

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التربية الوطنية  
MINISTERE DE L'EDUCATION NATIONALE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT *Electronique*

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

# PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

*Etude et réalisation  
d'un  
onduleur triphasé.*

Proposé par :

M<sup>r</sup> C. LARBES

Etudié par :

S. ASSAMEUR

A. BELKESSA

Dirigé par

M<sup>r</sup> C. LARBES

PROMOTION

*juillet 1993*

بسم الله الرحمن الرحيم

“قل إن صلاتي ونسكي ومحياي ومماتي

لله رب العالمين لا شريك له ، وبذلك

أمرت وأنا أول المسلمين“

Résumé du projet:

Dans ce projet nous avons réalisé un convertisseur statique, qui transforme l'énergie d'une source de tension continue, en une source de tension alternative, qui sera utilisée dans des travaux pratiques et fera l'objet d'améliorations dans des études futures.

ملخص المشروع:

لقد أنجزنا محولا ساكنا له القدرة على تحويل طاقة من منبع ذو توتر مستمر إلى طاقة ذات توتر متناوب لكي يستعمل في أعمال تطبيقية و يكون محور تطوير في المستقبل.

Abstract:

In this project, a static converter has been realised that transforms energy from a direct voltage to alternative voltage. It will be used in practical work, and will be improve in the future with using a PWM control.

## REMERCIEMENTS

A l'occasion de la soutenance de cette thèse, nous voudrions remercier chaleureusement notre promoteur Mr. C. LARBES pour l'attention qu'il nous a prodigué pour l'élaboration de notre projet .

Tous nos vifs remerciements vont à l'occasion à tout nos enseignants ainsi qu'au personnel de la bibliothèque et du périodique de l'E.N.P.

Nous remercions aussi tous nos amis qui nous ont aidé, de près ou de loins, à la réalisation de ce projet en particulier :

M K. GAOUI  
M R. TIARTI  
M N. BENDJAMAA

## DEDICACES

Je dédie ce travail à mes très chers parents, qui m'ont soutenu tout au long de mes études, à mes chers frères et soeurs et à tous mes amis d'école et du quartier.

Je dédie aussi ce travail à la mémoire de mon cher frère MOHAMMED et à ceux qui sont morts pour la même cause ainsi qu'à tous les islamistes du monde entier.

Assameur Saïd.

Je dédie ce travail :

- à ma chère mère
- à mon cher père
- à mes frères
- à ma soeur
- à mes amis
- à la mémoire de ma grand-mère

Belkessa Abdellah.

## SOMMAIRE:

### CHAPITRE I: INTRODUCTION GENERALE

- 1- INTRODUCTION
- 2- DEFINITION
- 3- APPLICATION DES ONDULEURS
  - 3.1- Onduleurs à fréquence fixe
  - 3.2- Onduleurs à fréquence variable
- 4- LES OBJECTIFS DE CETTE THESE
- 5- DESCRIPTION DE CETTE THESE

### CHAPITRE II: ONDULEURS DE TENSION MONOPHASES

- 1- PRINCIPE
- 2- MONTAGE A DEUX INTERRUPTEURS
  - 2.1- Montage avec source à point milieu
  - 2.2- Montage avec transformateur à point milieu
- 3- MONTAGE A QUATRE INTERRUPTEURS
  - 3.1- Commande symétrique
    - a- Décomposition en série de Fourier
    - b- Calcule du courant dans la charge
  - 3.2- Commande décalée
    - a- Décomposition en série de Fourier
    - b- Calcul du courant dans une charge RL

### CHAPITRE III: ONDULEURS DE TENSION TRIPHASES

- 1- PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT
- 2- COMMANDE  $180^\circ$
- 3- COMMANDE  $120^\circ$
- 4- ETUDE DES HARMONIQUES
  - 4.1- Commande  $180^\circ$
  - 4.2- Commande  $120^\circ$

### CHAPITRE IV: MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSION (PWM)

- 1- INTRODUCTION
- 2- PRINCIPE DE LA MLI
- 3- LA COMMANDE PAR TRAIN D'IMPULSION
- 4- LA METHODE D'ELIMINATION SELECTIVE D'HARMONIQUES
- 5- MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSION
  - 5.1- Définition
  - 5.2- Principe
  - 5.3- Quelques techniques d'obtention de signaux MLI
    - a- MLI échantillonnée (calculée)

b- MLI calculée

c- Circuits intégrés spécifiques de génération des signaux PWM

## CHAPITRE V: REALISATION PRATIQUE

### 1- PRESENTATION DE L'ONDULEUR

1.1- Choix des semi-conducteurs

1.2- Signaux de commandes

a- Commande disjointe

b- Commande adjacente

### 2- TRANSISTOR DE PUISSANCE EN COMMUTATION

2.1- Caractéristiques statiques

a- Etat bloqué

b- Etat passant

2.2- Transistor en régime de commutation

a- Fermeture (mise en conduction)

b- Ouverture

2.3- Problèmes dus à la commutation

2.4- Pertes dues à la commutation

2.5- Aire de sécurité

2.6- Circuit d'aide à la commutation (CALC)

a- Principe et rôle du CALC

b- Aide à la fermeture

c- Aide à l'ouverture

2.7- Réalisation pratique

a- Elaboration de la logique de commande

b- Générateur de signaux carrés (horloge)

c- Circuit de commande de base (CCB)

## CHAPITRE VI: CONCLUSION

# CHAPITRE I

## INTRODUCTION GENERALE

### 1- INTRODUCTION:

L'électronique de puissance est une branche de l'électronique utilisant des composants semi-conducteurs de puissance, diodes, transistors, thyristors ou triacs pour réaliser des montages fondamentaux appelés communément convertisseurs statiques. Ces derniers permettent une conversion statique de l'énergie électrique d'une forme à une autre et avec la possibilité de régler les grandeurs de sortie: l'amplitude et la fréquence.

Ces dispositifs permettent d'obtenir des conversions d'énergie électrique à moindre coût, à moindre poids et volume, avec une grande souplesse d'emploi et un bon rendement par comparaison aux conversions d'énergie électrique obtenues par machines tournantes utilisées autrefois.

Les convertisseurs statiques peuvent être classés suivant la nature des tensions ou des courants à leur entrée (source) et à leur sortie (récepteur); on y trouve:

- \_ Les redresseurs: conversion alternative-continue
- \_ Les gradateurs: conversion alternative-alternative
- \_ Les hacheurs: conversion continue-continue
- \_ Les onduleurs: conversion continue-alternative

Ces derniers, ont vu une évolution très rapide et une utilisation très large au cours de ces trois dernières décennies, ils feront l'objet de notre étude.

### 2-DEFINITION:

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion d'une tension continue en une tension alternative de fréquence et de valeur efficace fixes ou variables.

Les onduleurs peuvent être classés en deux catégories:

-Les onduleurs non-autonomes ou "assistés":

Ils sont reliés à un réseau alternatif qui leur impose la fréquence et la forme d'onde de la tension de sortie.

-Les onduleurs autonomes:

L'établissement, le maintien puis l'ouverture des connexions entre l'entrée et la sortie ne dépend que de la commande des interrupteurs. Ces onduleurs déterminent eux même la fréquence et la forme d'onde fournie au récepteur.

Notre étude se limitera aux onduleurs autonomes.

### 3-APPLICATIONS DES ONDULEURS:

Les applications des onduleurs autonomes sont très nombreuses et leur utilisation augmente de plus en plus. On peut néanmoins les diviser en deux catégories:

#### 3-1 Onduleurs à fréquence fixe:

Utilisés surtout comme alimentation de secours. La source étant une batterie d'accumulateurs, ils doivent fournir de l'énergie à des consommateurs qui ne doivent subir aucune interruption d'alimentation comme par exemple les ordinateurs de grande envergure.

#### 3-2-Onduleurs à fréquence variable:

Utilisés surtout pour la commande de moteurs asynchrones. Cette utilisation constitue l'un des principaux débouchés des onduleurs.

### 4-LES OBJECTIFS DE CETTE THESE:

L'objectif de notre étude est de réaliser un onduleur autonome de tension triphasé à transistors de faible puissance, qui servira de maquette pour des travaux pratiques, et qui fera l'objet d'améliorations, par d'autres projets de fin d'étude, dans les années à venir, en utilisant d'autres techniques de commande.

Cette réalisation a été précédée par une étude théorique sur les onduleurs autonomes et les transistors de puissances qu'on a choisis comme interrupteurs.

## 5-DESCRIPTION DE CETTE THESE:

L'étude faite a été divisé en six chapitres, dont ce premier chapitre d'introduction.

Dans le chapitre deux on présente essentiellement une étude théorique des différents onduleurs monophasés avec leurs schémas de principe correspondants ainsi que les formes d'ondes des tensions et courants de sortie.

Le chapitre trois est totalement consacré aux onduleurs triphasés. On présente leurs schémas de principes, les formes d'ondes des courants et tensions de sortie, ainsi qu'une analyse de Fourier de ces dernières. Ceci est pour deux types de commandes: adjacente et disjointe.

Le chapitre quatre est consacré à l'évolution des techniques de commande. On insiste sur la plus récente et la plus utilisée qui est la modulation en largeur d'impulsion(M.L.I.). On y trouve son utilité, ses avantages et quelques stratégies de génération de ces signaux de commandes.

Le cinquième chapitre résume un travail pratique lié à la réalisation d'un onduleur de tension triphasé. Ce chapitre est divisé en deux parties, la première est dite partie logique (commande) ou des composants tel que les bascules, les portes logiques ont été utilisées pour la génération des signaux nécessaires à la commande des transistors. L'autre partie est la partie dite de puissance. Elle concerne le montage onduleur lui-même, la commutation des transistors de puissance et les circuits d'aide à la commutation.

Pour terminer ce travail le chapitre six résume nos conclusions.

## CHAPITRE II

### LES ONDULEURS DE TENSION MONOPHASES

#### 1-PRINCIPE:

Si on dispose d'une source de tension continue  $E$  appliquée à une charge (FIG:II.1).

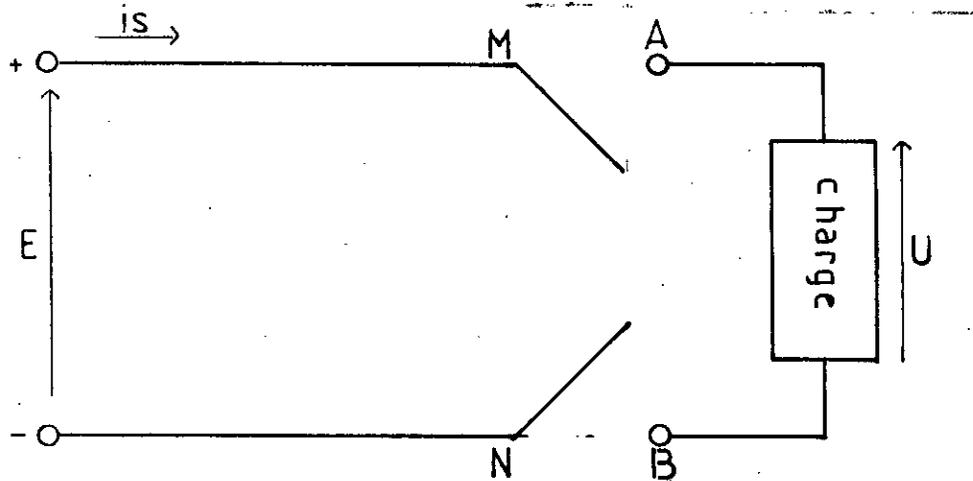


FIG:II.1:Schémas de principe d'un onduleur

Pour obtenir une tension alternative à partir de la tension continue  $E$ , il suffit d'appliquer la tension  $+E$  directement aux bornes de la charge pendant une demi-période et d'inverser les bornes de la source et appliquer une tension  $-E$  pendant l'autre demi-période. La tension  $U$  aux bornes de la charge sera donc égale à  $+E$  pendant une demi-période et à  $-E$  pendant l'autre demi-période (FIG:II.2).

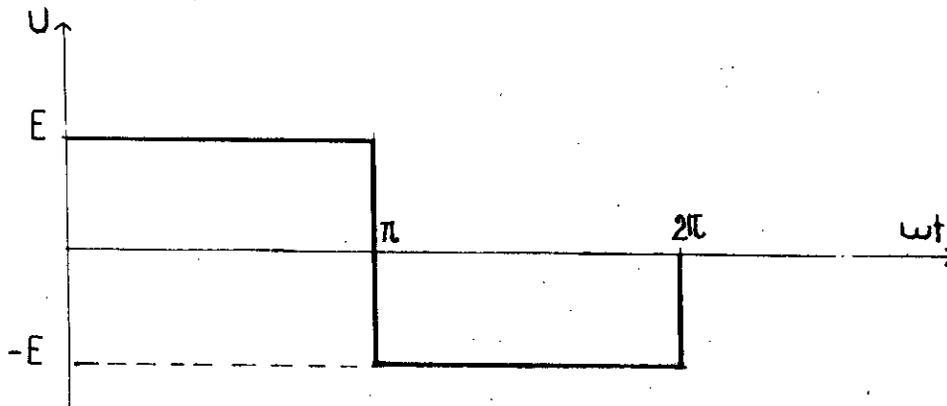


FIG:II.2:Forme d'onde pour la commande adjacente

Ce genre de commande est appelé commande adjacente (symétrique), on peut obtenir une autre forme de tension de sortie avec une commande dite disjointe ou décalée (FIG.II.3) où on trouve deux intervalles de temps où aucune tension n'est appliquée à la charge.

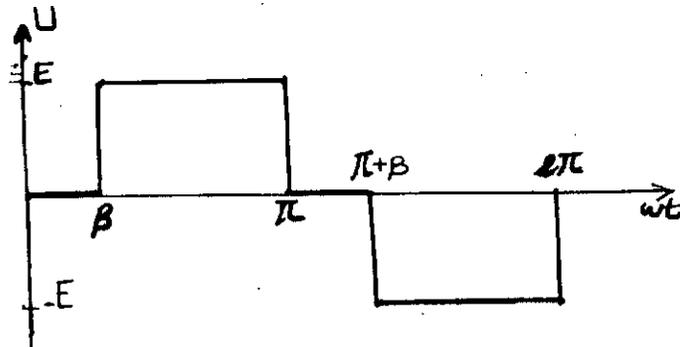


FIG:II.3:Forme d'onde pour la commande décalée

Les onduleurs autonomes monophasés sont divisés, selon leurs montages, en deux grandes familles:

2-MONTAGE A DEUX INTERRUPTEURS:

Ce type d'onduleur n'est réalisable qu'avec une source à point milieu ou bien un transformateur à point milieu au primaire .

