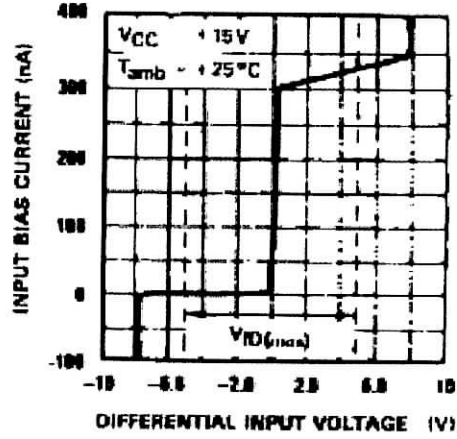
1905, D75

LM119 - LM219 - LM319

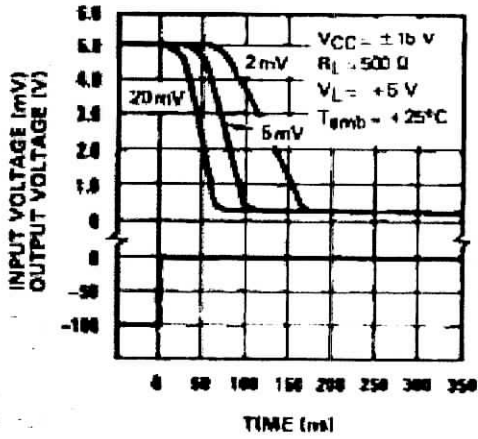
TRANSFER FUNCTION



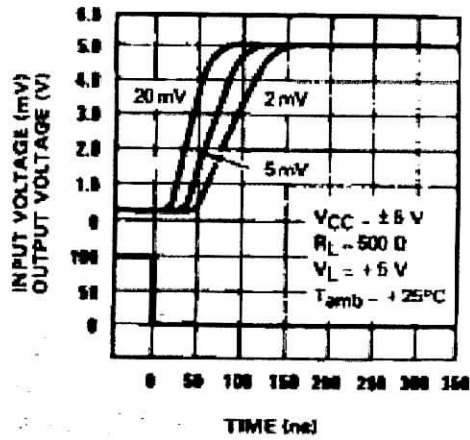
INPUT CHARACTERISTICS



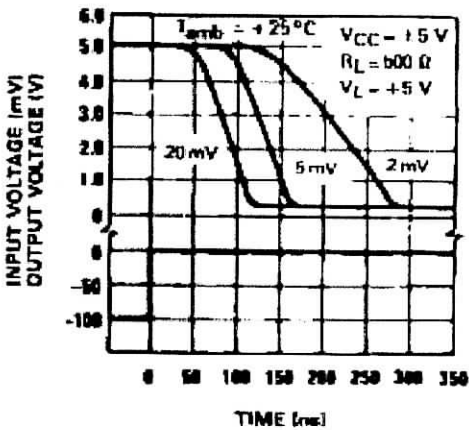
RESPONSE TIME FOR VARIOUS INPUT OVERDRIVES



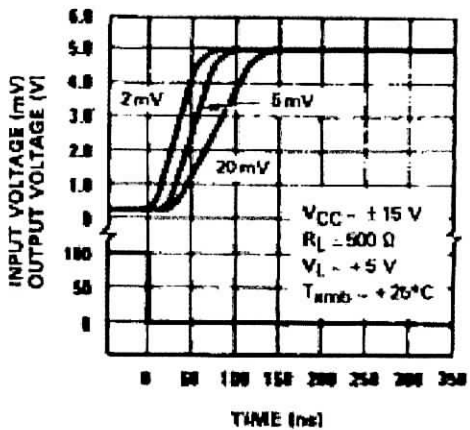
RESPONSE TIME FOR VARIOUS INPUT OVERDRIVES



RESPONSE TIME FOR VARIOUS INPUT OVERDRIVES

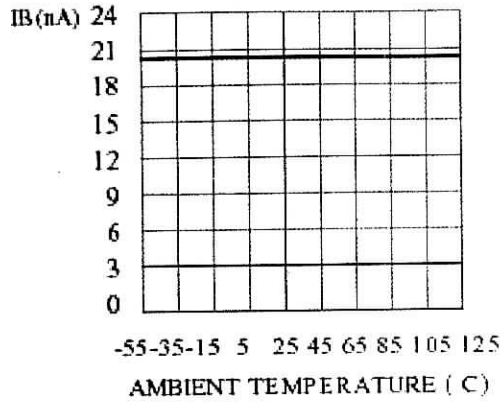


RESPONSE TIME FOR VARIOUS INPUT OVERDRIVES



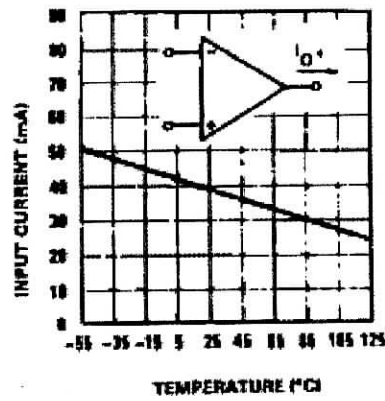
LM124 - LM224 - LM324

INPUT BIAS CURRENT
VERSUS AMBIENT TEMPERATURE



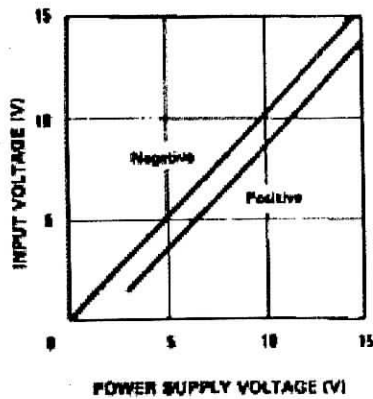
124-01 EP

CURRENT LIMITING (Note 8)



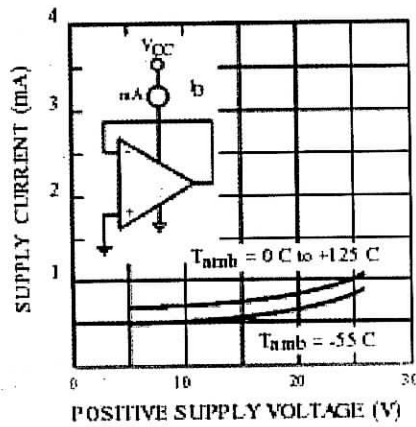
124-02 EP

INPUT VOLTAGE RANGE



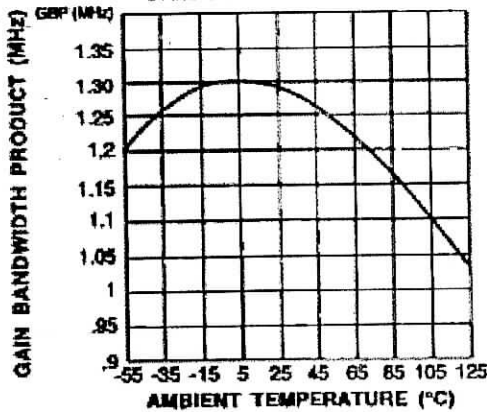
124-03 EP

SUPPLY CURRENT



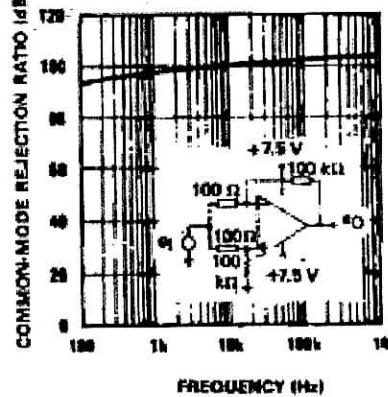
124-04 EP

GAIN BANDWIDTH PRODUCT



124-05 EP

COMMON-MODE REJECTION RATIO



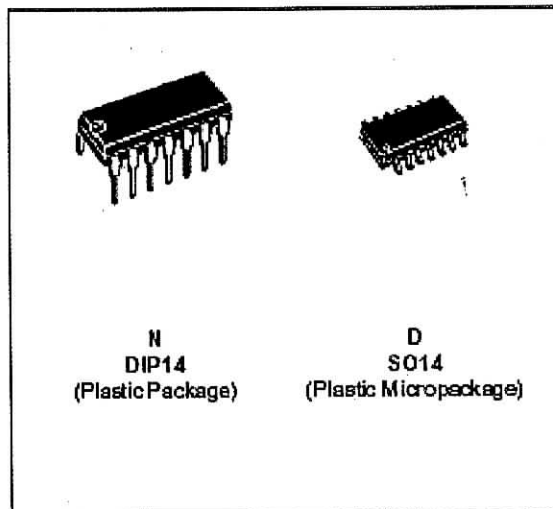
124-06 EP



LM124
LM224 - LM324

LOW POWER QUAD OPERATIONAL AMPLIFIERS

- LARGE VOLTAGE GAIN : 100dB
- VERY LOW SUPPLY CURRENT/AMPLI : 375µA
- LOW INPUT BIAS CURRENT : 20nA
- LOW INPUT OFFSET VOLTAGE : 5mV max.
(for more accurate applications, use the equivalent parts LM124A-LM224A-LM324A which feature 3mV max)
- LOW INPUT OFFSET CURRENT : 2nA
- WIDE POWER SUPPLY RANGE :
SINGLE SUPPLY: +3V TO +30V
DUAL SUPPLIES: ±1.5V TO ±15V



DESCRIPTION

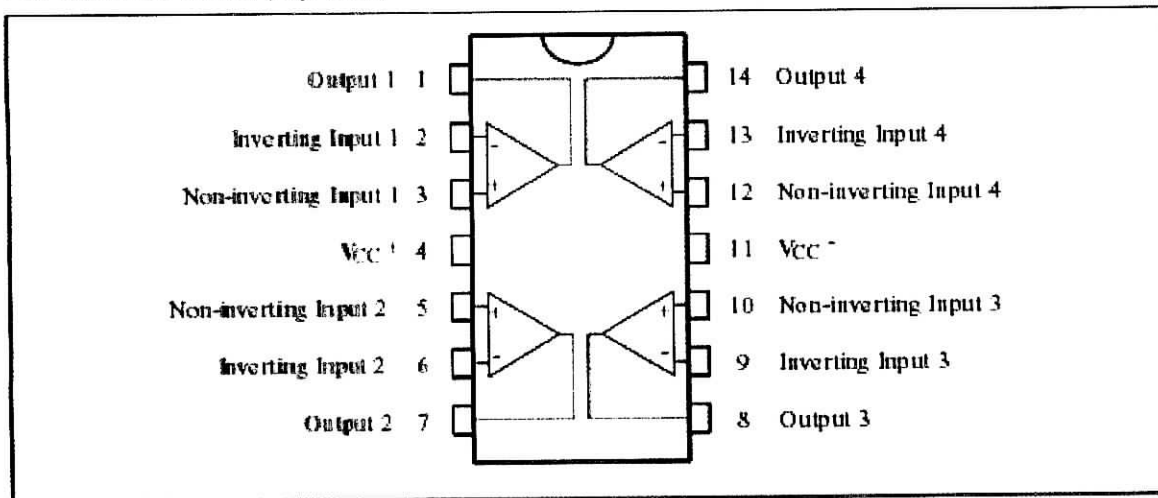
These circuits consist of four independent, high gain, internally frequency compensated operational amplifiers which were designed specifically for automotive and industrial control systems. They operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from split power supplies is also possible and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage.