2-1-Montage avec source à point milieu

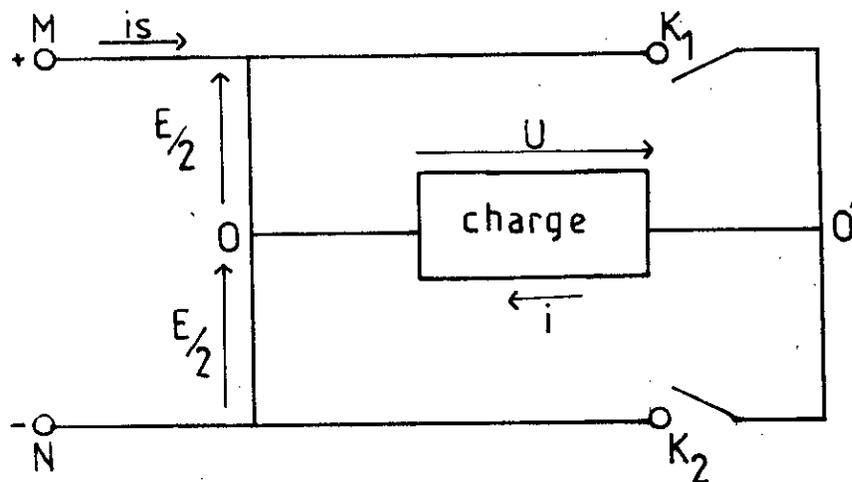


FIG:II.4:Onduleur avec source à point milieu

La réalisation d'un onduleur avec une source à point milieu est obtenue par la mise en série de deux interrupteurs, K1 et K2, sous une tension E (FIG:II.4) [2]. La tension de sortie est formée de signaux rectangulaire (FIG:II.2)

-pour  $0 < \omega t < \pi$  : K1 fermé et K2 ouvert

$$U = V_M - V_O = +E/2 \quad (\text{II.1})$$

-pour  $\pi < \omega t < 2\pi$  : K1 ouvert et K2 fermé

$$U = V_N - V_O = -E/2 \quad (\text{II.2})$$

La valeur efficace de la tension de sortie est :

$$U_{\text{eff}} = 1/2\pi \int_0^{2\pi} U(\omega t) d\omega t \quad (\text{II.3})$$

$$U_{\text{eff}} = E \quad (\text{II.4})$$

### 2-2-Montage avec transformateur à point milieu

Les interrupteurs sont mis en parallèle entre la tension contenue E et un transformateur à point milieu (FIG:II.5) [2]

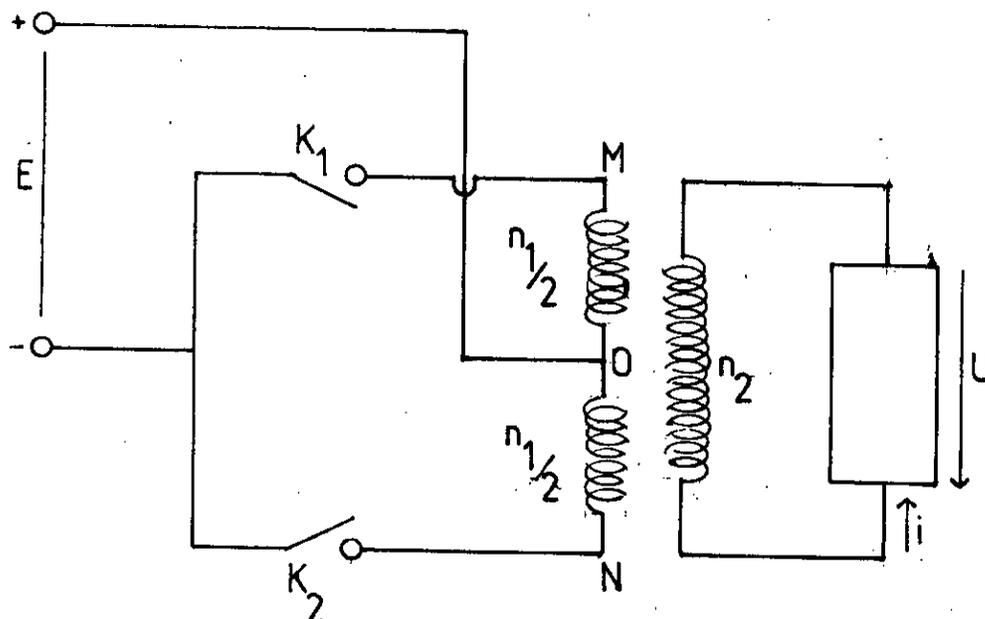


FIG:II.5: Onduleur avec transformateur à point milieu

-pour  $0 < \omega t < \pi$ : K1 fermé et K2 ouvert

$$V_O - V_M = +E \quad (\text{II.5})$$

$$U = 2 (n_2/n_1) E \quad (\text{II.6})$$

-pour  $\pi < \omega t < 2\pi$ : K1 ouvert et K2 fermé

$$V_O - V_N = -E \quad (\text{II.7})$$

$$U = -2 (n_2/n_1) E \quad (\text{II.8})$$

La tension de sortie à une forme identique à celle représentée sur la figure II.2 et de valeur efficace

$$U_{\text{eff}} = 2 (n_2/n_1) E \quad (\text{II.9})$$

Remarques:

-Pour les 2 types de montages la tension de sortie U est constante, la fréquence par contre peut être variable.

-Il faut éviter de fermer les interrupteurs simultanément afin de ne pas court-circuiter la source.

### 3-MONTAGE A QUATRE INTERRUPTEURS (montage en pont):

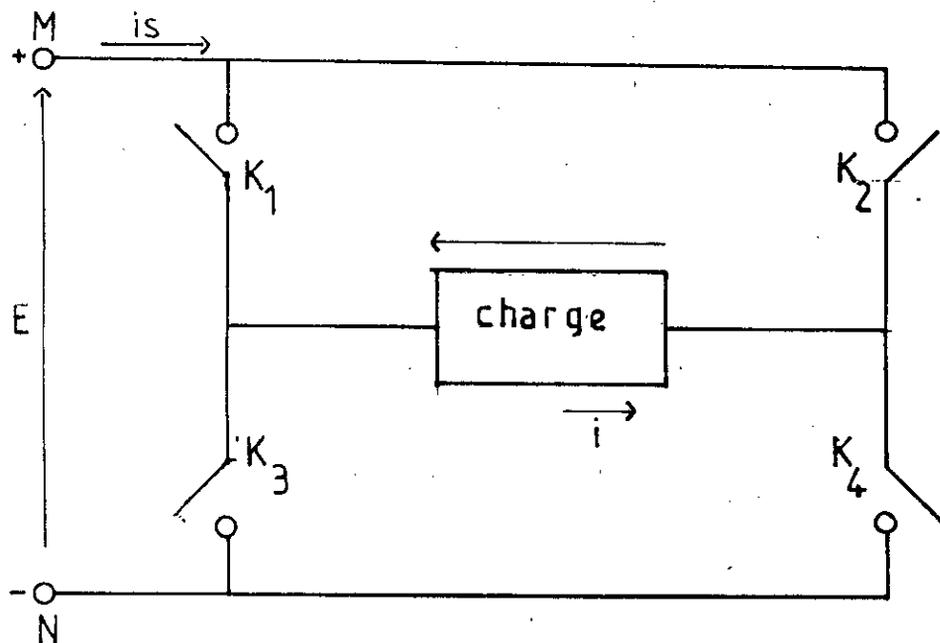


FIG:II.6:Onduleur en pont

Les onduleurs à quatre interrupteurs permettent de varier non seulement la fréquence de la tension de sortie  $U$ , comme les deux montages précédents, mais aussi la valeur efficace de son amplitude [2].

La fermeture des interrupteurs est faite par paire, les interrupteurs  $K_1$  et  $K_3$  pour la tension positive et  $K_2$  et  $K_4$  pour la tension négative. Même remarque les interrupteurs d'un même bras ( $K_1, K_3$ ) et ( $K_2, K_4$ ) ne doivent pas être fermés en même temps pour éviter un court-circuit de la source [2].

Avec les onduleurs en pont on peut obtenir les 2 types de commandes symétrique et décalée citées précédemment.

#### 3.1- Commande symétrique:

Dans cette commande on ferme 2 interrupteurs en même temps pendant une demi-période et on les ouvre en même temps pendant l'autre demi-période.

-pour  $0 < \omega t < \pi$ :  $K_1$  et  $K_4$  fermés;  $K_2$  et  $K_3$  ouverts

$$U = +E \quad (\text{II.10})$$

-pour  $\pi < \omega t < 2\pi$ :  $K_1$  et  $K_4$  ouverts;  $K_2$  et  $K_3$  fermés.

$$U = -E \quad (\text{II.11})$$

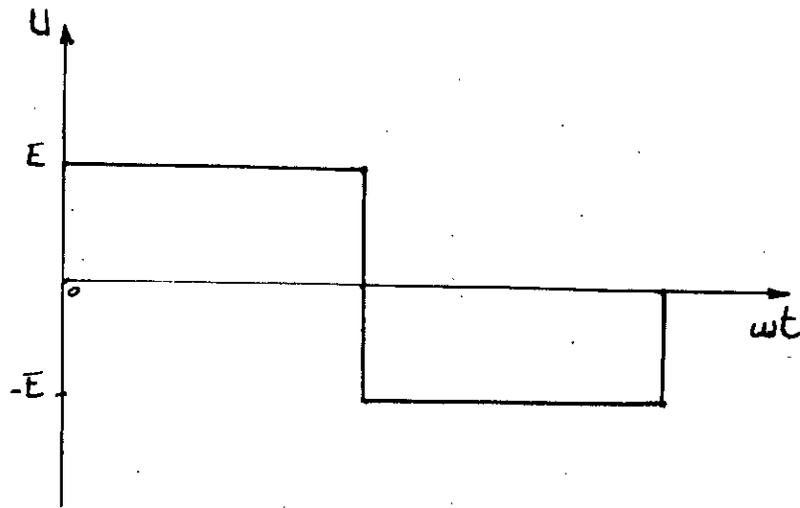


FIG:II.7: Fome d'onde pour la commande symétrique

L'utilisation de la commande symétrique permet d'avoir une fréquence variable, mais l'amplitude de la tension de sortie est constante, de valeur efficace

$$U_{\text{eff}} = E \quad (\text{II.12})$$

a-Décomposition en série de fourier:

$$U_{\text{eff}} = \sum_{n=0}^{\infty} [ a_n \cos(n \omega t) + b_n \sin(n \omega t) ] \quad (\text{II.13})$$

$$a_n = (1/\pi) \int_0^{2\pi} U(\omega t) \cos(n \omega t) d\omega t = 0 \quad (\text{II.14})$$

car la fonction est impaire

$$b_n = (1/\pi) \int_0^{2\pi} U(\omega t) \sin(n \omega t) d\omega t = 0 \quad (\text{II.15})$$

$$b_n = \begin{cases} 4E/n\pi & ; n \text{ impair} \\ 0 & ; n \text{ pair} \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

$$U = \sum b_n \sin(n \omega t) \quad (\text{II.17})$$

$$U = \sum (4E/n\pi) \sin(n \omega t) \quad (\text{II.18})$$

avec n impair

b-Calcul du courant dans la charge:

Pour le calcul du courant dans la charge on prend le cas le plus fréquent où la charge présente une inductance de valeur  $L$  et une résistance  $R$ ; la période est divisée en deux parties ayant pour équation:

$$R i + L \frac{di}{dt} = U \quad (\text{II.19})$$

on a les intervalles:

$$0 < \omega t < \pi$$

$$R i + L \frac{di}{dt} = E \quad (\text{II.20})$$

ce qui donne

$$i = (E/R) - (i_0 + E/R) e^{-(R/L) t} \quad (\text{II.21})$$

$$\pi < \omega t < 2\pi$$

$$R i + L \frac{di}{dt} = -E \quad (\text{II.22})$$

$$i = -(E/R) (i_\pi - E/R) e^{(R/L\omega)(\omega t - \pi)} \quad (\text{II.23})$$

Avec

$i_0 =$  courant initial à l'instant  $t=0$

$i_\pi =$  courant à l'instant  $t=\pi/\omega$

La forme du courant dans la charge  $RL$  est représenté sur la figure II.8.

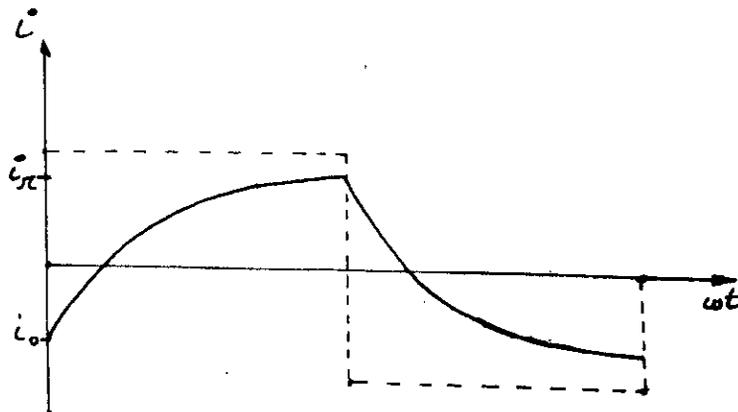


FIG:II.8:Forme d'onde pour la commande symetrique

### 3.2- Décomposition en série de Fourier:

Dans ce type de commande la fermeture d'un interrupteur est retardé d'un angle  $\beta$  de la fermeture de l'interrupteur précédent .La période est divisée en quatre intervalles (FIG:II.9).

-  $0 < \omega t < \beta$  : K1 fermé ,K2,K3 et K4 ouvert

$$U = 0 \quad (\text{II.24})$$

+  $\beta < \omega t < \pi$ : K1 et K4 fermé ;K2 et K3 ouverts .

$$U = E \quad (\text{II.25})$$

+  $\pi < \omega t < \pi + \beta$ : K1, K3 et K4 ouverts; K3 fermé

$$U = 0 \quad (\text{II.26})$$

+  $\pi + \beta < \omega t < 2\pi$  : K1 et K4 ouverts; K2 et K3 fermé .

$$U = -E \quad (\text{II.27})$$

Comme pour les montages précédents la fréquence de la tension de sortie est variable, mais en plus cette commande nous permet d'avoir en sortie une tension d'amplitude variable en fonction de l'angle  $\beta$ , sa valeur efficace est:

$$U_{\text{eff}} = E \sqrt{1 - \beta/\pi} \quad (\text{II.28})$$

#### a-Décomposition en series de Fourier

$$a_n = \begin{cases} -(2E/n\pi) \cdot \sin(n\beta) & ; n : \text{impaire} \\ 0 & ; n : \text{paire} \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

$$b_n = \begin{cases} (2E/n\pi) \cdot (1 + \cos n\beta) & ; n : \text{impair} \\ 0 & ; n : \text{pair} \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

$$U_n = a_n \cos(n \omega t) + b_n \sin(n \omega t) \quad (\text{II.31})$$

avec n impair

$$U = \sum_{n=1}^{\infty} U_n \quad (\text{II.32})$$

avec n impair

### b-Calcul du courant dans une charge RL

- Pour  $0 < \omega t < \beta$

$$Ri + Ldi/dt = 0 \quad (\text{II.33})$$

$$i = -i_0 e^{Rt/L} \quad (\text{II.34})$$

- Pour  $\beta < \omega t < \pi$

$$Ri + Ldi/dt = E \quad (\text{II.35})$$

$$i = (E/R) - (i_\beta + E/R)e^{-(R/L\omega)(\omega t - \beta)} \quad (\text{II.36})$$

- Pour  $\pi < \omega t < \pi + \beta$

$$Ri + Ldi/dt = 0 \quad (\text{II.37})$$

$$i = i_{\pi} e^{-R/L(\omega t - \beta)} \quad (\text{II.38})$$

- Pour  $\pi + \beta < \omega t < 2\pi$

$$Ri + Ldi/dt = -E \quad (\text{II.39})$$

$$i = -(E/R)(i_{\pi+\beta} - E/R)e^{(-R/L\omega)(\omega t - \beta)} \quad (\text{II.40})$$

Avec

$i_0 =$  courant à l instant  $t=0$

$i_{\beta} =$  " "  $t=\beta/\omega$

$i_{\pi} =$  " "  $t=\pi/\omega$

$i_{\pi+\beta} =$  " "  $t=(\pi+\beta)/\omega$

Remarque:

$$i_0 = -i_{\pi}$$

et

$$-i_{\beta} = i_{\pi+\beta}$$

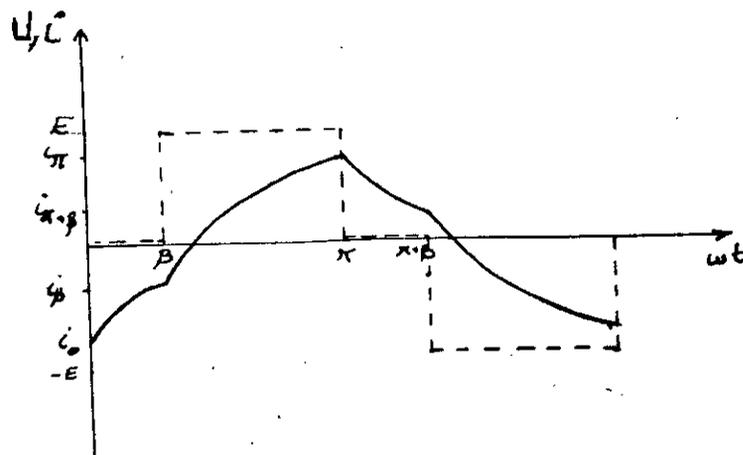


FIG:II.9: Forme du courant pour lacommande décalée.

## CHAPITRE III

### ONDULEURS DE TENSION TRIPHASES

Un onduleur triphasé peut être réalisé par la combinaison de trois onduleurs en pont monophasés, en imposant à ces derniers un déphasage de  $2\pi/3$  entre les tensions de sortie des trois phases (fig. III.1).

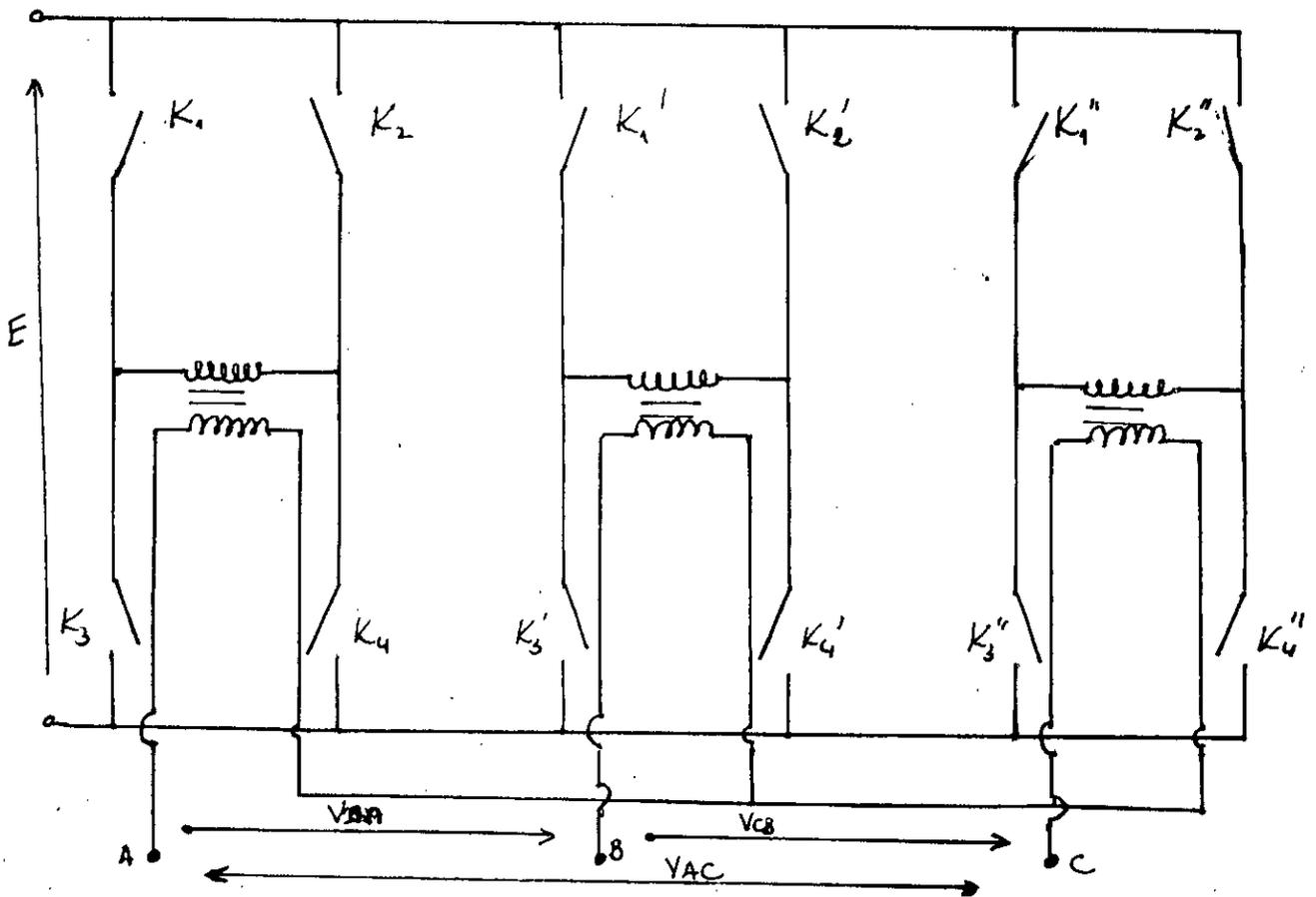


FIG:III.1: Onduleur triphasé à base de pont monophasé

Mais du fait de la complexité du montage, on utilise généralement le montage en pont (fig. III.2) réalisé à partir de trois demi-ponts (par. 3, chap. II). Ce montage présente l'avantage du nombre réduit des composants (interrupteurs) et surtout la simplicité de la commande.

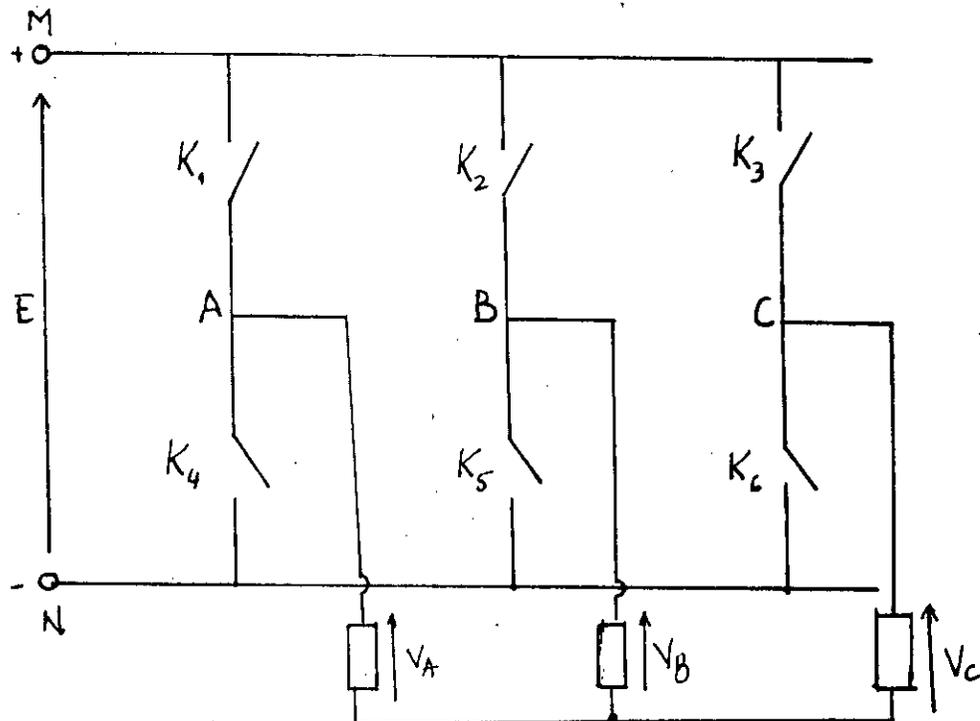


FIG:III.2: Onduleur triphasé en pont.

1-Principe du fonctionnement:

Pour les onduleurs triphasés en pont chaque bras (demi pont) est commandé avec un retard de  $2\pi/3$  du bras précédent, les interrupteurs sont fermés de sixième de période en sixième de période dans l'ordre suivant: K1, K6, K2, K4, K3, K5.

2-Commande 180° (trois interrupteurs fermés simultanément):

Dans ces types d'onduleurs chaque interrupteur est ouvert pendant une demi-période et fermé pendant l'autre demi-période. La figure III.3 montre le temps et l'ordre de fermeture de chaque interrupteur.

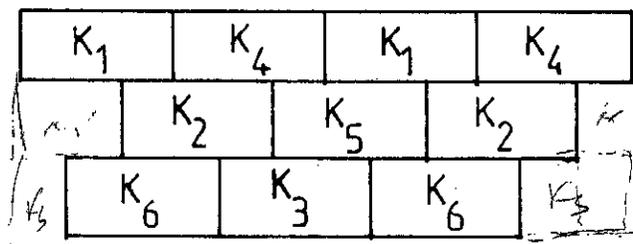


FIG:III.3: Temps et ordre de fermeture des interrupteurs.

-pour  $0 < \omega t < \pi/3$ : Les points A, B et C sont respectivement reliés aux points M, N et M.

$$V_{BA} = -E \quad (\text{III.1})$$

$$V_{CB} = E \quad (\text{III.2})$$

$$V_{AC} = 0 \quad (\text{III.3})$$

-pour  $\pi/3 < \omega t < 2\pi/3$ : Les points A, B et C sont respectivement reliés aux points M, N et N:

$$V_{BA} = -E \quad (\text{III.4})$$

$$V_{CB} = 0 \quad (\text{III.5})$$

$$V_{AC} = E \quad (\text{III.6})$$

-pour  $2\pi/3 < \omega t < \pi$ : Les points A, B et C sont respectivement reliés aux points M, M et N:

$$V_{BA} = 0 \quad (\text{III.7})$$

$$V_{CB} = -E \quad (\text{III.8})$$

$$V_{AC} = E \quad (\text{III.9})$$

-pour  $\pi < \omega t < 4\pi/3$ : A relié à N, B à M et C à N:

$$V_{BA} = E \quad (\text{III.10})$$

$$V_{CB} = -E \quad (\text{III.11})$$

$$V_{AC} = 0 \quad (\text{III.12})$$

-pour  $4\pi/3 < \omega t < 5\pi/3$ : A relié à N, B à M et C à M:

$$V_{BA} = E \quad (\text{III.13})$$

$$V_{CB} = 0 \quad (\text{III.14})$$

$$V_{AC} = -E \quad (\text{III.15})$$

-pour  $5\pi/3 < \omega t < 2\pi$ : A relié à N, B à M et C à M:

$$V_{BA} = 0 \quad (\text{III.16})$$

$$V_{CB} = E \quad (\text{III.17})$$

$$V_{AC} = -E \quad (\text{III.18})$$

De ce qui précède on peut obtenir les formes d'ondes des tensions composées.

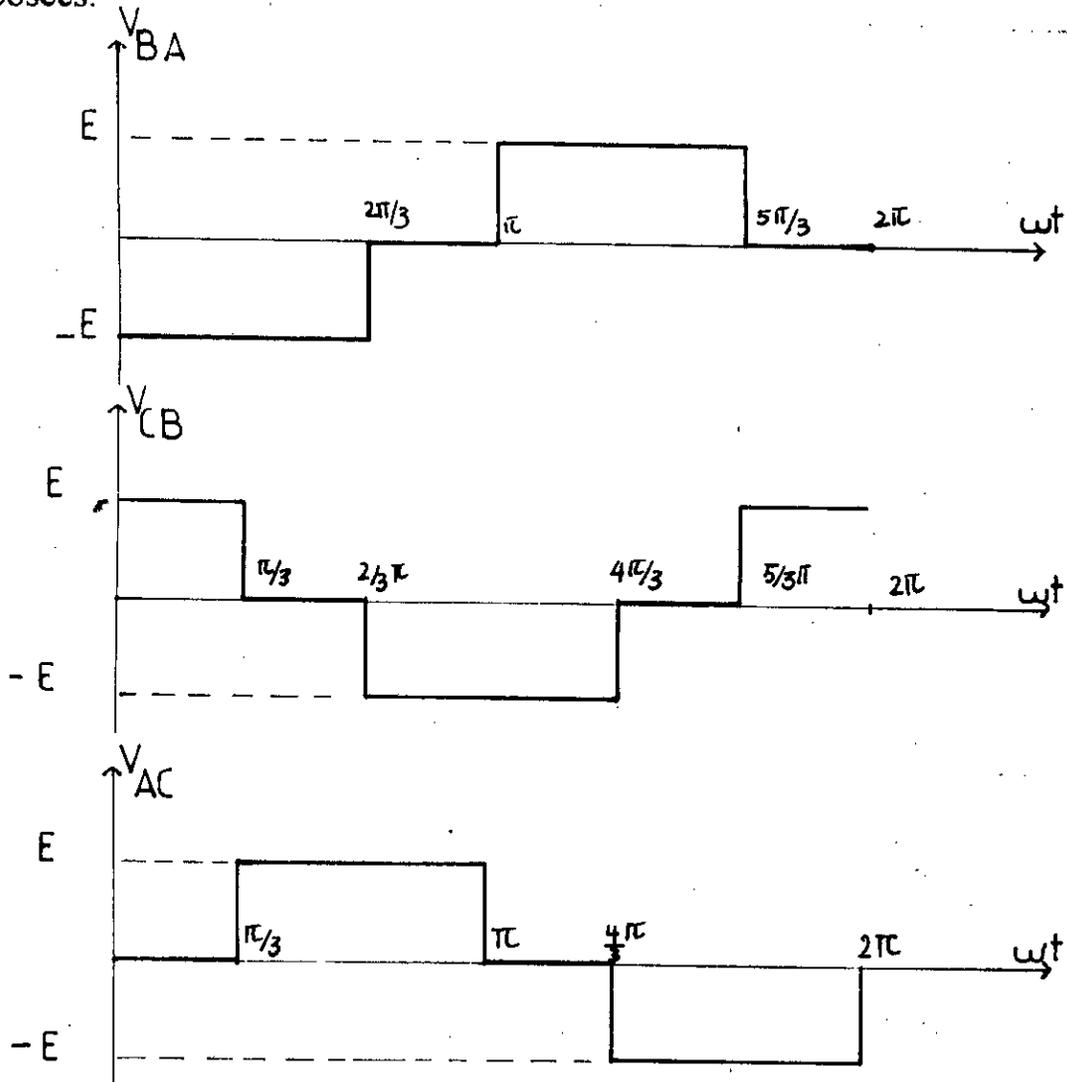


FIG.III.4: Formes d'onde des tensions composées.