ORDER CODES

Part Number	Temperature Range	Package	
		N	D
LM124	-55°C, +125°C	•	•
LM224	-40°C, +105°C	•	•
LM324	0°C, +70°C	•	•

Example : LM224N

PIN CONNECTIONS (top view)



LM124 - LM224 - LM324

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

 $V_{CC}^+ = +5V$, $V_{CC}^- = \text{Ground}$, $V_O = 1.4V$, $T_{amb} = +25^\circ C$ (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	LM124 - LM224 - LM324			Unit
		Min.	Typ.	Max.	
V_{io}	Input Offset Voltage (note 3) $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$ LM324 LM324		2	5 7 7 9	mV
I_{io}	Input Offset Current $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		2	30 100	nA
I_b	Input Bias Current (note 2) $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		20	150 300	nA
A_{vd}	Large Signal Voltage Gain ($V_{CC}^+ = +15V$, $R_L = 2k\Omega$, $V_O = 1.4V$ to $11.4V$) $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	50 25	100		V/mV
SVR	Supply Voltage Rejection Ratio ($R_S \leq 10k\Omega$) ($V_{CC}^+ = 5V$ to $30V$) $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	65 65	110		dB
I_{CC}	Supply Current, all Amp, no load $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$ $V_{CC} = +5V$ $V_{CC} = +30V$ $V_{CC} = +5V$ $V_{CC} = +30V$		0.7 1.5 0.8 1.5	1.2 3 1.2 3	mA
V_{icm}	Input Common Mode Voltage Range ($V_{CC} = +30V$) - (note 4) $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	0 0		$V_{CC} - 1.5$ $V_{CC} - 2$	V
CMR	Common-mode Rejection Ratio ($R_S \leq 10k\Omega$) $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	70 60	80		dB
I_{source}	Output Current Source ($V_{id} = +1V$) $V_{CC} = +15V$, $V_O = +2V$	20	40	70	mA
I_{sink}	Output Sink Current ($V_{id} = -1V$) $V_{CC} = +15V$, $V_O = +2V$ $V_{CC} = +15V$, $V_O = +0.2V$	10 12	20 50		mA μA

124-03 TBL

LM124 - LM224 - LM324

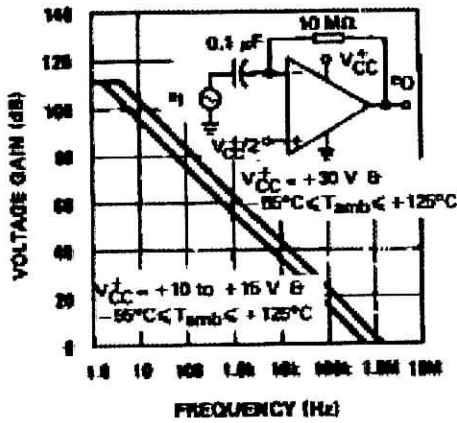
ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

Symbol	Parameter	LM124 - LM224 - LM324			Unit
		Min.	Typ.	Max.	
V_{OH}	High Level Output Voltage ($V_{CC} = +30V$) $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $R_L = 2k\Omega$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$ $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $R_L = 10k\Omega$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$ ($V_{CC} = +5V, R_L = 2k\Omega$) $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$	26 26 27 27	27 28		V
V_{OL}	Low Level Output Voltage ($R_L = 10k\Omega$) $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$		5	20 20	mV
SR	Slew Rate $V_{CC} = 15V, V_I = 0.5$ to $3V, R_L = 2k\Omega, C_L = 100pF$, $T_{amb} = +25^{\circ}C$, unity gain)		0.4		V/ μs
GBP	Gain Bandwidth Product $V_{CC} = 30V, f = 100kHz, T_{amb} = +25^{\circ}C, V_{in} = 10mV$ $R_L = 2k\Omega, C_L = 100pF$		1.3		MHz
THD	Total Harmonic Distortion $f = 1kHz, A_V = 20dB, R_L = 2k\Omega, V_O = 2V_{pp}$ $C_L = 100pF, T_{amb} = +25^{\circ}C, V_{CC} = 30V$		0.015		%
e_n	Equivalent Input Noise Voltage $f = 1kHz, R_s = 100\Omega, V_{CC} = 30V$		40		$\frac{nV}{\sqrt{Hz}}$
DV_{IO}	Input Offset Voltage Drift		7	30	$\mu V/^{\circ}C$
DI_{IO}	Input Offset Current Drift		10	200	$pA/^{\circ}C$
$V_{O1/V_{O2}}$	Channel Separation (note 5) $1kHz \leq f \leq 20kHz$		120		dB

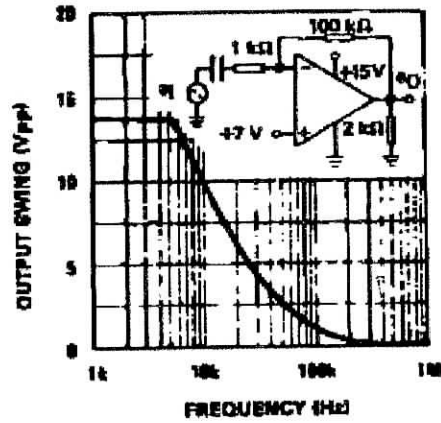
- Notes :
- Short-circuits from the output to V_{CC} can cause excessive heating if $V_{CC} > 15V$. The maximum output current is approximately 40mA independent of the magnitude of V_{CC} . Destructive dissipation can result from simultaneous short-circuit on all amplifiers.
 - The direction of the input current is out of the IC. This current is essentially constant, independent of the state of the output so no loading change exists on the input lines.
 - $V_s = 1.4V, R_s = 0\Omega, 5V < V_{CC} < 30V, 0 < V_{ic} < V_{CC} - 1.5V$
 - The input common-mode voltage of either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3V. The upper end of the common-mode voltage range is $V_{CC} - 1.5V$, but either or both inputs can go to +32V without damage.
 - Due to the proximity of external components insure that coupling is not originating via stray capacitance between these external parts. This typically can be detected as this type of capacitance increases at higher frequencies.
 - This input current only exists when the voltage at any of the input leads is driven negative. It is due to the collector-base junction of the input PNP transistor becoming forward biased and thereby acting as input diodes clamps. In addition to this diode action, there is also NPN parasitic action on the IC chip. this transistor action can cause the output voltages of the Op-amps to go to the V_{CC} voltage level (or to ground for a large overdrive) for the time duration than an input is driven negative. This is not destructive and normal output will set up again for input voltage higher than -0.3V.

LM124 - LM224 - LM324

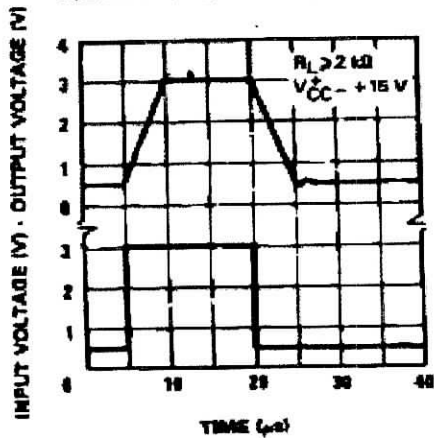
OPEN LOOP FREQUENCY RESPONSE



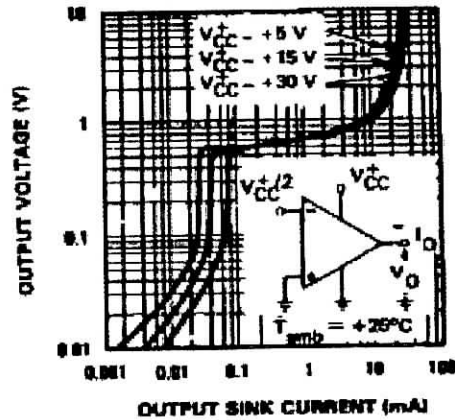
LARGE SIGNAL FREQUENCY RESPONSE



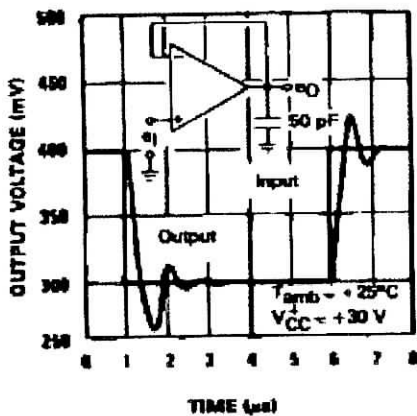
VOLTAGE FOLLOWER PULSE RESPONSE



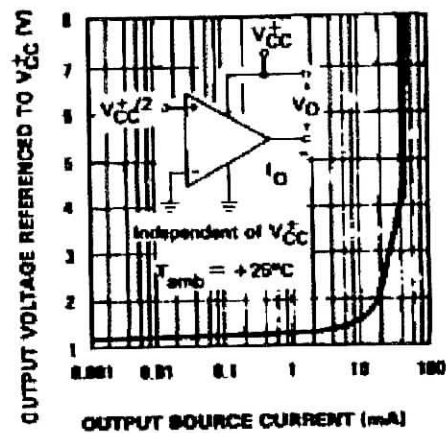
OUTPUT CHARACTERISTICS (CURRENT SINKING)



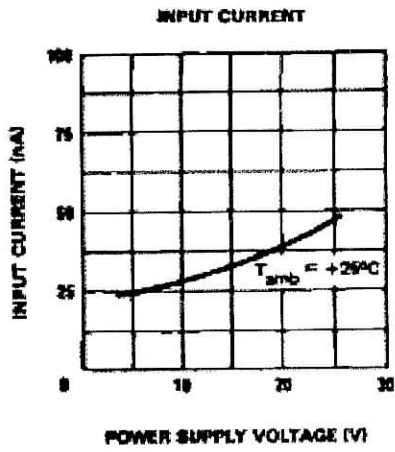
VOLTAGE FOLLOWER PULSE RESPONSE (SMALL SIGNAL)



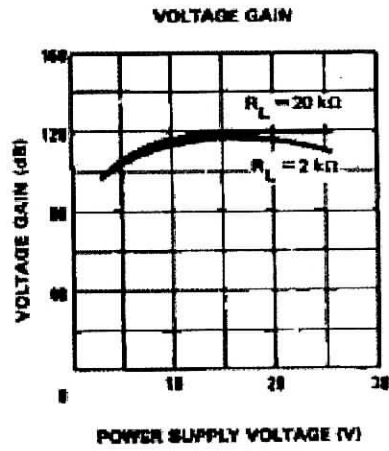
OUTPUT CHARACTERISTICS (CURRENT SOURCING)



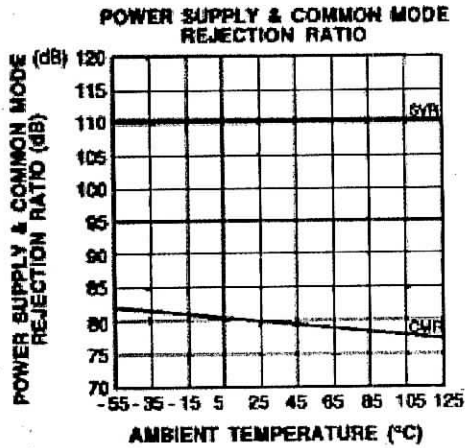
LM124 - LM224 - LM324



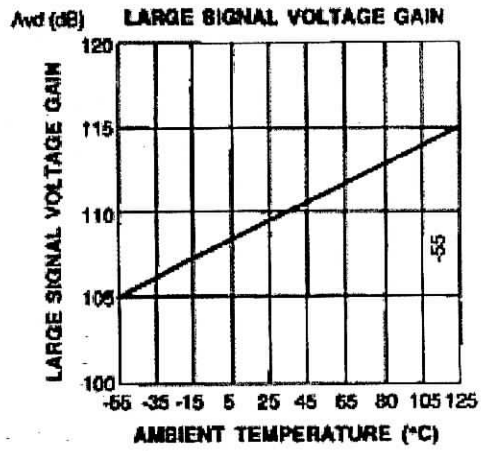
04-115P5



124-115P5

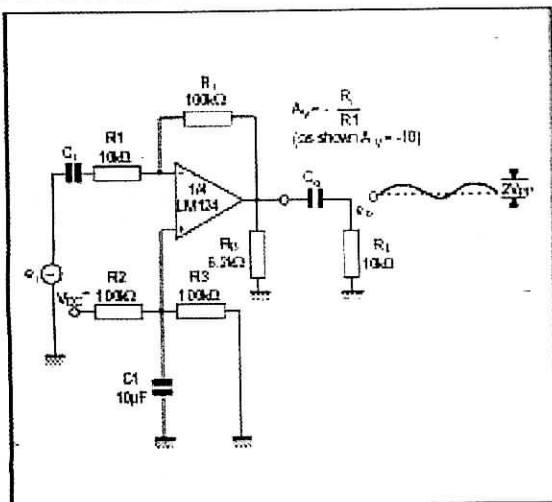


124-115P5



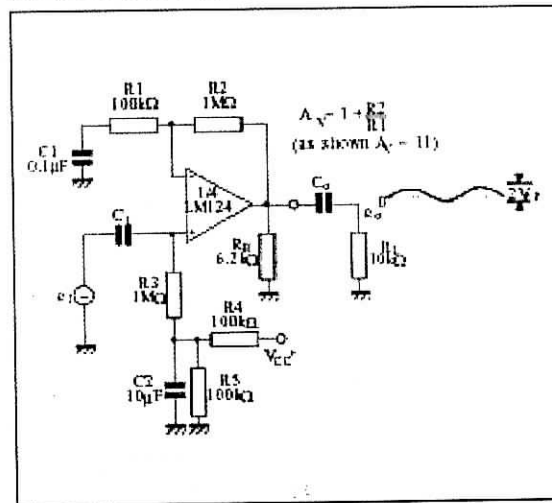
124-115P5

TYPICAL SINGLE - SUPPLY APPLICATIONS
AC COUPLED INVERTING AMPLIFIER



04-115P5

AC COUPLED NON-INVERTING AMPLIFIER



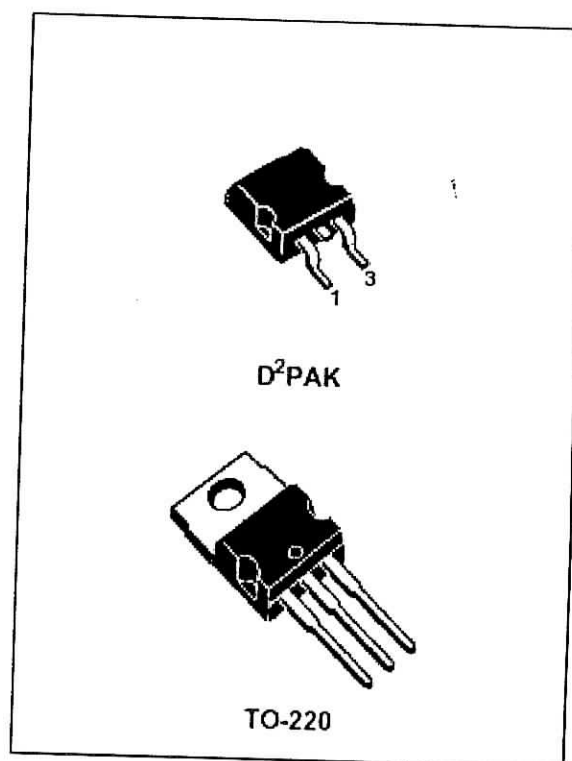
124-115P5

2% NEGATIVE VOLTAGE REGULATORS

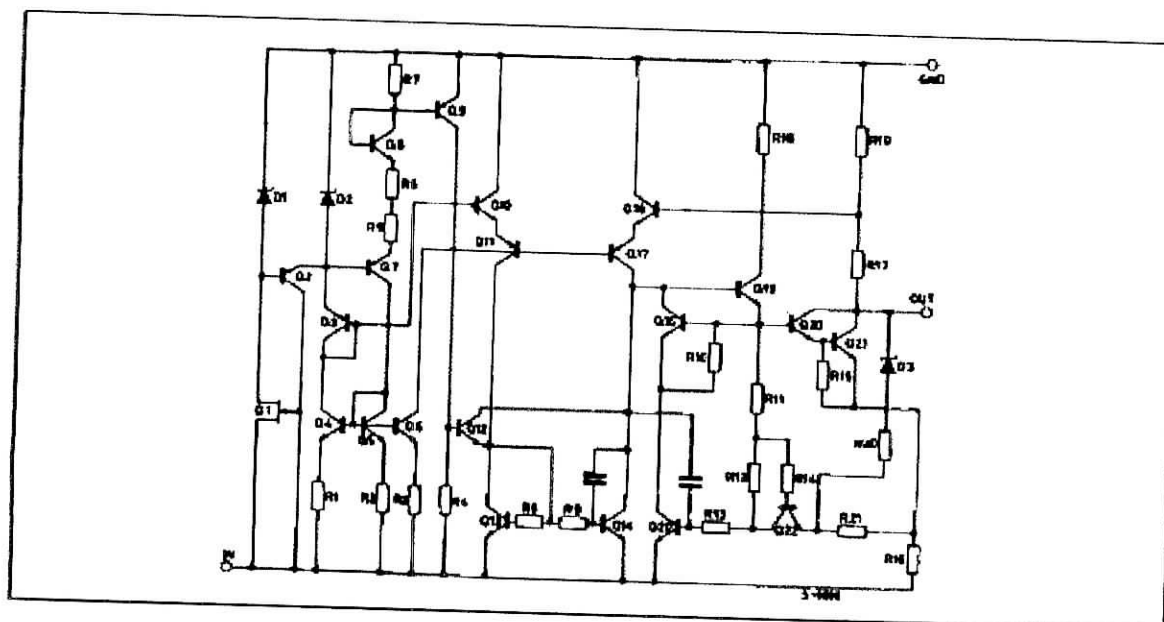
- OUTPUT CURRENT UP TO 1.5 A
- OUTPUT VOLTAGES OF -5; -5.2; -6; -8; -12; -15; -18; -20; -22; -24V
- THERMAL OVERLOAD PROTECTION
- SHORT CIRCUIT PROTECTION
- OUTPUT TRANSITION SOA PROTECTION

DESCRIPTION

The L7900AC series of three-terminal negative regulators is available in TO-220 and D²PAK packages and several fixed output voltages. These regulators can provide local on-card regulation, eliminating the distribution problems associated with single point regulation; furthermore, having the same voltage option as the L7800A positive standard series, they are particularly suited for split power supplies. In addition, the -5.2V is also available for ECL system. If adequate heat sinking is provided, they can deliver over 1.5A output current. Although designed primarily as fixed voltage regulators, these devices can be used with external components to obtain adjustable voltages and currents.



SCHEMATIC DIAGRAM



L7900AC

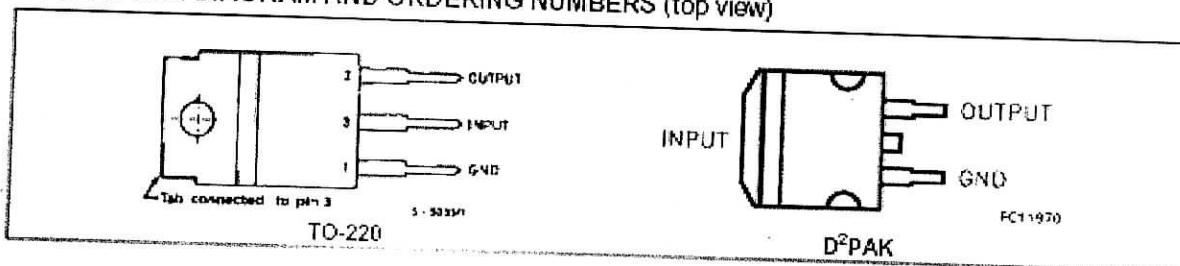
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_i	DC Input Voltage (for $V_o = -5$ to $-18V$) (for $V_o = -20, -24V$)	-35 -40	V
I_o	Output Current	Internally limited	
P_{tot}	Power Dissipation	Internally limited	
T_{op}	Operating Junction Temperature Range	0 to 125	$^{\circ}C$
T_{stg}	Storage Temperature Range	- 65 to 150	$^{\circ}C$

THERMAL DATA

Symbol	Parameter	D ² PAK	TO-220	Unit
$R_{thj-case}$	Thermal Resistance Junction-case	Max	3	$^{\circ}C/W$
$R_{thj-amb}$	Thermal Resistance Junction-ambient	Max	62.5	$^{\circ}C/W$

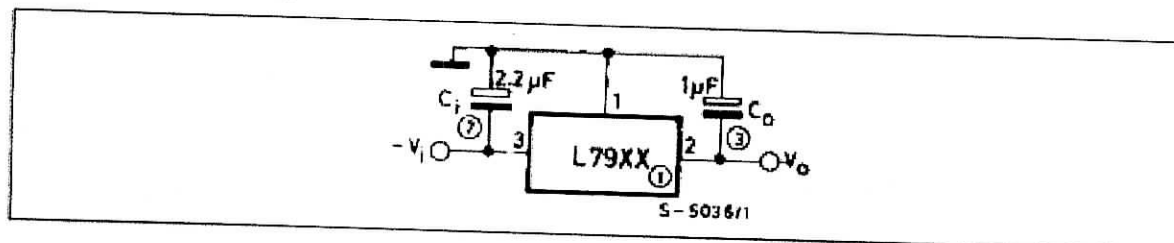
CONNECTION DIAGRAM AND ORDERING NUMBERS (top view)



Type	TO-220	D ² PAK (*)	Output Voltage
L7905AC	L7905ACV	L7905ACD2T	-5V
L7952AC	L7952ACV	L7952ACD2T	-5.2V
L7906AC	L7906ACV	L7906ACD2T	-6V
L7908AC	L7908ACV	L7908ACD2T	-8V
L7912AC	L7912ACV	L7912ACD2T	-12V
L7915AC	L7915ACV	L7915ACD2T	-15V
L7918AC	L7918ACV	L7918ACD2T	-18V
L7920AC	L7920ACV	L7920ACD2T	-20V
L7922AC	L7922ACV	L7922ACD2T	-22V
L7924AC	L7924ACV	L7924ACD2T	-24V

(*) AVAILABLE IN TAPE AND REEL WITH '-TR' SUFFIX

APPLICATION CIRCUIT



L7900AC

ELECTRICAL CHARACTERISTICS FOR L7912A (refer to the test circuits, $T_j = 0$ to 125 °C, $V_i = -19$ V, $I_o = 500$ mA, $C_i = 2.2$ μ F, $C_o = 1$ μ F unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V_o	Output Voltage	$T_j = 25$ °C	-11.75	-12	-12.75	V
V_o	Output Voltage	$I_o = -5$ mA to -1 A $P_o \leq 15$ W $V_i = -15.5$ to -27 V	-11.5	-12	-12.5	V
ΔV_o^*	Line Regulation	$V_i = -14.5$ to -30 V $T_j = 25$ °C $V_i = -16$ to -22 V $T_j = 25$ °C			240 120	mV mV
ΔV_o^*	Load Regulation	$I_o = 5$ to 1500 mA $T_j = 25$ °C $I_o = 250$ to 750 mA $T_j = 25$ °C			240 120	mV mV
I_d	Quiescent Current	$T_j = 25$ °C			3	mA
ΔI_d	Quiescent Current Change	$I_o = 5$ to 1000 mA			0.5	mA
ΔI_d	Quiescent Current Change	$V_i = -15$ to -25 V			1	mA
$\frac{\Delta V_o}{\Delta T}$	Output Voltage Drift	$I_o = 5$ mA		-0.8		mV/°C
e_n	Output Noise Voltage	$B = 10$ Hz to 100 kHz $T_j = 25$ °C		200		μ V
SVR	Supply Voltage Rejection	$\Delta V_i = 10$ V $f = 120$ Hz	54	60		dB
V_{d1}	Dropout Voltage	$I_o = 1$ A $T_j = 25$ °C $\Delta V_o = 100$ mV		1.1		V
I_{sc}	Short Circuit Current			1.5		A
I_{scp}	Short Circuit Peak Current	$T_j = 25$ °C		2.5		A