On a aussi:

$$V_{BA} = V_B - V_A \quad (\text{III.19})$$

$$V_{CB} = V_C - V_B \quad (\text{III.20})$$

$$V_{AC} = V_A - V_C \quad (\text{III.21})$$

$$V_A + V_B + V_C = 0 \quad (\text{III.22})$$

des équations (III.1) à (III.22) on obtient:

$$V_{BA} - V_{AC} = V_A - V_B + V_C + V_A = 2V_A - V_B - V_C = 3V_A \quad (\text{III.23})$$

donc:

$$V_A = (V_{BA} - V_{AC})/3 \quad (\text{III.24})$$

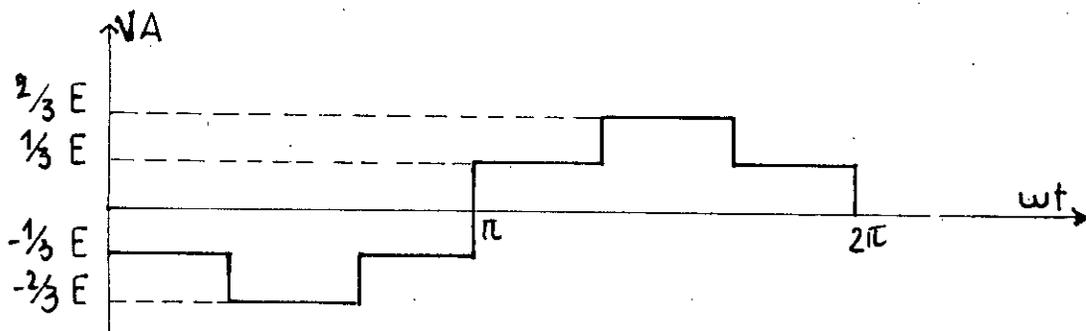


FIG.IV.5: Forme d'onde d'une tension de phase.

de la même manière:

$$V_B = (V_{CB} - V_{BA})/3 \quad (\text{III.25})$$

$$V_C = (V_{AC} - V_{CB})/3 \quad (\text{III.26})$$

Les autres tensions simples auront les mêmes formes d'onde que  $V_A$  mais simplement décalées de  $2\pi/3$  et  $4\pi/3$  respectivement  $V_B$  et  $V_C$ .

Si le récepteur est inductif (RL) ce qui est le cas généralement, le courant de chaque phase aura la forme d'onde suivante.

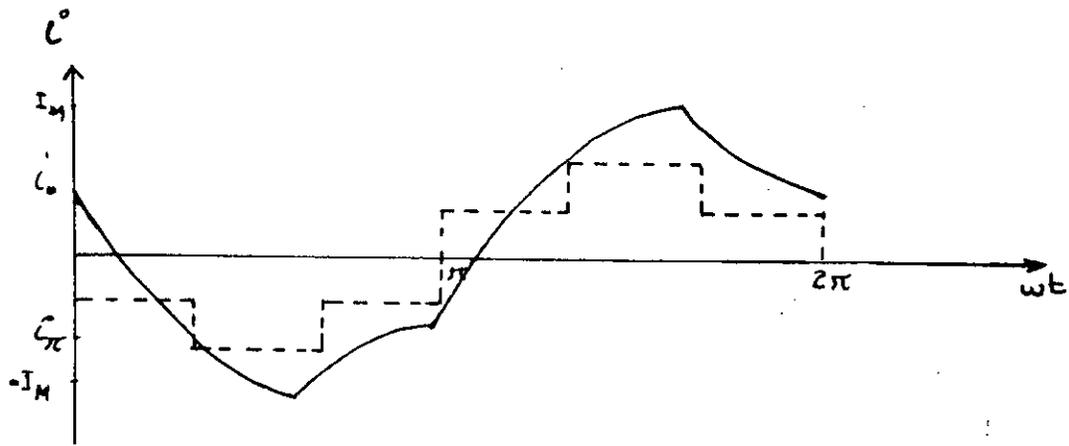


FIG:III.6. Forme d'onde d'un courant de phase.

La somme des trois courants des trois phases aura la forme suivante. C'est le courant  $i_e$  débité par la source.

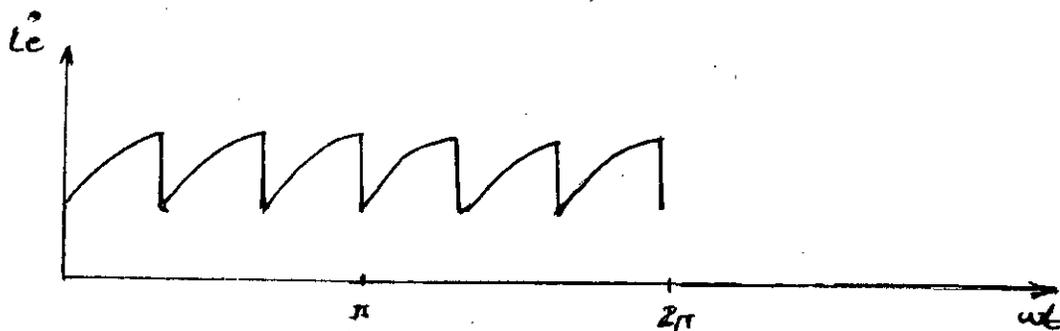


FIG:III.7. Forme d'onde du courant débité par la source.

3-Commande 120° (deux interrupteurs fermés simultanément):

Les interrupteurs sont fermés pendant 120° chacun dans l'ordre cité précédemment.

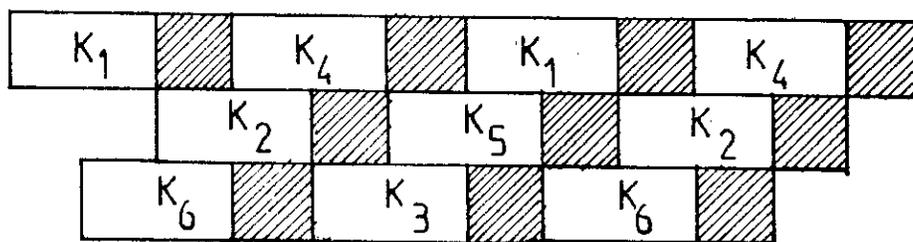


FIG:III.8. Temps et ordre de fermeture des interrupteurs.

Pendant les durées de fermeture les points A, B et C sont respectivement reliés à M ou N pendant  $120^\circ$  comme indiqué sur cette figure (III.8).

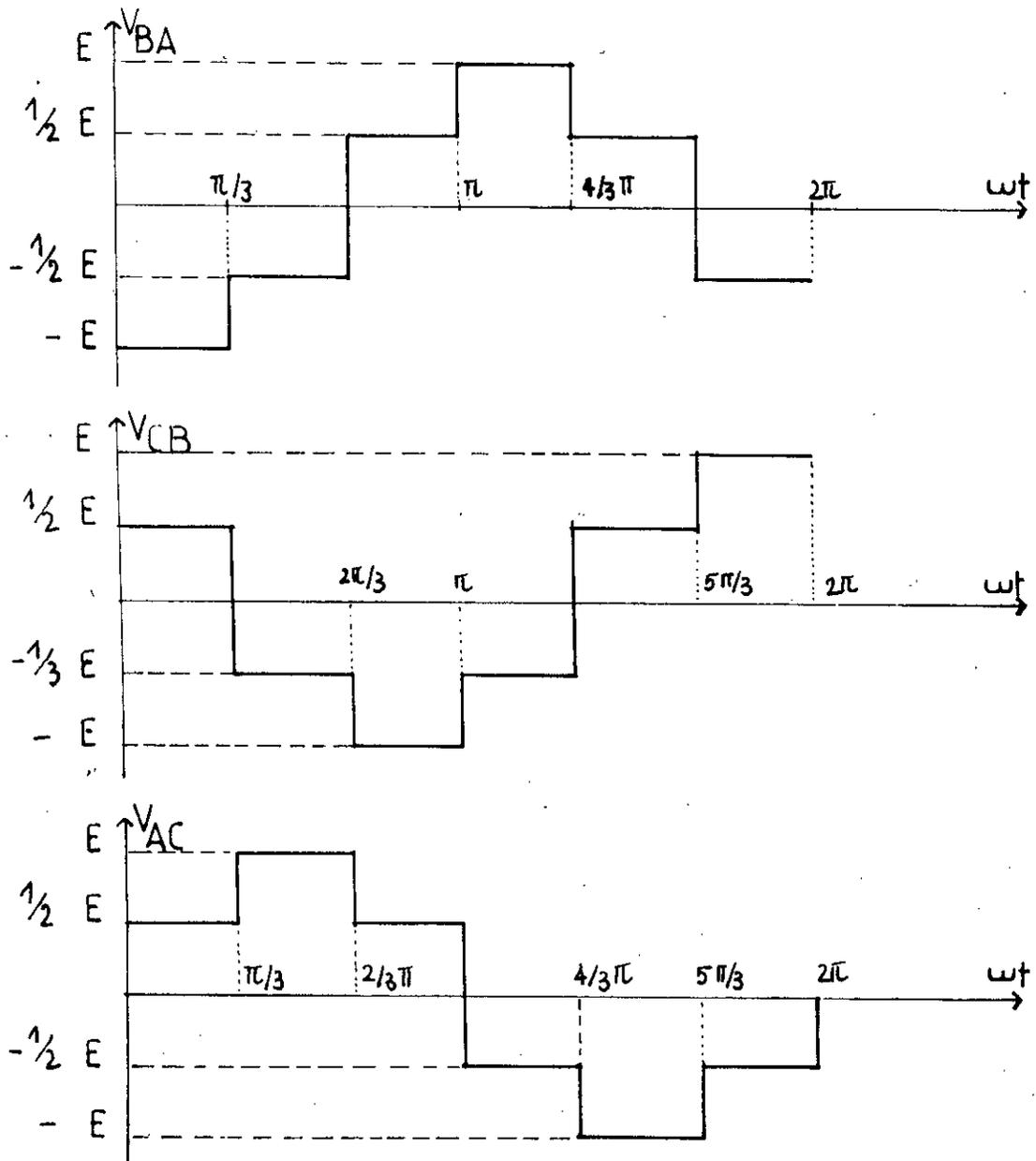
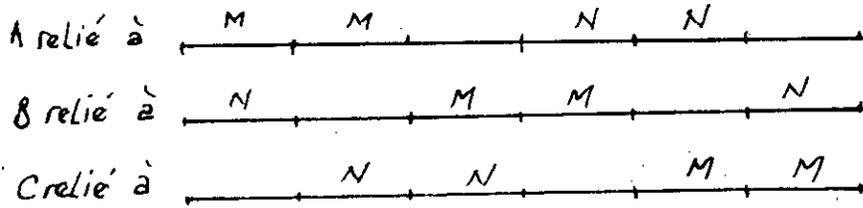


FIG:III.9:Formes des tensions composées.

A partir des équations III.24 à III.26 on tire les expressions des tensions simples. Comme pour les onduleurs à commande  $180^\circ$  on représente la forme d'onde de la tension simple  $V_A$ , tensions  $V_B$  et  $V_C$  peuvent être obtenues par un décalage de  $2\pi/3$ .

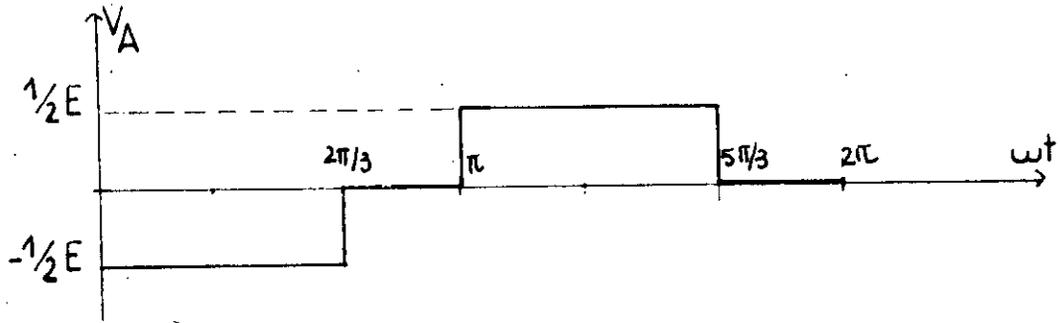


fig: III.10. Forme d'onde de la tension simple  $V_A$ .