ELECTRICAL CHARACTERISTICS FOR L7915A (refer to the test circuits, $T_j = 0$ to 125 °C, $V_i = -23$ V, $I_o = 500$ mA, $C_i = 2.2$ μ F, $C_o = 1$ μ F unless otherwise specified)

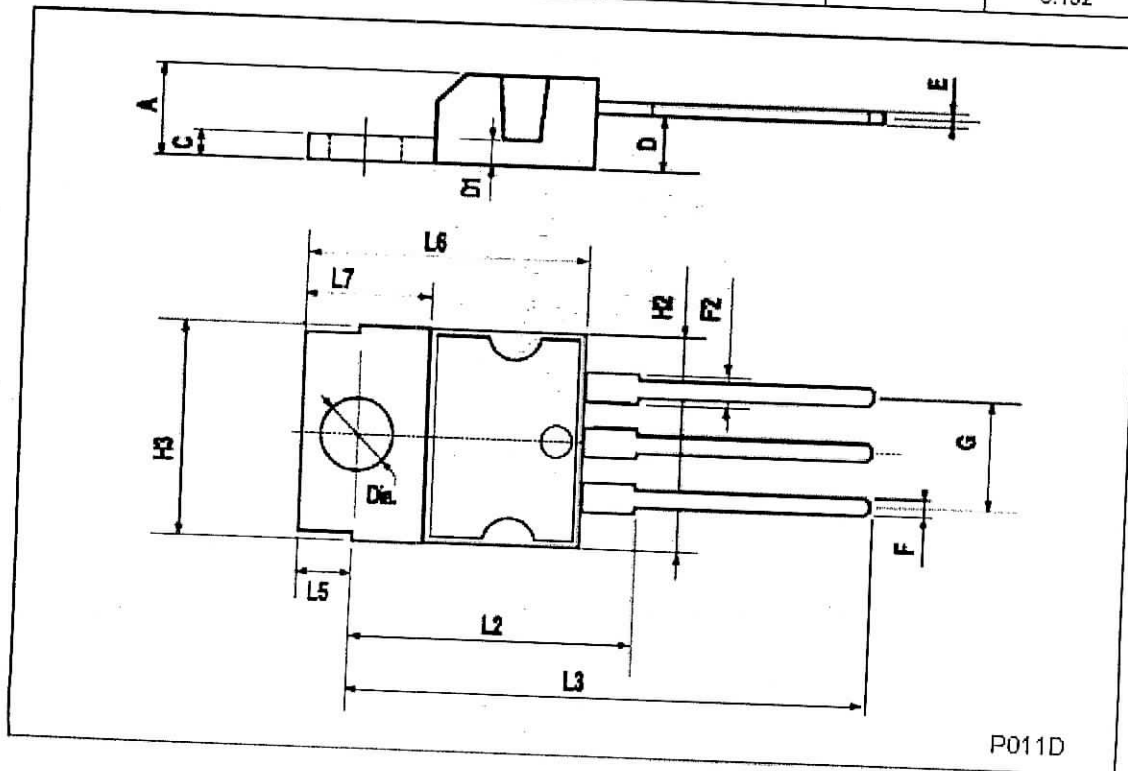
Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V_o	Output Voltage	$T_j = 25$ °C	-14.7	-15	-15.3	V
V_o	Output Voltage	$I_o = -5$ mA to -1 A $P_o \leq 15$ W $V_i = -18.5$ to -30 V	-14.4	-15	-15.6	V
ΔV_o^*	Line Regulation	$V_i = -17.5$ to -30 V $T_j = 25$ °C $V_i = -20$ to -26 V $T_j = 25$ °C			300 150	mV mV
ΔV_o^*	Load Regulation	$I_o = 5$ to 1500 mA $T_j = 25$ °C $I_o = 250$ to 750 mA $T_j = 25$ °C			300 150	mV mV
I_d	Quiescent Current	$T_j = 25$ °C			3	mA
ΔI_d	Quiescent Current Change	$I_o = 5$ to 1000 mA			0.5	mA
ΔI_d	Quiescent Current Change	$V_i = -18.5$ to -30 V			1	mA
$\frac{\Delta V_o}{\Delta T}$	Output Voltage Drift	$I_o = 5$ mA		-0.9		mV/°C
e_n	Output Noise Voltage	$B = 10$ Hz to 100 kHz $T_j = 25$ °C		250		μ V
SVR	Supply Voltage Rejection	$\Delta V_i = 10$ V $f = 120$ Hz	54	60		dB
V_{d1}	Dropout Voltage	$I_o = 1$ A $T_j = 25$ °C $\Delta V_o = 100$ mV		1.1		V
I_{sc}	Short Circuit Current			1.3		A
I_{scp}	Short Circuit Peak Current	$T_j = 25$ °C		2.3		A

* Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in V_o due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty cycle is used.

L7900AC

TO-220 MECHANICAL DATA

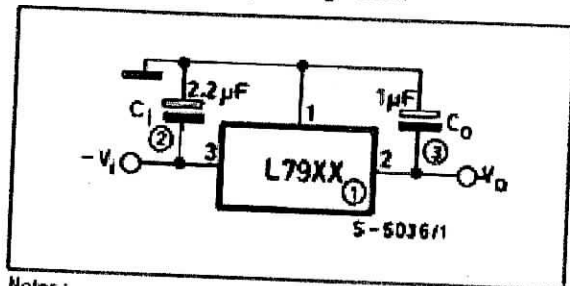
DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A			4.8			0.189
C			1.37			0.054
D	2.4		2.8	0.094		0.110
D1	1.2		1.35	0.047		0.053
E	0.35		0.55	0.014		0.022
F	0.61		0.94	0.024		0.037
F2	1.15		1.4	0.045		0.055
G	4.95	5.08	5.21	0.195	0.200	0.205
H2			10.4			0.409
H3	10.05		10.4	0.396		0.409
L2		16.2			0.638	
L3	26.3	26.7	27.1	1.035	1.051	1.067
L5	2.6		3	0.102		0.118
L6	15.1		15.8	0.594		0.622
L7	6		6.6	0.236		0.260
Di.	3.65		3.85	0.144		0.152



L7900AC

APPLICATION INFORMATION

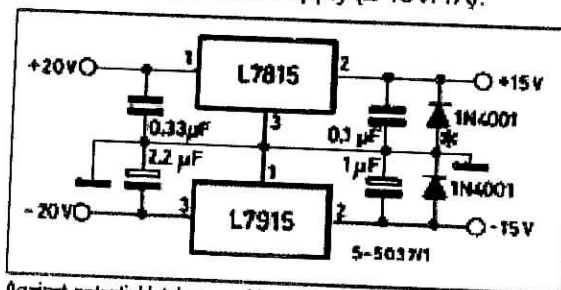
Figure 1 : Fixed Output Regulator.



Notes:

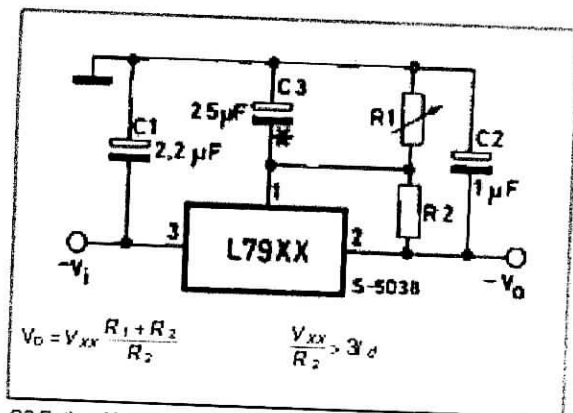
1. To specify an output voltage, substitute voltage value for "XX".
2. Required for stability. For value given, capacitor must be solid tantalum. If aluminium electrolytics are used, at least ten times value should be selected. C1 is required if regulator is located an appreciable distance from power supply filter.
3. To improve transient response. If large capacitors are used, a high current diode from input to output (1N4001 or similar) should be introduced to protect the device from momentary input short circuit.

Figure 2 : Split Power Supply ($\pm 15V/1A$).



Against potential latch-up problems.

Figure 3 : Circuit for Increasing Output Voltage.



C3 Optional for improved transient response and ripple rejection.

Figure 4 : High Current Negative Regulator ($-5V/4A$ with 5A current limiting).

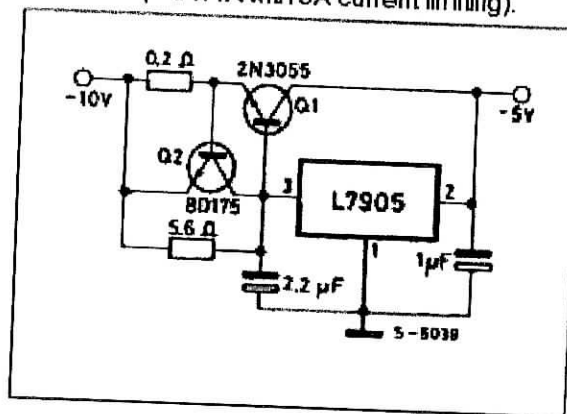
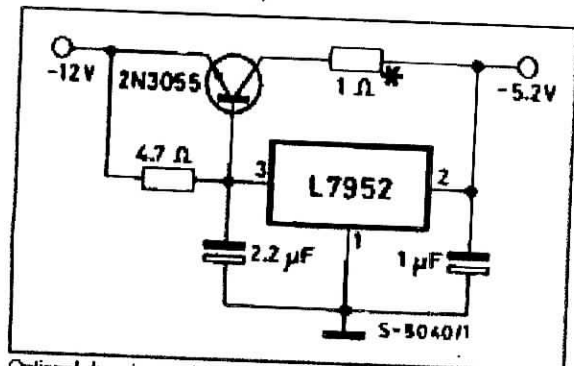


Figure 5 : Typical ECL System Power Supply ($-5.2V/4A$).



Optional dropping resistor to reduce the power dissipated in the boost transistor.

L7800

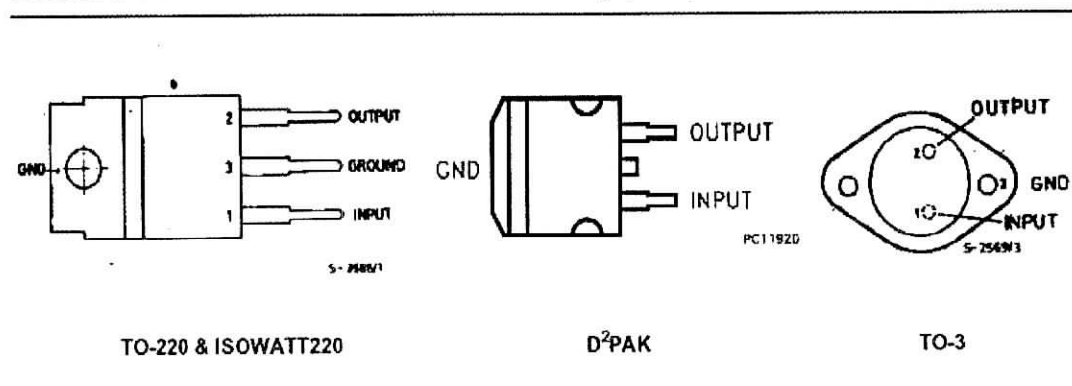
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_i	DC Input Voltage (for $V_O = 5$ to 18V) (for $V_O = 20, 24V$)	35 40	V V
I_o	Output Current	Internally limited	
P_{tot}	Power Dissipation	Internally limited	
T_{op}	Operating Junction Temperature Range (for L7800) (for L7800C)	- 55 to 125 0 to 150	°C °C
T_{stg}	Storage Temperature Range	- 40 to 150	°C

THERMAL DATA

Symbol	Parameter	D ² PAK	TO-220	ISOWATT220	TO-3	Unit
$R_{thj-case}$	Thermal Resistance Junction-case Max	3	3	4	4	°C/W
$R_{thj-amb}$	Thermal Resistance Junction-ambient Max	62.5	50	60	35	°C/W

CONNECTION DIAGRAM AND ORDERING NUMBERS (top view)



Type	TO-220	D ² PAK (*)	ISOWATT 220	TO-3	Output Voltage
L7805				L7805T	5V
L7805C	L7805CV	L7805CD2T	L7805CP	L7805CT	5V
L7852C	L7852CV	L7852CD2T	L7852CP	L7852CT	5.2V
L7806				L7806T	6V
L7806C	L7806CV	L7806CD2T	L7806CP	L7806CT	6V
L7808				L7808T	8V
L7808C	L7808CV	L7808CD2T	L7808CP	L7808CT	8V
L7885C	L7885CV	L7885CD2T	L7885CP	L7885CT	8.5V
L7809C	L7809CV	L7809CD2T	L7809CP	L7809CT	9V
L7812				L7812T	12V
L7812C	L7812CV	L7812CD2T	L7812CP	L7812CT	12V
L7815				L7815T	15V
L7815C	L7815CV	L7815CD2T	L7815CP	L7815CT	15V
L7818				L7818T	18V
L7818C	L7818CV	L7818CD2T	L7818CP	L7818CT	18V
L7820				L7820T	20V
L7820C	L7820CV	L7820CD2T	L7820CP	L7820CT	20V
L7824				L7824T	24V
L7824C	L7824CV	L7824CD2T	L7824CP	L7824CT	24V

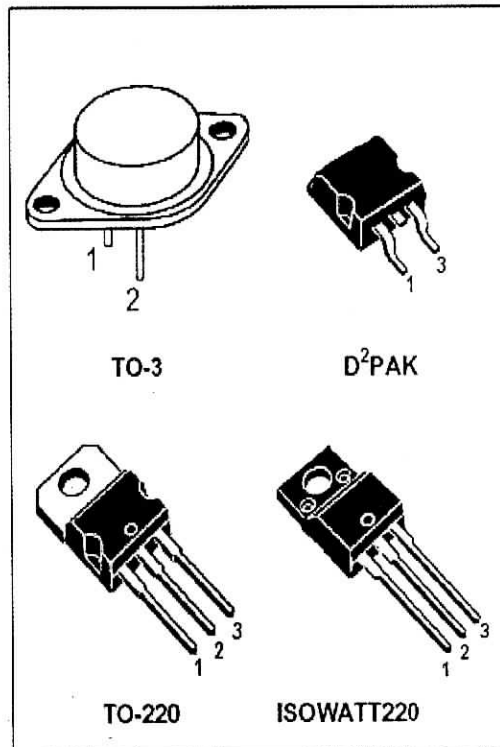
(*) AVAILABLE IN TAPE AND REEL WITH "-TR" SUFFIX

POSITIVE VOLTAGE REGULATORS

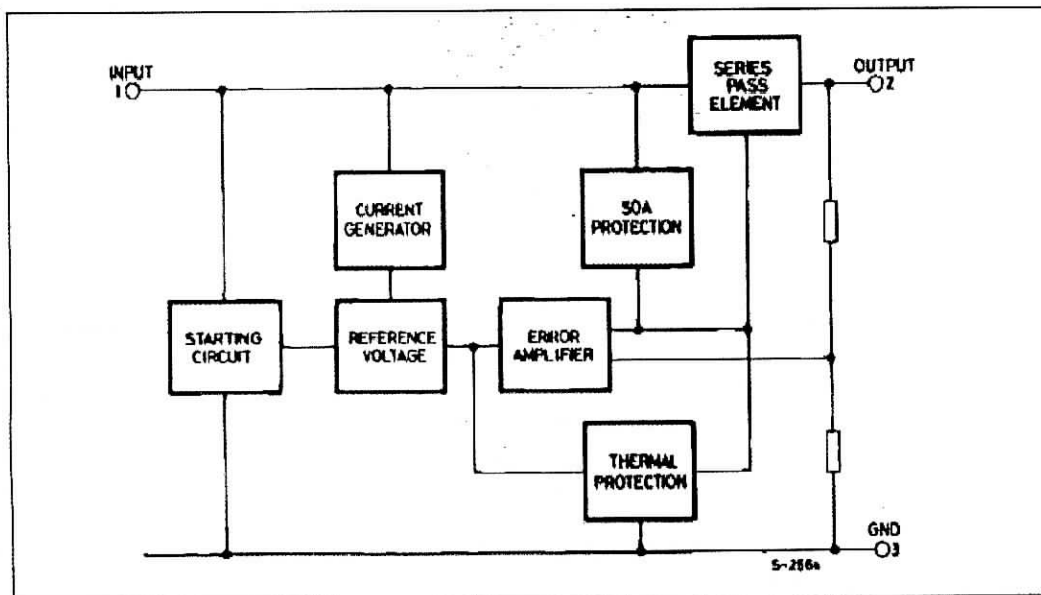
- OUTPUT CURRENT UP TO 1.5 A
- OUTPUT VOLTAGES OF 5; 5.2; 6; 8; 8.5; 9; 12; 15; 18; 24V
- THERMAL OVERLOAD PROTECTION
- SHORT CIRCUIT PROTECTION
- OUTPUT TRANSITION SOA PROTECTION

DESCRIPTION

The L7800 series of three-terminal positive regulators is available in TO-220 ISOWATT220 TO-3 and D²PAK packages and several fixed output voltages, making it useful in a wide range of applications. These regulators can provide local on-card regulation, eliminating the distribution problems associated with single point regulation. Each type employs internal current limiting, thermal shut-down and safe area protection, making it essentially indestructible. If adequate heat sinking is provided, they can deliver over 1A output current. Although designed primarily as fixed voltage regulators, these devices can be used with external components to obtain adjustable voltages and currents.

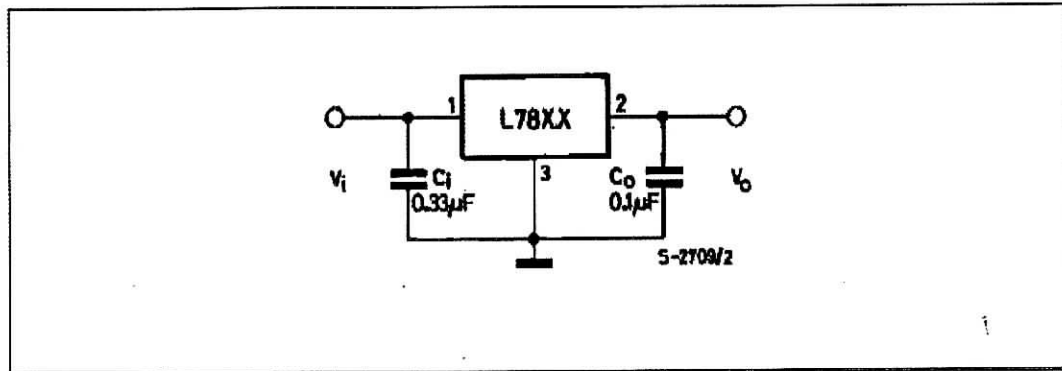


BLOCK DIAGRAM

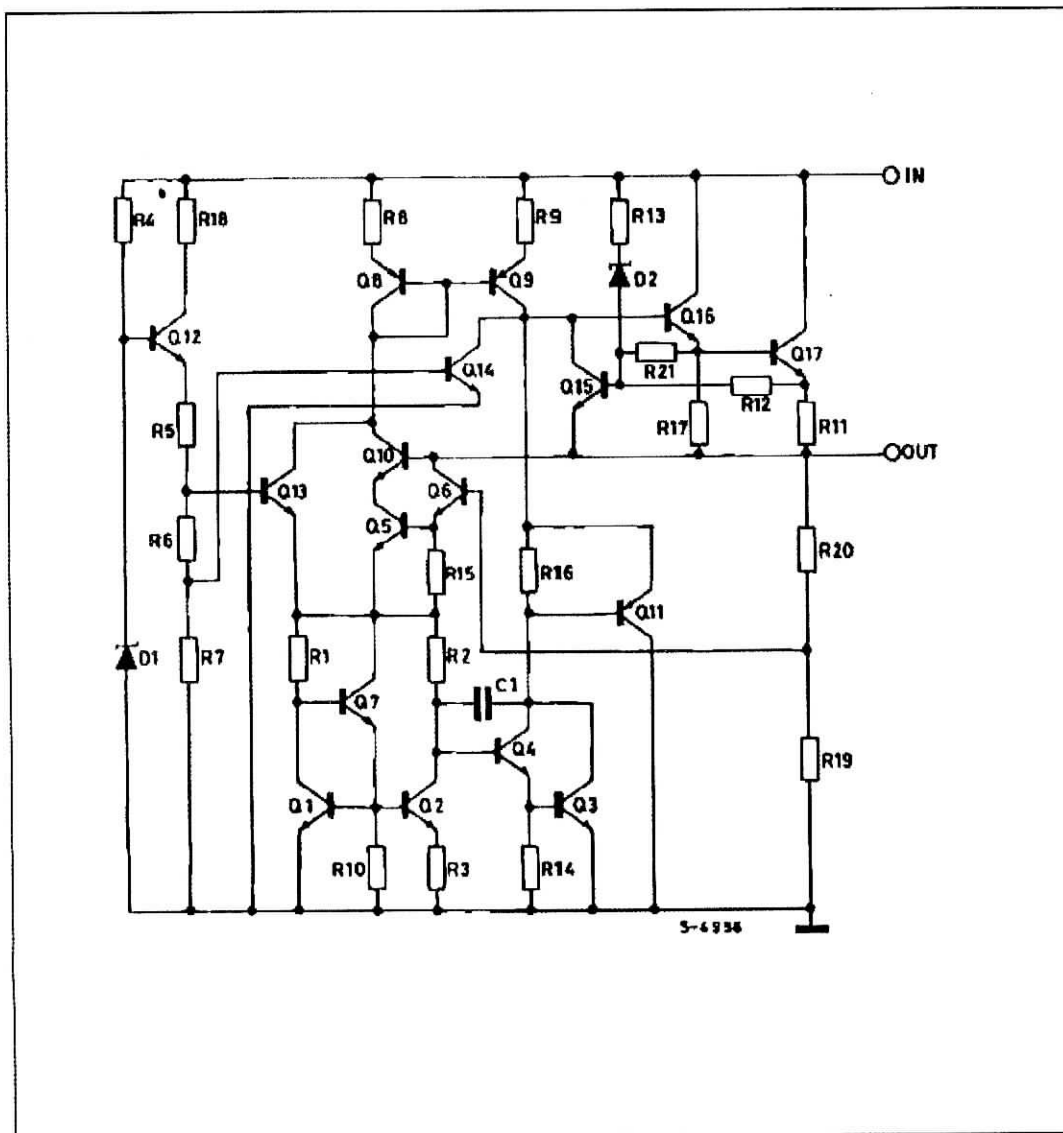


L7800

APPLICATION CIRCUIT



SCHEMATIC DIAGRAM



L7800

TEST CIRCUITS

Figure 1 : DC Parameter

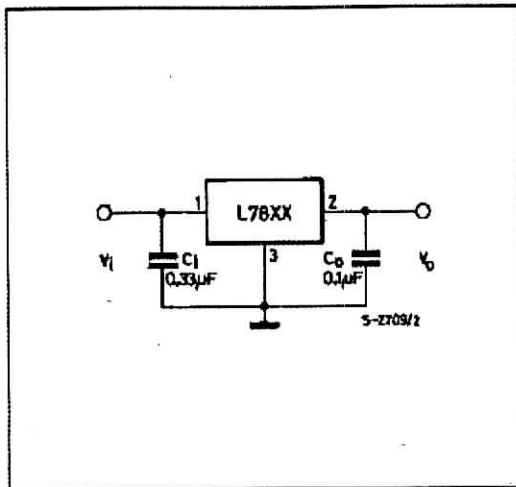


Figure 2 : Load Regulation.