#### 4-Etude des harmoniques:

##### 4-1-Commande 180°:

La tension composée  $V_{BA}$  (FIG. IV.4) peut être exprimée analytiquement par une décomposition en série de Fourier. La tension  $V_{BA}$  est une fonction impaire ainsi les coefficients de Fourier  $a_n$  sont nuls et seuls les termes en cosinus disparaissent.

$$V_{BA}(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin(n \omega t) \quad (\text{III.27})$$

$$b_n = 2E [\sin(n \pi/3) + \sin(2n \pi/3)] / n\pi \quad (\text{III.28})$$

avec n: impair

d'où

$$V_{BA}(\omega t) = (2E/\pi) \left[ \sum_{n=1}^{\infty} [\sin(n \pi/3) + \sin(2n \pi/3)] \sin(\omega t)/n \right] \quad (\text{III.29})$$

avec n: impair

##### 4-2-Commande 120°:

La tension composée  $V_{BA}$  (FIG:IV.9) est aussi une fonction impaire ainsi les coefficients  $a_n$  sont nuls et les termes en cosinus disparaissent.

$$b_n = (2E/n\pi)[1 + \cos(n\pi/3)] \quad (\text{III.30})$$

avec n: impair

$$V_{BA_n}(\omega t) = (2E/\pi) \left[ \sum_{n=1}^{\infty} [1 + \cos(2n\pi/3)] \sin(\omega t)/n \right] \quad (\text{III.31})$$

avec n: impair

## CHAPITRE IV

### MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSION (PWM)

#### 1-Introduction

Dans les chapitres précédents on a présenté des onduleurs de base avec des commandes simplifiées. Ce type de commande présente certains inconvénients. Parmi ces derniers on peut citer le taux d'harmonique élevé existant dans la tension de sortie qui pourrait nuire au bon fonctionnement de certains récepteurs. Autre inconvénient est la difficulté d'obtenir à la sortie, avec ce type de commande, une tension de valeur efficace  $U_{eff}$  variable et de fréquence  $f$  variable avec un rapport  $U_{eff}/f$  constant nécessaire pour la commande des moteurs asynchrones.

Pour remédier à ces deux inconvénients, il y a eu recours à de nombreuses solutions. Parmi ces solutions, la méthode d'addition de plusieurs tensions et la méthode du choix du rapport de transformation .[6]

Ces méthodes permettent d'obtenir une tension totale de sortie en escalier possédant un taux d'harmonique réduit mais ceci est au dépend de la complexité de la commande. En plus, le second inconvénient persiste toujours. L'utilisation des onduleurs à modulation de largeur d'impulsion s'avère la solution la plus performante.

#### 2-Principe de la M.L.I.:

Le principe de la modulation de la largeur d'impulsion repose sur la génération d'un signal de commande formé par un train d'impulsions au lieu d'un signal carré ou en escalier. Avant d'entamer la technique de la modulation de largeur d'impulsion proprement dite, on présente deux techniques intermédiaires:

- La commande par train d'impulsion
- La méthode d'élimination sélective des harmoniques.

### 3-La commande par train d'impulsions:

Ici le signal de commande des interrupteurs est formé par un train d'impulsions (FIG:IV.1).

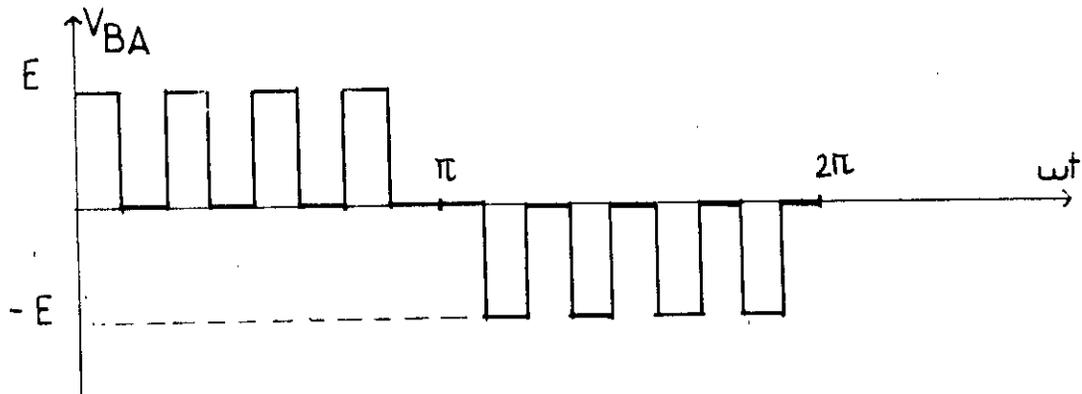


FIG:IV.1.Commande par train d'impulsions.

$$V_{BA\text{moy}} = (2/3) m E t_p (2/T) = (4/3)m E t_p f \quad (\text{IV.1})$$

avec:                      m: nombre d'impulsion  
                                   $t_p$  : durée de l'impulsion

L'équation IV.1 montre que quand le nombre d'impulsions  $m$  et leurs durée  $t_p$  sont constantes, on peut obtenir une tension de sortie d'amplitude proportionnelle à sa fréquence ce qui n'était pas le cas précédemment. Il faut noter aussi que le taux d'harmoniques est inversement proportionnel au nombre d'impulsions  $m$ , mais l'inconvénient est que les pertes dues à la commutation des transistors sont proportionnelles à  $m$ . C'est à dire quand on réduit le taux d'harmoniques on fait augmenter en même temps les pertes de commutations et vice-versa. Donc, un compromis est nécessaire, selon l'application généralement.[6]

### 4-La méthode d'élimination sélective des harmoniques:

Cette technique est une amélioration de la précédente du fait que le nombre et les positions des impulsions n'est plus arbitraire.[6]

Appliquons cette technique par exemple à l'onduleur monophasé en pont (FIG:II.6) la forme d'onde de la tension simple  $V_A$  est:[6]

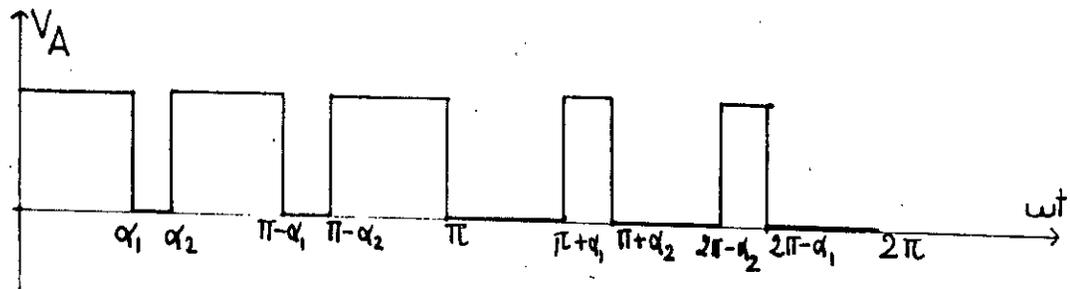


FIG:IV.2:Tension de sortie simple.

L'autre tension de sortie simple  $V_B$  est de même forme mais décalée d'un angle  $\beta$ .

La forme d'onde de  $V_A$  est symétrique par rapport à  $E/2$ , son développement en série de Fourier ne comporte que les termes en sinus.

$$V_{A_n} = (4E/2n\pi)[1 - \cos n\alpha_1 + 2\cos n\alpha_2] \quad \text{(IV.2)}$$

ave n impair

On fait un choix sur  $\alpha_1$  et  $\alpha_2$  de telle sorte que les harmoniques de rang 3 et 5 aient une amplitude nulle.

$$\begin{cases} V_{A3} = 0 \\ V_{A5} = 0 \end{cases} \quad \text{(IV.3)}$$

ce qui donne:

$$\begin{cases} 1 - 2\cos 3\alpha_1 + 2\cos 3\alpha_2 = 0 \\ 1 - 2\cos 5\alpha_1 + 2\cos 5\alpha_2 = 0 \end{cases} \quad \text{(IV.4)}$$

après calcul par des méthodes numériques:

$$\alpha_1 = 23,6^\circ \quad \text{(IV.5)}$$

$$\alpha_2 = 33,3^\circ \quad \text{(IV.6)}$$

Pour un système triphasé, les harmoniques d'ordre trois et multiple de trois sont automatiquement éliminés, on préfère donc éliminer les harmoniques d'ordre 5 et 7 qui sont les plus proches du fondamental et ainsi l'harmonique la plus influente sera d'ordre 11.

$$\begin{cases} V_{A5} = 0 \\ V_{A7} = 0 \end{cases} \quad (\text{IV.7})$$

$$\Rightarrow \begin{cases} 1 - \cos 5\alpha_1 + 2\cos 5\alpha_2 = 0 \\ 1 - 2\cos 5\alpha_1 + 2\cos 5\alpha_2 = 0 \end{cases} \quad (\text{IV.8})$$

$$\Rightarrow \alpha_1 = 16,66^\circ \quad (\text{IV.9})$$

$$\alpha_2 = 22,07^\circ \quad (\text{IV.10})$$

La tension composée  $V_{BA}$  est donnée par:

$$V_{BA_n} = (4E/2n\pi)[1 - 2\cos n\alpha_1 + 2\cos n\alpha_2] \cos n\beta \quad (\text{IV.11})$$

avec n: impair

Le nombre des harmoniques à éliminer augmente avec le nombre des  $\alpha_i$ , l'angle  $\beta$  sert à varier le fondamental.

On remarque que l'angle  $\beta$  agit aussi sur les autres harmoniques. Pour éviter ce problème, on peut pour un nombre n d'angles  $\alpha_i$  résoudre le système d'équations résultant pour éliminer (n-1) harmoniques et rendre le fondamental maximum. Cette résolution nécessite des calculateurs puissants.

Pour éviter ces calculs et obtenir en même temps des résultats similaires on utilise la modulation de largeur d'impulsion proprement dite.

## 5-Modulation de largeur d'impulsion:

### 5-1-Définition:

Un signal modulé en largeur d'impulsion consiste en un train d'impulsions d'amplitude fixe et de largeur variable ou modulée selon une loi bien déterminée (généralement sinusoïdale).

### 5-2-Principe:

La modulation de largeur d'une impulsion peut se faire de 2 manières:

-Modulation asymétrique: On varie d'un seul côté la largeur d'une impulsion en déplaçant un seul côté de l'impulsion (côté gauche, ou côté droit) (FIG:IV.3).

-Modulation symétrique: On varie la largeur dans ce cas en déplaçant les deux côtés en même temps (FIG:IV.3).

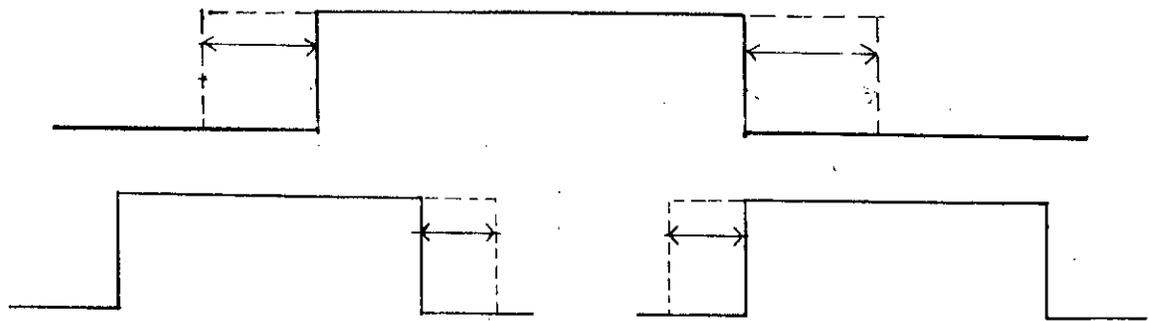


FIG:IV.3:Modulation symétrique et asymétrique

Considérons le cas de la modulation symétrique(FIG:IV.4):

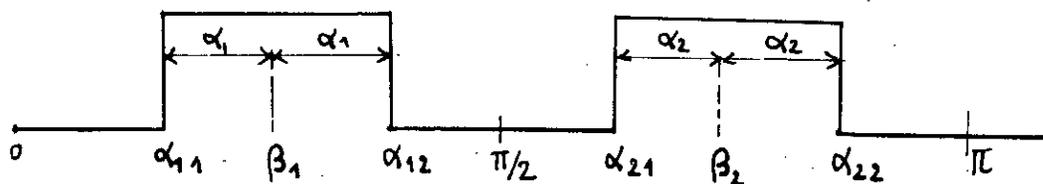


FIG:IV.4:Modulation symétrique.

L'analyse de Fourier de ce signal (FIG:IV.4) donne:

$$b_n = (4/n\pi) [ \sin n\alpha_1 \sin n\beta_1 + \sin n\alpha_2 \sin n\beta_2 ] \quad (\text{IV.12})$$

avec:

$$\alpha_1 = (\alpha_{12} - \alpha_{11})/2 \quad (\text{IV.13})$$

$$\alpha_2 = (\alpha_{22} - \alpha_{21})/2 \quad (\text{IV.14})$$

$$\beta_1 = (\alpha_{12} + \alpha_{11})/2 \quad (\text{IV.15})$$

$$\beta_2 = (\alpha_{22} + \alpha_{21})/2 \quad (\text{IV.16})$$

Pour un signal ayant un nombre k d'impulsions on aura:

$$b_{nk} = (4/n\pi) \sum_{k=1}^K (\sin n\alpha_k \sin n\beta_k) \quad (\text{IV.17})$$

avec:

$$\alpha_k = (\alpha_{k2} - \alpha_{k1})/2 \quad (\text{IV.18})$$

$$\beta_k = (\alpha_{k2} + \alpha_{k1})/2 \quad (\text{IV.19})$$

d'où:

$$U_n = \sum_{n=1}^{\infty} b_{nk} \sin n\omega t \quad (\text{IV.20})$$

$$U_n = \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{k=1}^K (4/n\pi) (\sin n\alpha_k \sin n\beta_k \sin n\omega t) \quad (\text{IV.21})$$

De là on peut constater que:

-un harmonique d'ordre n peut être éliminé, en choisissant  $\alpha_k$  ou  $\beta_k$  de telle manière à avoir  $n\alpha_k$  ou  $n\beta_k$  égaux à  $\pi$  ou à un multiple de  $\pi$ .

-plus on augmente le nombre n plus on élimine d'harmoniques

-généralement  $\alpha$  est utilisé pour contrôler l'amplitude du fondamental et  $\beta$  est utilisé pour éliminer un certain nombre d'harmoniques.

### 5-3-quelques techniques d'obtention de signaux M.L.I.:

On peut trouver plusieurs méthodes qui permettent de générer des signaux modulés en largeur d'impulsion, néanmoins on ne peut citer que les méthodes suivantes vu qu'elles sont fondamentales et les plus utilisées.

#### a-M.L.I. échantillonnée (engendrée):

Elle est aussi appelée "la modulation triangulo-sinusoidale", cette technique consiste à comparer un signal de référence de fréquence  $f$  généralement sinusoïdal (onde modulatrice), avec un signal triangulaire de fréquence  $f_p$  (onde porteuse) généralement de valeur élevée.

Pour un onduleur triphasé, on compare trois signaux de référence, qui correspondent aux tensions recherchées de fréquence  $f$  à un signal triangulaire commun d'amplitude fixe et de fréquence supérieure à  $f$ , cette comparaison détermine les instants de commutation des six interrupteurs.