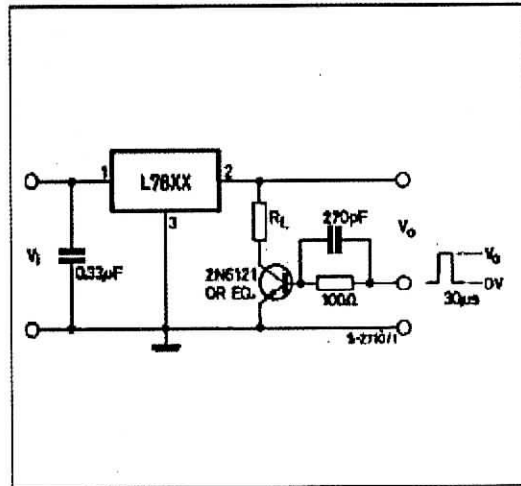
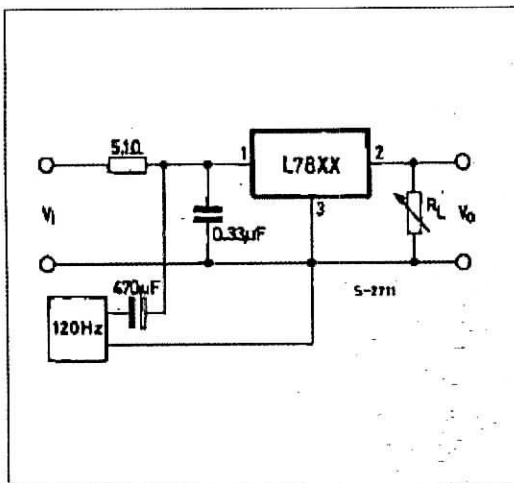


Figure 3 : Ripple Rejection.



ELECTRICAL CHARACTERISTICS FOR L7812 (refer to the test circuits, $T_j = -55$ to 150 °C,
 $V_i = 19V$, $I_o = 500$ mA, $C_1 = 0.33$ μ F, $C_o = 0.1$ μ F unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V_o	Output Voltage	$T_j = 25$ °C	11.5	12	12.5	V
V_o	Output Voltage	$I_o = 5$ mA to 1 A $P_o \leq 15$ W $V_i = 15.5$ to 27 V	11.4	12	12.6	V
ΔV_o^*	Line Regulation	$V_i = 14.5$ to 30 V $T_j = 25$ °C $V_i = 16$ to 22 V $T_j = 25$ °C			120 60	mV mV
ΔV_o^*	Load Regulation	$I_o = 5$ to 1500 mA $T_j = 25$ °C $I_o = 250$ to 750 mA $T_j = 25$ °C			100 60	mV mV
I_d	Quiescent Current	$T_j = 25$ °C			6	mA
ΔI_d	Quiescent Current Change	$I_o = 5$ to 1000 mA			0.5	mA
ΔI_d	Quiescent Current Change	$V_i = 15$ to 30 V			0.8	mA
$\frac{\Delta V_o}{\Delta T}$	Output Voltage Drift	$I_o = 5$ mA		1.5		mV/°C
eN	Output Noise Voltage	$B = 10$ Hz to 100 KHz $T_j = 25$ °C			40	μ V/ V_o
SVR	Supply Voltage Rejection	$V_i = 15$ to 25 V $f = 120$ Hz	61			dB
V_d	Dropout Voltage	$I_o = 1$ A $T_j = 25$ °C		2	2.5	V
R_o	Output Resistance	$f = 1$ KHz		18		m Ω
I_{sc}	Short Circuit Current	$V_i = 35$ V $T_j = 25$ °C		0.75	1.2	A
I_{scp}	Short Circuit Peak Current	$T_j = 25$ °C	1.3	2.2	3.3	A

* Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in V_o due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty cycle is used.

L7800

ELECTRICAL CHARACTERISTICS FOR L7812C (refer to the test circuits, $T_j = 0$ to 125 °C, $V_i = 19$ V, $I_o = 500$ mA, $C_i = 0.33$ μ F, $C_o = 0.1$ μ F unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V_o	Output Voltage	$T_j = 25$ °C	11.5	12	12.5	V
V_o	Output Voltage	$I_o = 5$ mA to 1 A $P_o \leq 15$ W $V_i = 14.5$ to 27 V	11.4	12	12.6	V
ΔV_o^*	Line Regulation	$V_i = 14.5$ to 30 V $T_j = 25$ °C $V_i = 16$ to 22 V $T_j = 25$ °C			240 120	mV mV
ΔV_o^*	Load Regulation	$I_o = 5$ to 1500 mA $T_j = 25$ °C $I_o = 250$ to 750 mA $T_j = 25$ °C			240 120	mV mV
I_d	Quiescent Current	$T_j = 25$ °C			8	mA
ΔI_d	Quiescent Current Change	$I_o = 5$ to 1000 mA			0.5	mA
ΔI_d	Quiescent Current Change	$V_i = 14.5$ to 30 V			1	mA
$\frac{\Delta V_o}{\Delta T}$	Output Voltage Drift	$I_o = 5$ mA		-1		mV/°C
eN	Output Noise Voltage	B = 10Hz to 100KHz $T_j = 25$ °C		75		μ V
SVR	Supply Voltage Rejection	$V_i = 15$ to 25 V $f = 120$ Hz	55			dB
V_d	Dropout Voltage	$I_o = 1$ A $T_j = 25$ °C		2		V
R_o	Output Resistance	$f = 1$ KHz		18		m Ω
I_{sc}	Short Circuit Current	$V_i = 35$ V $T_j = 25$ °C		350		mA
I_{scp}	Short Circuit Peak Current	$T_j = 25$ °C		2.2		A

L7800

Figure 4 : Dropout Voltage vs. Junction Temperature.

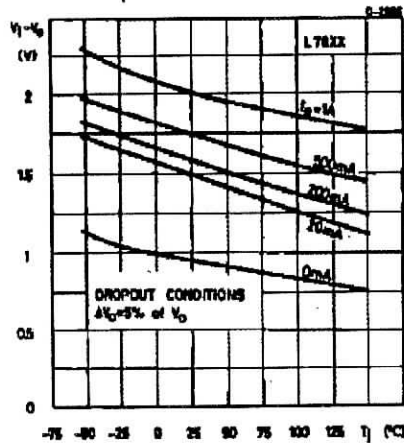


Figure 6 : Supply Voltage Rejection vs. Frequency.

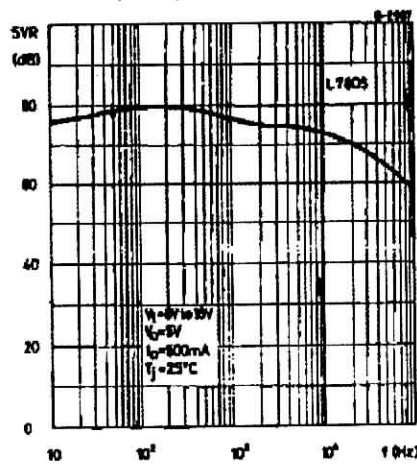


Figure 8 : Output Impedance vs. Frequency.

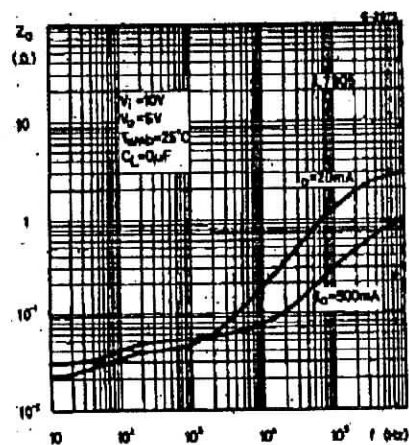


Figure 5 : Peak Output Current vs. Input/output Differential Voltage.

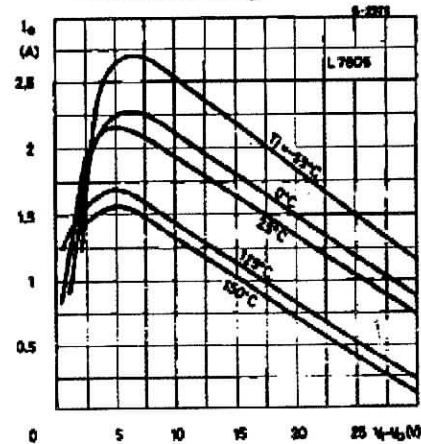


Figure 7 : Output Voltage vs. Junction Temperature.

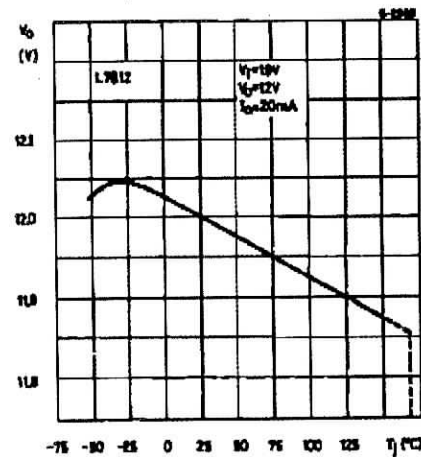
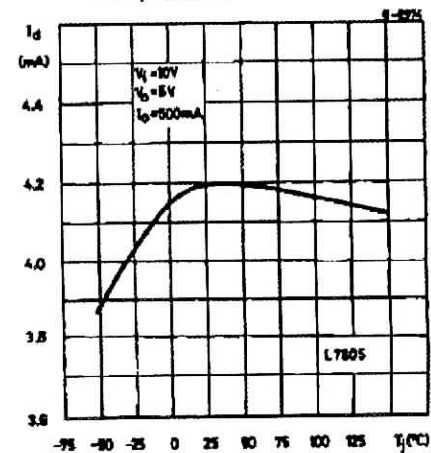


Figure 9 : Quiescent Current vs. Junction Temperature.



L7800

Figure 10 : Load Transient Response.

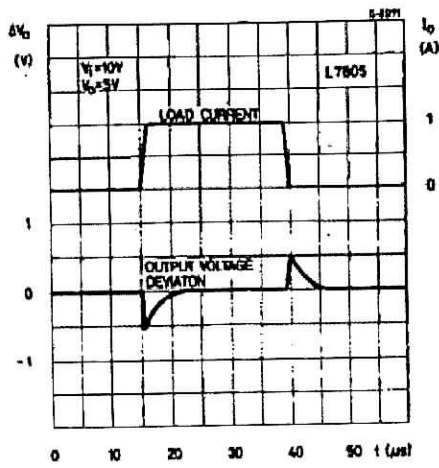


Figure 11 : Line Transient Response.

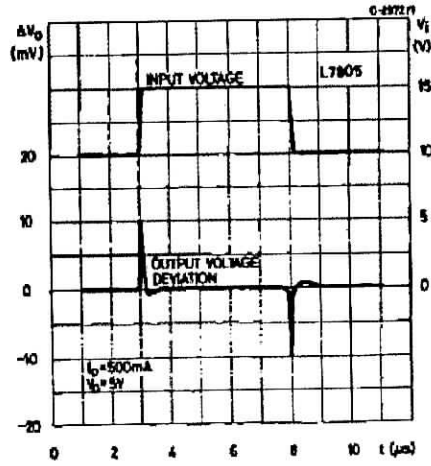


Figure 12 : Quiescent Current vs. Input Voltage.

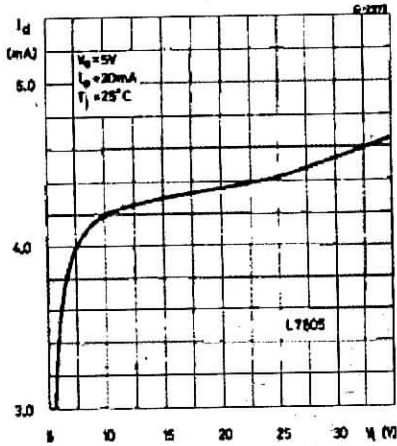
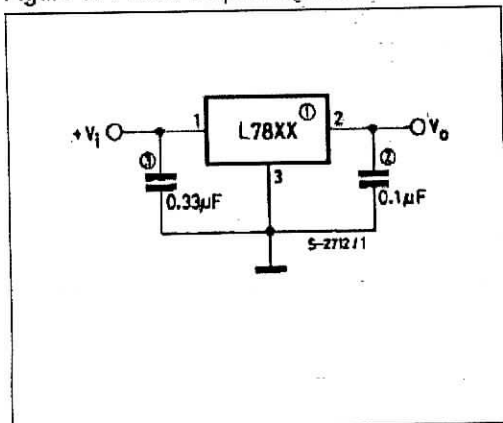


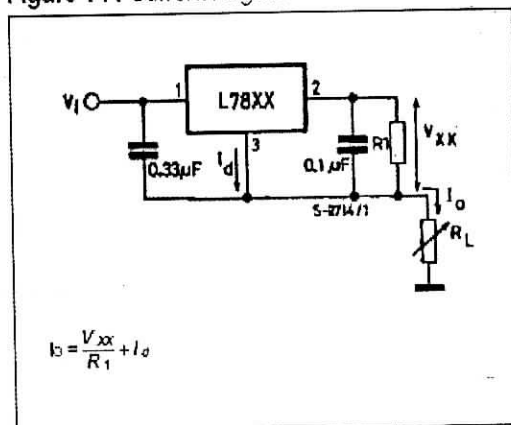
Figure 13 : Fixed Output Regulator.



NOTE:

1. To specify an output voltage, substitute voltage value for "XX".
2. Although no output capacitor is needed for stability, it does improve transient response.
3. Required if regulator is located an appreciable distance from power supply filter.

Figure 14 : Current Regulator.



$$I_o = \frac{V_{xx}}{R_1} + I_d$$

L7800

Figure 15 : Circuit for Increasing Output Voltage.

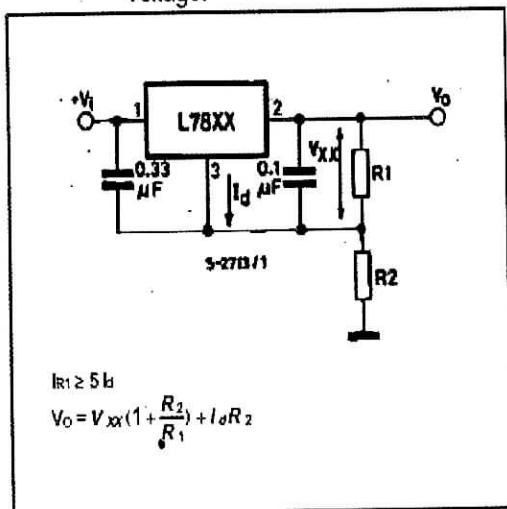


Figure 16 : Adjustable Output Regulator (7 to 30V).

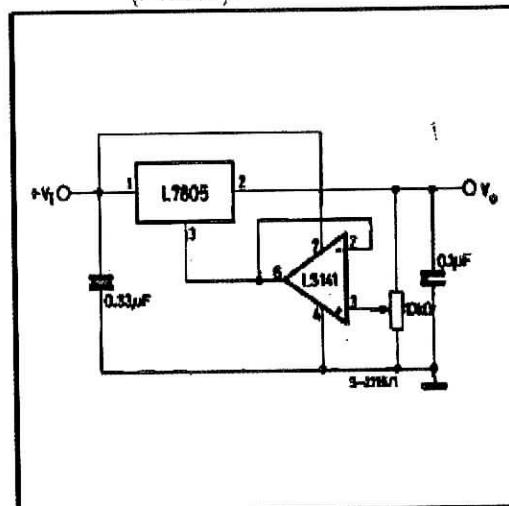


Figure 17 : 0.5 to 10V Regulator.

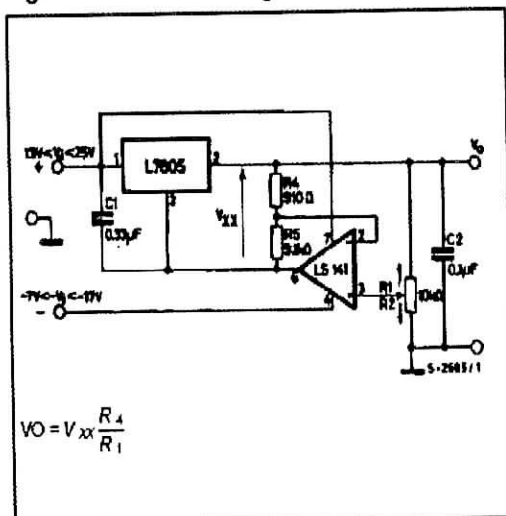
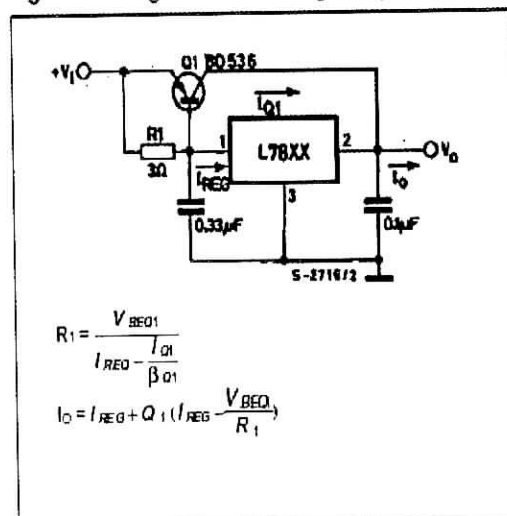


Figure 18 : High Current Voltage Regulator.



L7800

Figure 19 : High Output Current with Short Circuit Protection.

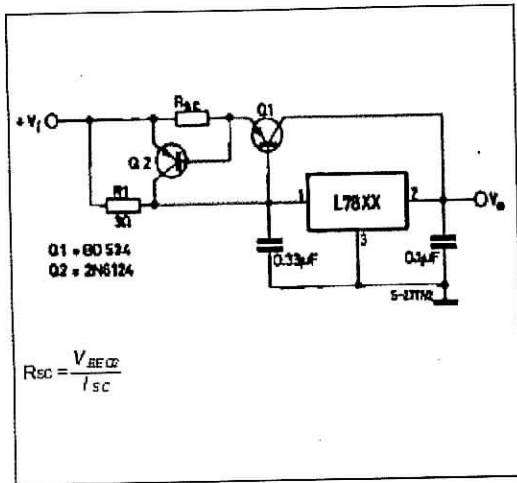


Figure 20 : Tracking Voltage Regulator.

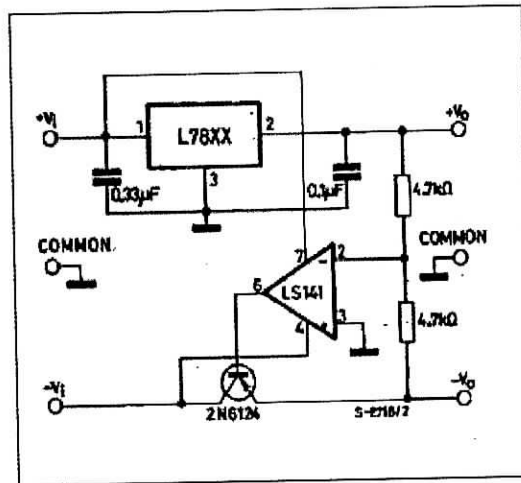
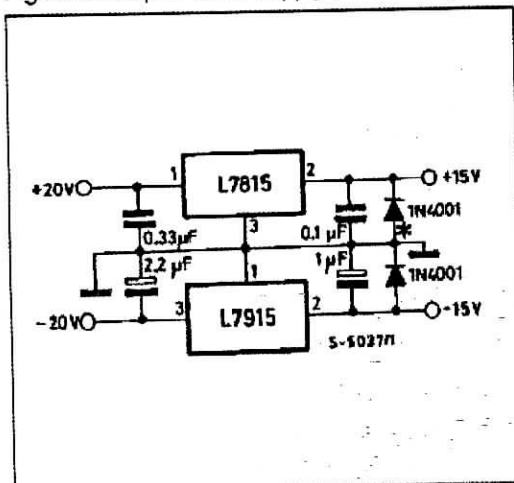


Figure 21 : Split Power Supply (± 15V – 1A).



* Against potential latch-up problems.

Figure 22 : Negative Output Voltage Circuit.

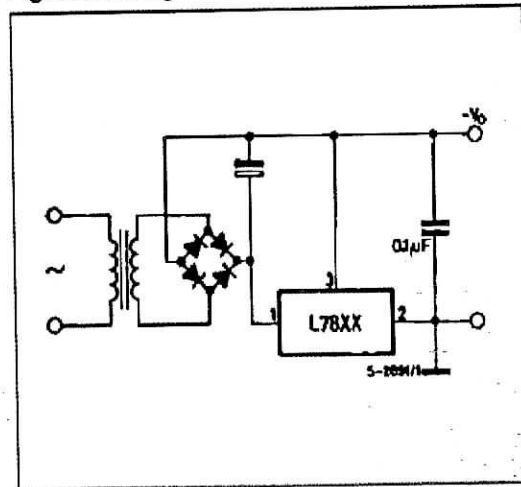


Figure 23 : Switching Regulator.