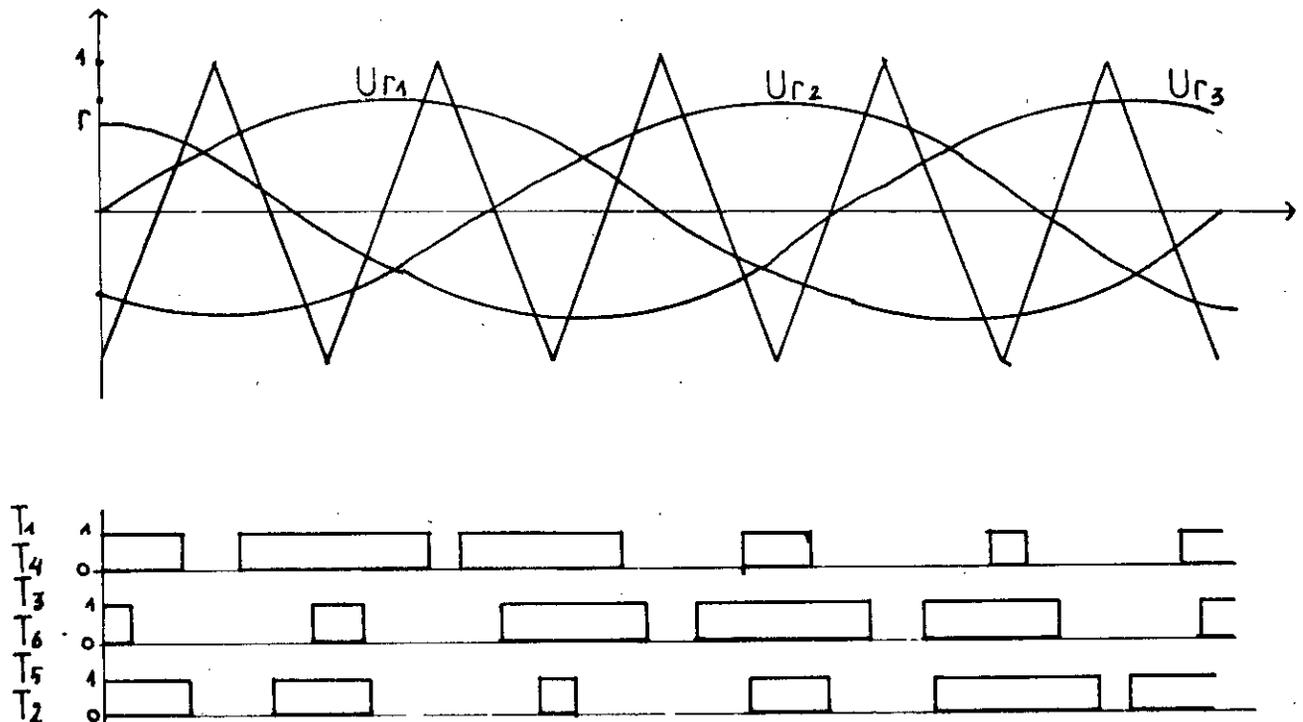


FIG.IV.5: Instants de commutation des interrupteurs.

### b-M.L.I. calculée:

Les instants de commutation (angles  $\alpha_j$  ; par. IV.2) sont prédéterminés par un calculateur en se basant sur certains critères par exemple l'élimination sélective des harmoniques. Ces angles sont ensuite mémorisés puis générés par microprocesseur. Le nombre de commutations augmente avec le nombre d'harmoniques à éliminer.

### c-Circuits intégrés spécifiques de génération des signaux PWM:

La génération des signaux MLI est basée sur des circuits intégrés, on peut citer comme exemple le HEF4752V de Philips qui a été développé spécialement pour la génération des signaux en modulation de longueur d'impulsion pour la commande des moteurs à courant alternatif à fréquence variable.

# CHAPITRE V

## REALISATION PRATIQUE

### 1- Présentation de l'onduleur:

#### 1.1/ Choix des semi-conducteurs:

Le convertisseur réalisé est un onduleur triphasé à base de transistors de puissance qui sert à alimenter une charge fonctionnant en courant alternatif à partir d'une source de tension continue.

Notre choix s'est porté sur le transistor comme interrupteurs car il présente plusieurs avantages dont la simplicité de la commande, on peut travailler à des fréquences élevées, mais on ne peut l'utiliser que pour de faibles et moyennes puissances.

La charge étant généralement selfique, impose l'utilisation des diodes de retours (roues libres). fig. V.1.

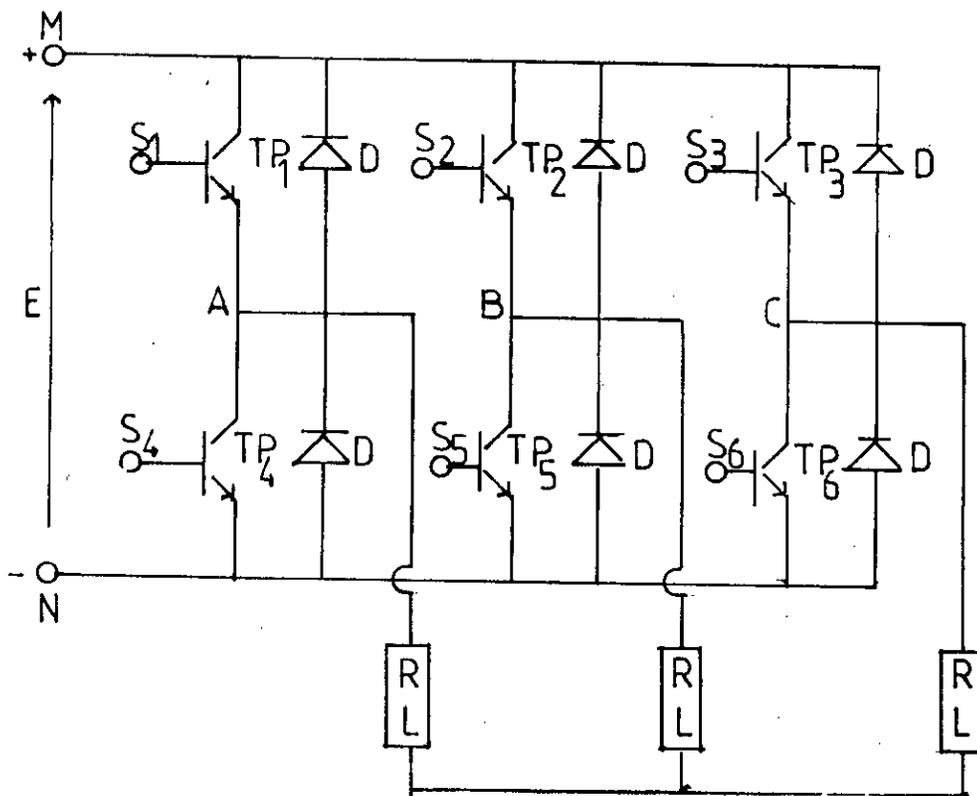


fig. V.1. Onduleur triphasé à base de transistor.

## 1.2/ Signaux de commande:

Comme on l'a vu dans le chapitre III, on distingue deux types de commandes pour les onduleurs de tension triphasé, commande adjacente et commande disjointe.

### a/ Signaux pour la commande adjacente:

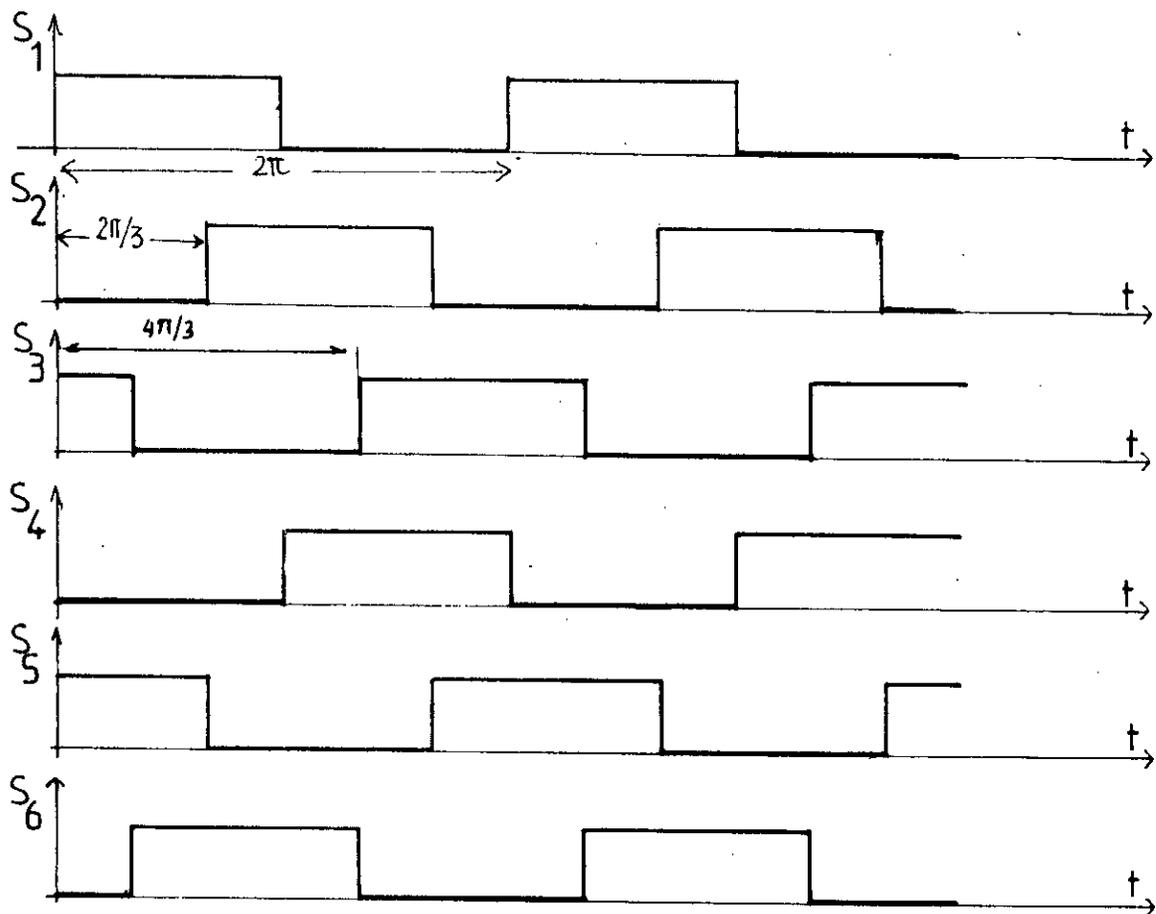


fig. V.2. Signaux de commande pour le type 180°

### b/ Signaux pour la commande disjointe:

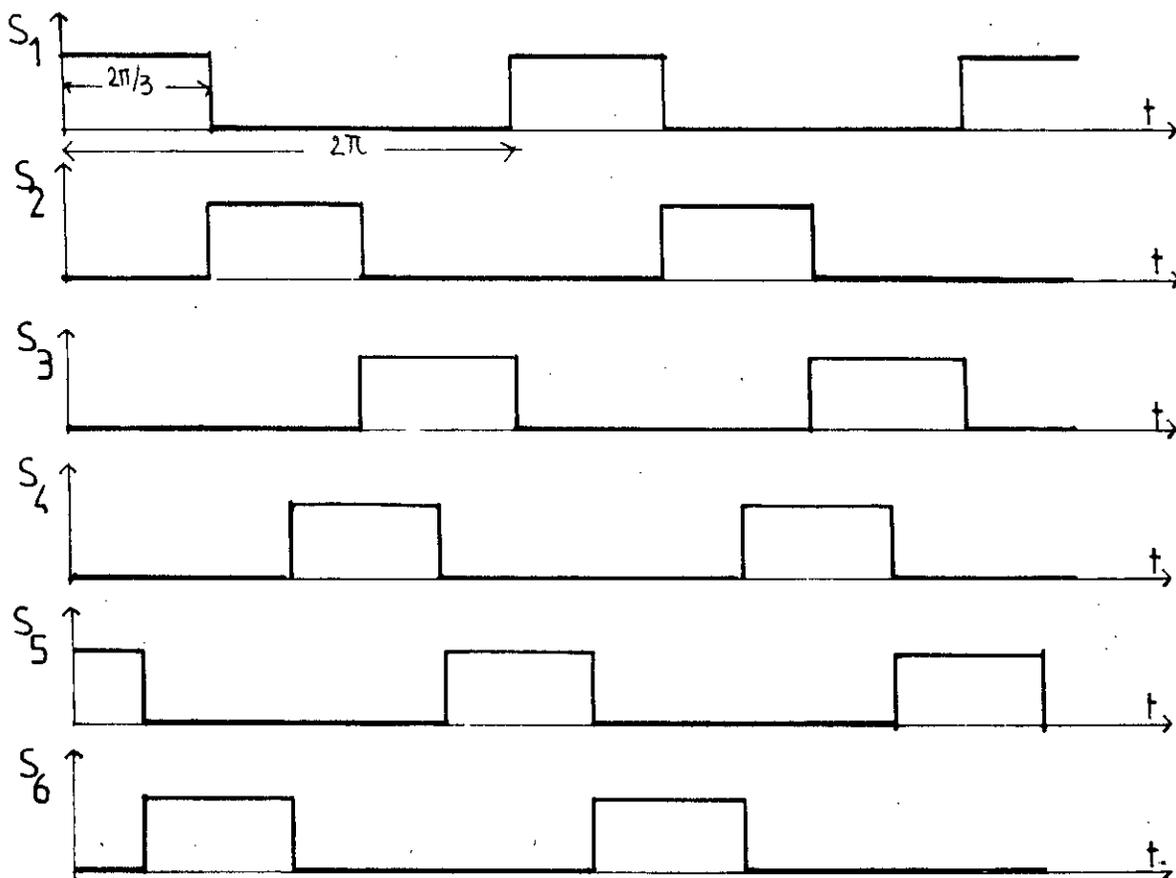


fig. V.3. Signaux de commande pour le type 120°.

## 2- Transistor de puissance en commutation:

Dans les applications de l'électronique de puissance, on assimile les composants actifs à des interrupteurs fonctionnant en tout ou rien et mettant ou non la charge (généralement R, L, C) en relation avec la source d'alimentation. Des transistors peuvent être utilisés pour réaliser ces interrupteurs (transistors bipolaires comme dans notre cas, transistors MOS).

Le composant est utilisé en commutation, c'est à dire qu'il peut être:

- Soit bloqué, le courant qui le traverse est alors nul ou très faible.
- Soit conducteur (ou saturé), la tension à ses bornes est alors très faible.

### Remarque:

Le passage d'un état à l'autre doit se faire:

- le plus rapidement possible.
- avec la plus petite perte d'énergie possible.

## 2.1- Caractéristiques statiques:

Un transistor de puissance travaillant en régime de commutation ne peut occuper de façon stable que deux types d'états:

### a/ Etat bloqué:

Cet état est caractérisé par:

-Une tension collecteur-émetteur pratiquement égale à la tension de la source ( $V_{CE} \approx U$ ).

-Un courant collecteur nul ou très faible.

Cet état est obtenu en l'absence d'un courant de base positif ( $i_B \leq 0$ ), c'est à dire  $V_{BE} \leq 0$ .

### b/ Etat passant:

L'état passant est caractérisé par:

-Une tension collecteur-émetteur très faible ( $V_{CE} \approx 0$ ).

-Un courant collecteur maximal ( $i_C = I_{Cmax}$ ).

Cet état est obtenu lorsque le courant de base a une intensité supérieure à  $i_C / \beta$  où  $\beta$  est le gain du transistor.

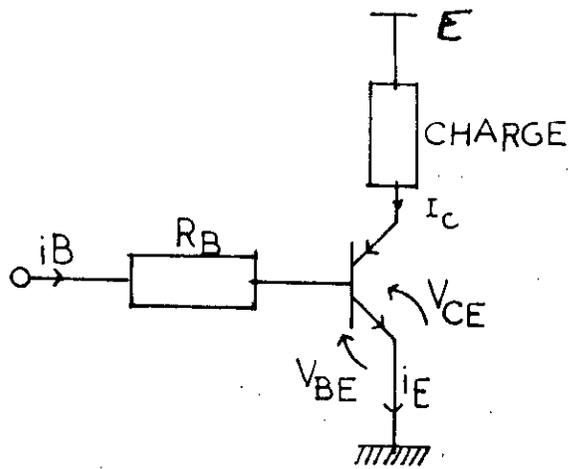


fig. V.4. Montage d'étude d'un transistor.

## 2.2- Transistor en régime de commutation:

### a- Fermeture (mise en conduction):

C'est le passage d'un état bloqué à un état saturé.

Cet état est caractérisé par les durées:

- $t_d$  (delay time): temps de retard entre l'application de  $i_B$  et le passage de  $i_C$  à 10% de sa valeur finale.

- $t_r$  (rise time): c'est le temps de montée de  $i_C$  entre 10% et 90% de sa valeur finale.

Le temps de fermeture  $t_{on}$  est donné par:

$$t_{on} = t_d + t_r$$

comme indiqué par la figure V.5.

b- Ouverture:

C'est la transition inverse de l'état précédent, elle est caractérisée par:

- $t_s$  (storage time), temps d'évacuation de la charge stockée entre la suppression de  $i_C$  et le passage de  $i_E$  à 90% de sa valeur initiale.

- $t_f$  (fall time), temps de descente entre 90% et 10% de la valeur initiale de  $i_C$ .

Le temps d'ouverture  $t_{off}$  est donné par:

$$t_{off} = t_s + t_f \text{ (voir fig. V.5)}$$

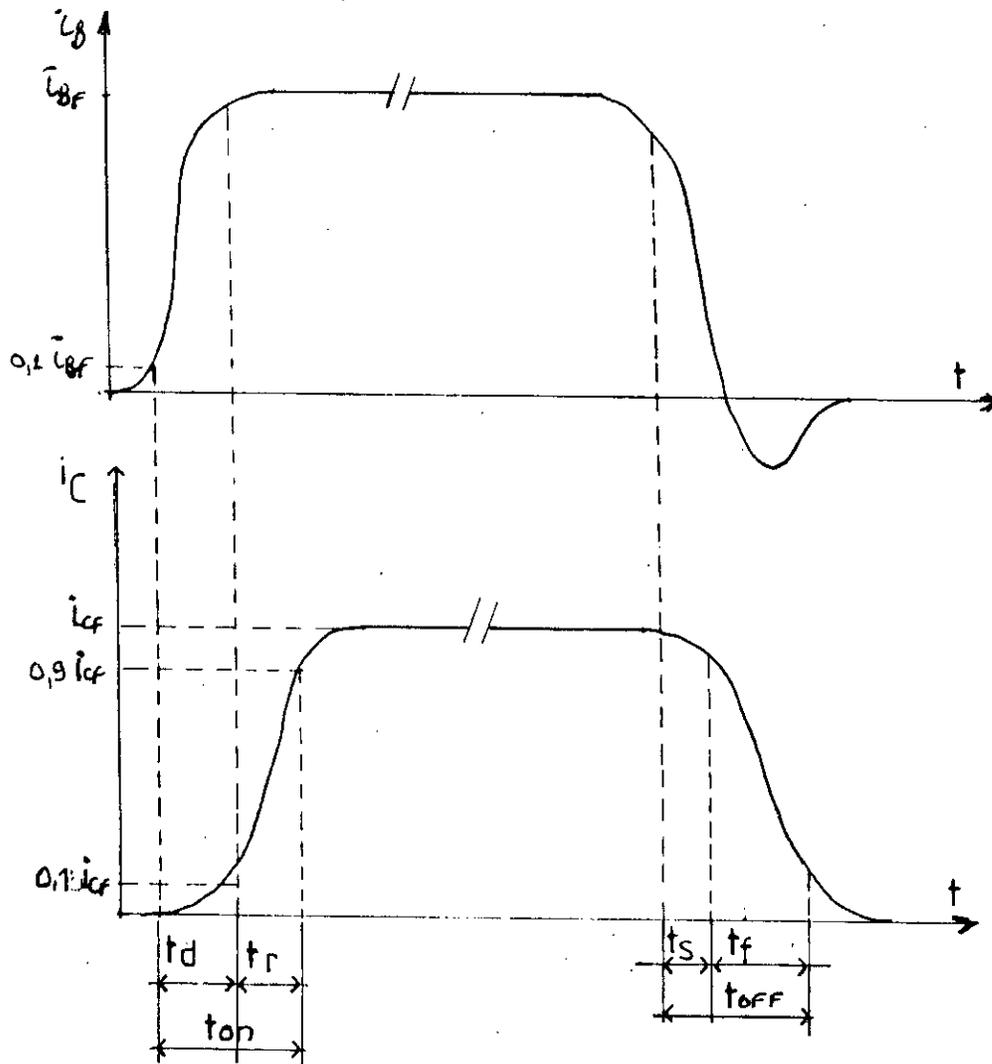


fig. V.5: Temps de commutation.

### 2.3- Problèmes dus à la commutation:

Pour choisir un transistor en commutation, il ne suffit pas de considérer les états de conduction et de blocage. Il est indispensable d'étudier les états transitoires lors de l'ouverture et de la fermeture.

Pendant la commutation, tension et courant peuvent exister simultanément, ce qui entraîne une consommation d'énergie importante et la puissance moyenne dissipée augmente rapidement avec la fréquence de travail.

### 2.4- Pertes dues à la commutation:

Pendant la commutation, le transistor subit beaucoup de contraintes dynamiques.

-Les pertes en saturation qui sont données par:

$$P_s = V_{CEs} I_C + V_{BEs} I_B$$

-Les pertes en cours de blocage:

$$P_b = E \cdot I_{inv} \cdot t_{off} / T$$

Les pertes en cours de blocage sont négligeables, lorsque le courant inverse est très faible.

L'énergie dissipée dans le transistor de puissance pendant les deux étapes, sont donnés par:

$$W_{on} = \int_0^{t_{on}} V_{CE} i_C dt = \frac{1}{2} E I t_{on}$$

$$W_{off} = \int_0^{t_{off}} V_{CE} i_C dt = \frac{1}{2} E I t_{off}$$

L'énergie totale dissipée est:

$$W_{on} = W_{on} + W_{off} = 1/2 EI (t_{on} + t_{off})$$

Remarque:

La puissance totale dissipée dans le transistor est fonction des temps de commutation. Donc un tel montage aura des performances limitées.

Il convient souvent de diminuer la puissance dissipée dans le transistor, pour cela on doit:

- limiter le domaine d'emploi du transistor en commutation (aire de sécurité).
- accélérer les commutations pour réduire l'énergie perdue durant les transitions

2.5- Aire de sécurité:

L'aire de sécurité en régime de commutation est la zone dans laquelle doit impérativement rester le point de fonctionnement du transistor.

Quatre limites interviennent dans la détermination de l'aire de sécurité d'un transistor:

-Le courant collecteur maximal  $I_M$  ( ou  $I_{CM}$  ).

-La tension collecteur-émetteur maximale.

Dans ce cas on distingue les grandeurs suivantes:

- \*  $V_{CE0}$  = tension de claquage lorsque la base est à l'air
- \*  $V_{CER}$  = tension de claquage lorsque la base est reliée à l'émetteur par une résistance R
- \*  $V_{CE_x}$  = tension de claquage lorsque la tension base-émetteur est polarisée en inverse sous une tension spécifiée

\*  $V_{CE0sos}$  = tension de claquage lorsque la base est en l'air et hors de la décroissance du courant collecteur à travers une inductance.

-La puissance moyenne maximale dissipable:  $P_{tot}$  qui dépend des conditions de refroidissement du transistor.

-Le phénomène du second claquage: Ce phénomène se traduit par une brusque augmentation du courant collecteur  $I_C$  accompagné d'une brusque réduction de  $V_{CE}$ .

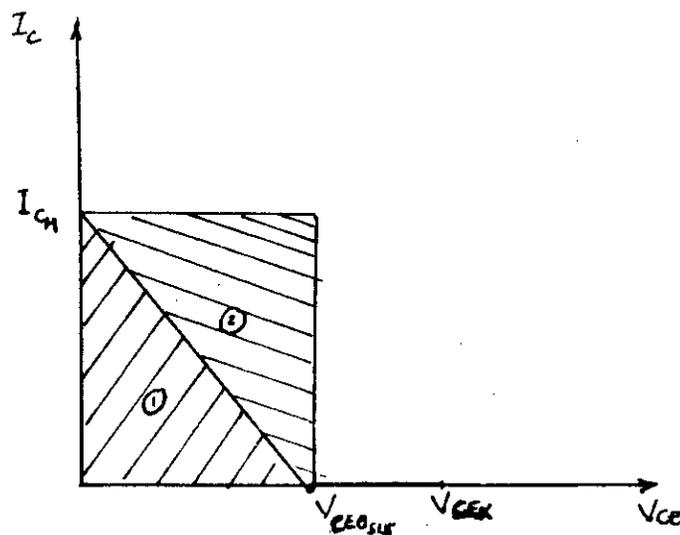


fig. V.6: Aire de sécurité du transistor.

Remarque: A l'intérieur même de l'aire de sécurité, on peut distinguer deux zones de fonctionnement. Zone (1) à faibles pertes et zone (2) à fortes pertes. Il est conseillé de faire travailler le transistor dans sa zone à faible pertes.

## 2.6- Circuit d'aide à la commutation (CALC):

### ⌘ - Principe et rôle du CALC:

Le CALC est destiné à réduire les pertes dues à la commutation dans le transistor de puissance et permet de travailler à des fréquences élevées. Il permet également de ralentir la montée du courant et de la tension respectivement à

l'amorçage et à l'ouverture du transistor de façon à ne pas avoir l'existence simultanée d'un courant  $I_C$  et d'une tension  $V_{CC}$  élevés.

Ainsi il protège le transistor de puissance contre les échauffements.

Le circuit que nous avons choisi est le suivant:

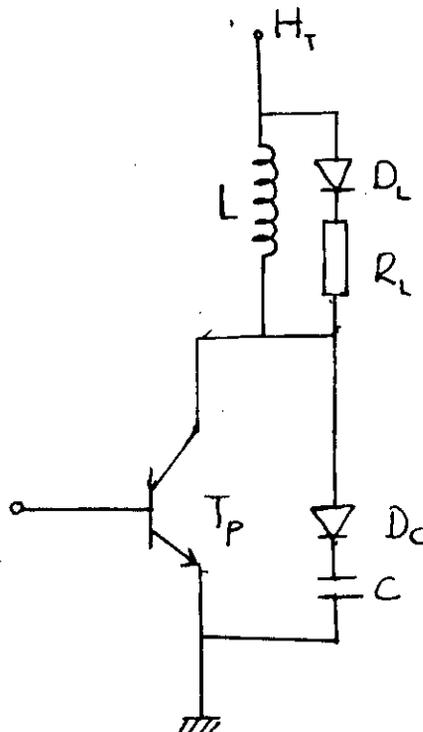


fig. V.7: Circuit d'aide à la commutation.

**b - Aide à la fermeture:**

Une bobine d'inductance  $L$  (quelques dizaines de  $\mu H$ ), en série avec le transistor, limite la vitesse de montée du courant collecteur  $I_C$ .

Le courant  $I_C$  est donné par:

$$L \frac{di_C}{dt} = E - V_{CE}$$

Donc le courant  $I_C$  ne peut croître que si  $V_{CE}$  diminue. La diode  $D_L$  et la résistance  $R_L$  montées en parallèle avec  $L$  constituent le circuit de décharge de l'énergie emmagasinée par la bobine.

### C.- Aide à l'ouverture:

Au blocage du transistor de puissance, la tension  $V_{CE}$  tend à augmenter avant que le courant  $I_C$  ne s'éteigne, d'où échauffement de la jonction. On dispose d'un condensateur  $C$  aux bornes du transistor. Il limite la vitesse de croissance de  $V_{CE}$  et absorbe pour cela une partie du courant de la charge  $I_C$  à travers la diode  $D_C$ .

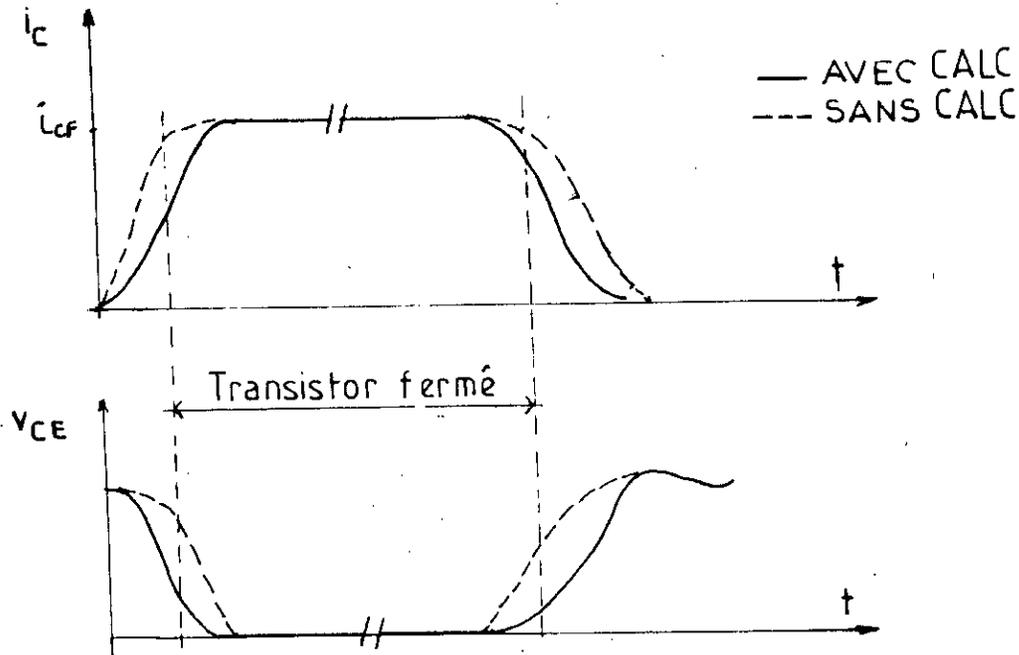


fig. V.8: Influence du CALC sur  $i_c$  et  $V_{CE}$ .