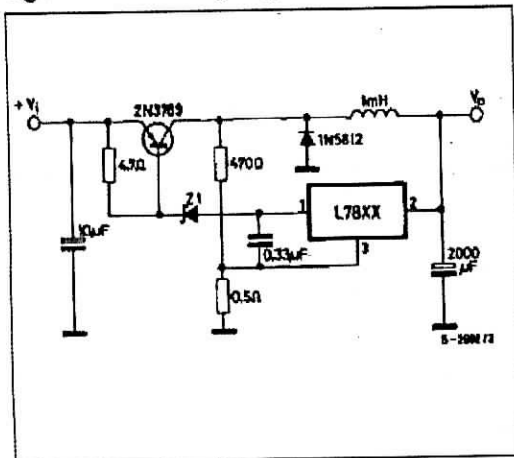
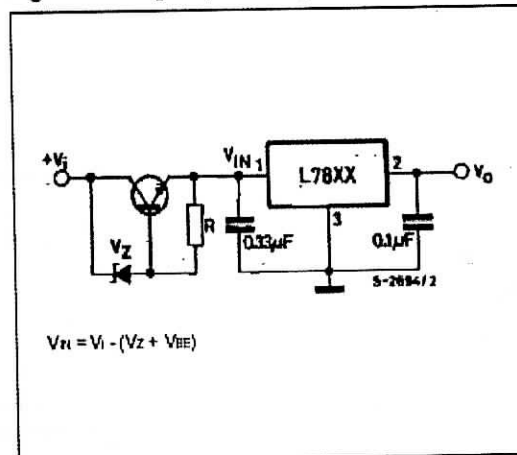
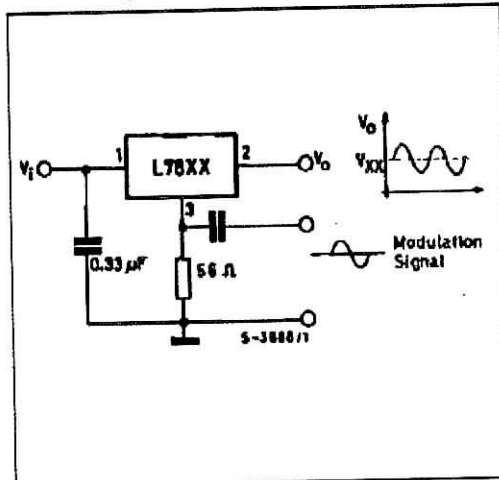


Figure 24 : High Input Voltage Circuit.



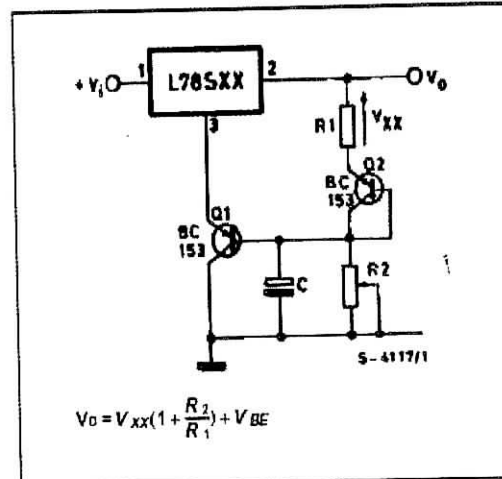
L7800

Figure 30 : Power AM Modulator (unity voltage gain, $I_o < 1A$).



NOTE: The circuit performs well up to 100KHz

Figure 31 : Adjustable Output Voltage with Temperature Compensation.



NOTE: Q2 is connected as a diode in order to compensate the variation of the Q1 VBE with the temperature. C allows a slow rise-time of the Vo.

Figure 32 : Light Controllers ($V_o \text{ min} = V_{xx} + V_{BE}$).

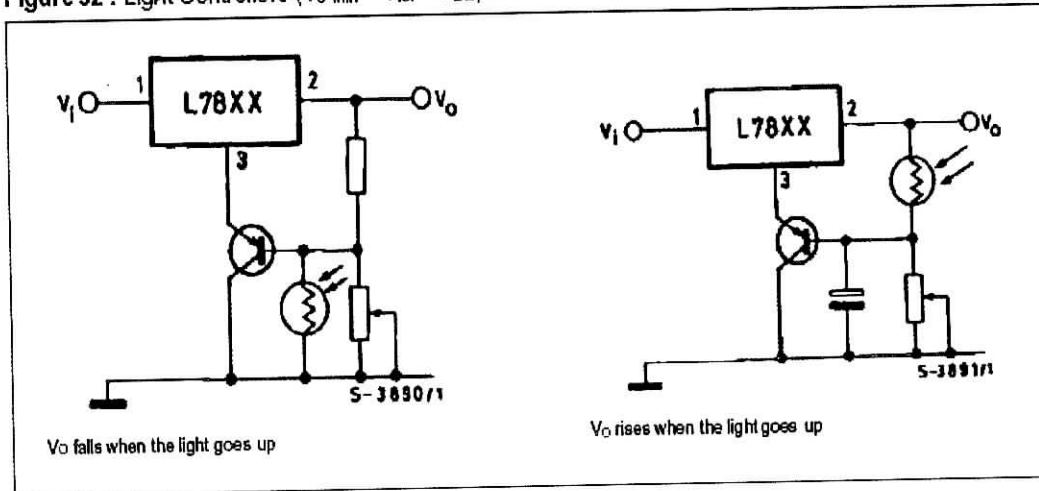
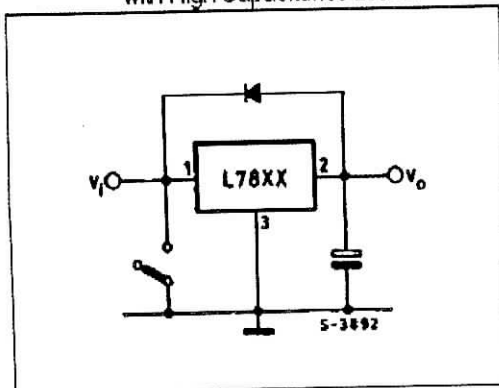
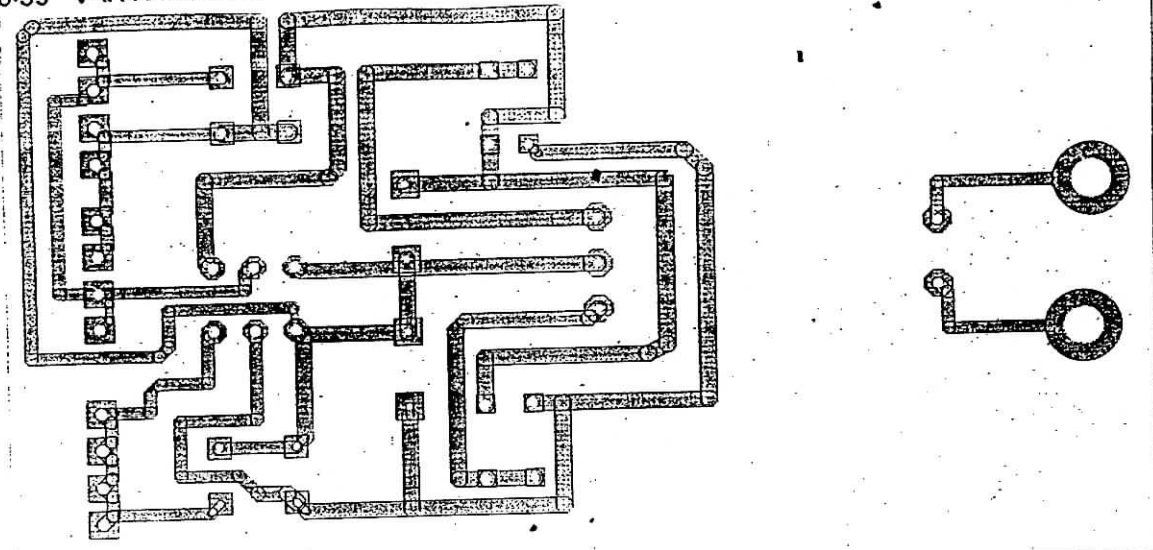


Figure 33 : Protection against Input Short-circuit with High Capacitance Loads.

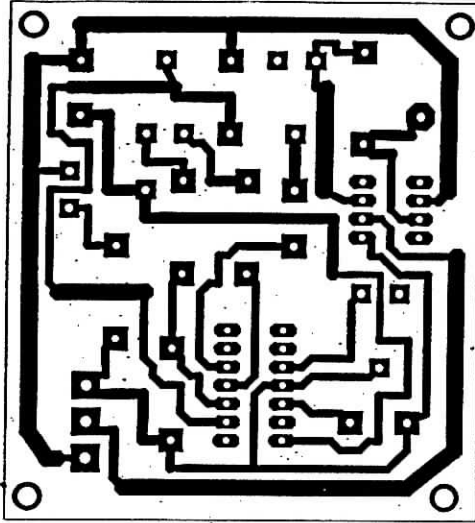


Application with high capacitance loads and an output voltage greater than 6 volts need an external diode (see fig. 33) to protect the device against input short circuit. In this case the input voltage falls rapidly while the output voltage decrease slowly. The capacitance discharges by means of the Base-Emitter junction of the series pass transistor in the regulator. If the energy is sufficiently high, the transistor may be destroyed. The external diode by-passes the current from the IC to ground.

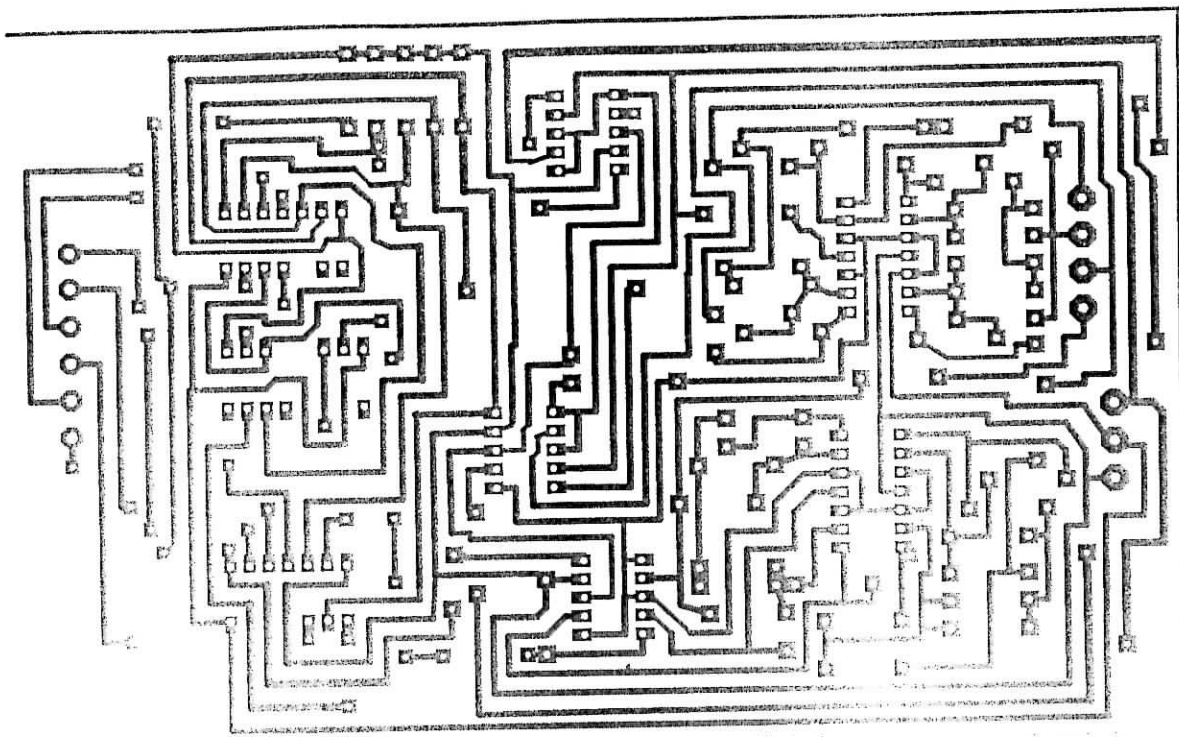


Circuit de l'alimentation stabilisée

Coté composants



- **Circuit imprimé de la carte de la porteuse**



Circuit imprimé de la carte de la commande rapprochée