### 2.7- Réalisation pratique:

Pour la réalisation de l'onduleur de tension triphasé, le travail a été essentiellement divisé en deux parties:

-La première partie consiste à réaliser le circuit générant les signaux de commandes des transistors. Le circuit de commande est alimenté par une basse tension (12V dans notre cas) car les circuits intégrés utilisés sont des CMOS.

-La deuxième partie est le circuit de puissance comportant les transistors de puissance qui constituent les interrupteurs, ainsi que les éléments qui composent les circuits de protections.

Co 1- Elaboration de la logique de commande:

Le circuit de commande générant les signaux de base permettant l'ouverture et la fermeture des transistors aux bons moments est constitué de portes logiques (NAND) ainsi que de bascules (JK). Voir annexe I.

a- Commande adjacente 180°:

Le circuit utilisé est un registre à décalage bouclé sur lui-même, appelé "compteur en anneau", à base de bascule JK. fig. V-3.1.

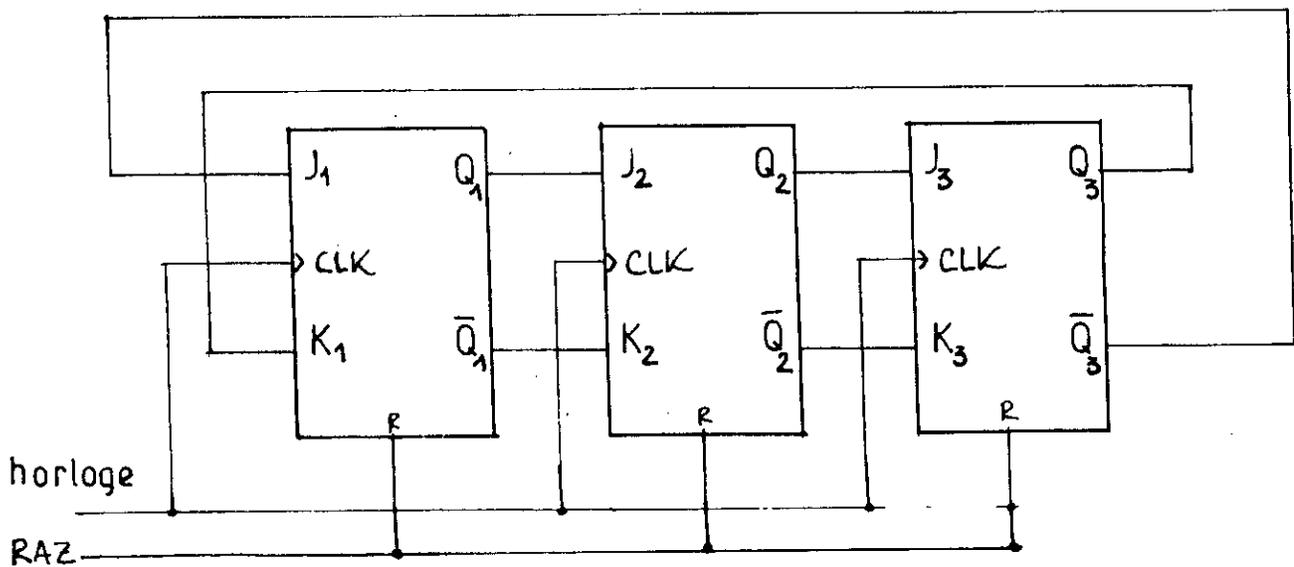
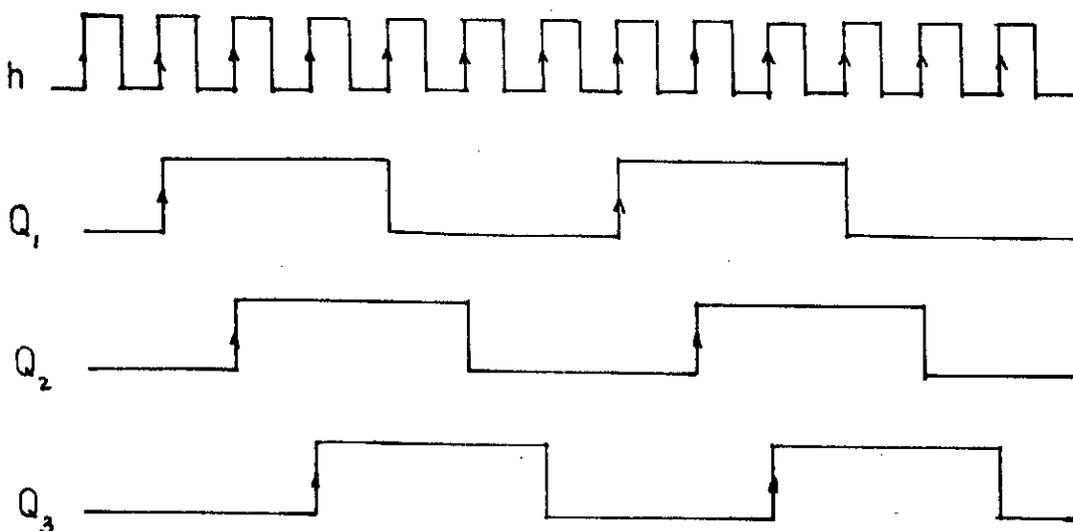


fig. V.4: Compteur en anneau.

Chronogramme des signaux de sortie:



Les signaux sont pris de la façon suivante:

$$S_1 = q_1 ; S_2 = q_3 ; S_3 = \overline{q_2}$$

$$S_4 = \overline{q_1} ; S_5 = \overline{q_3} ; S_6 = q_2$$

avec  $S_i$  signal attaquant la base du transistor  $i$ .

- Circuit de retard:

Dans la commande  $180^\circ$ , la commutation des transistors d'un même bras se fait simultanément, l'ouverture de l'un et la fermeture de l'autre. Afin d'éviter le risque de court circuit de la source qui peut surgir pendant la commutation, nous avons utilisé un circuit RC afin de retarder un des signaux de commande par rapport à l'autre.

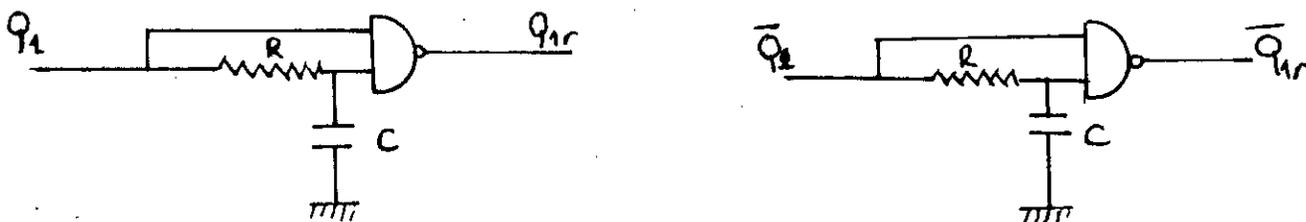


fig. V.11: Circuit de retard.

Les valeurs de RC sont choisies de telle sorte à avoir  $RC > t_{off}$ .

Les signaux retardés qu'on obtient sont donnés par la fig. V.12.

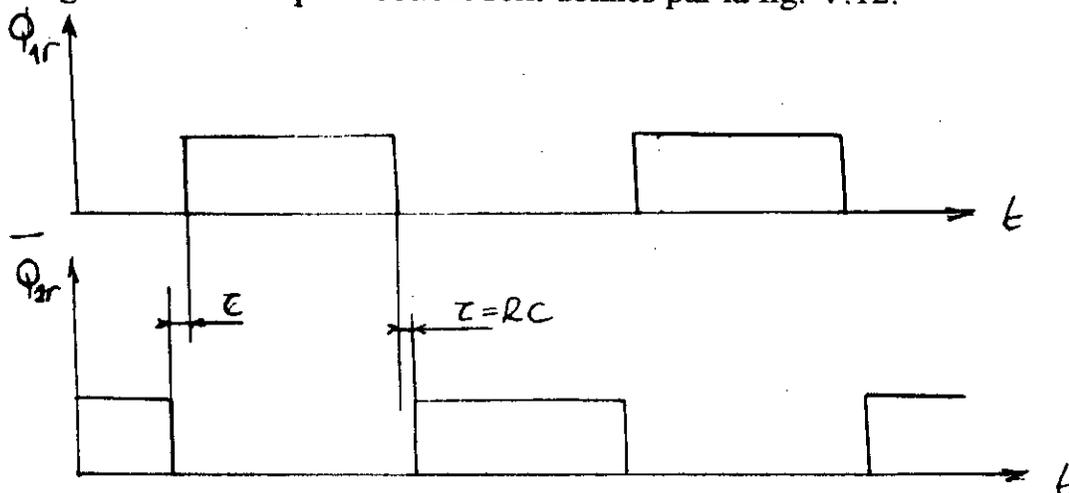


fig. V.12: Signaux retardés.

e- Commande disjointe 120°:

Pour la réalisation de cette commande, on a utilisé un compteur à quatre étages à base de bascule JK. fig. V.13.

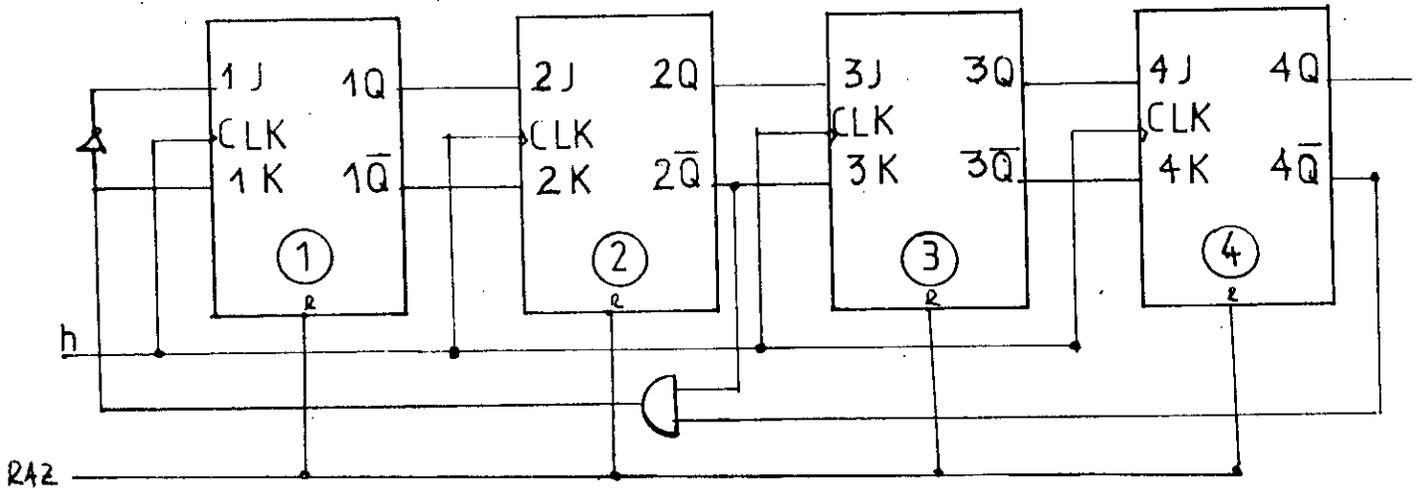
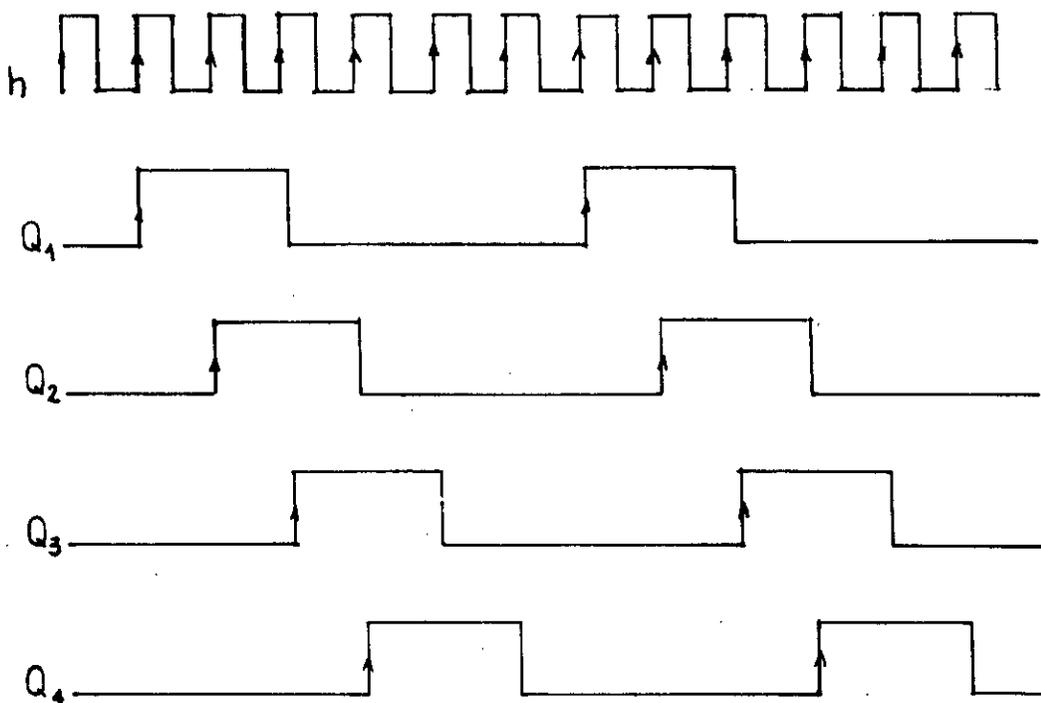


fig. V.13: Commande disjoint 120°.

Chronogramme des signaux de sortie.



Pour commander les transistors, les signaux sont pris de la manière suivante:

$$S_1 = q_1 ; S_2 = q_3 ; S_3 = \overline{q_1} \cdot \overline{q_3}$$

$$S_4 = q_4 ; S_5 = \overline{q_2} \cdot \overline{q_4} ; S_6 = q_2$$

Remarque: Le circuit est mis à zéro à la mise sous tension.

**b** Générateur de signaux carrés (horloge):

C'est un multivibrateur astable appelé aussi oscillateur ou générateur d'ondes rectangulaires. On réalise cette horloge en utilisant le timer NC 555 dont le fonctionnement en astable est simple à réaliser.

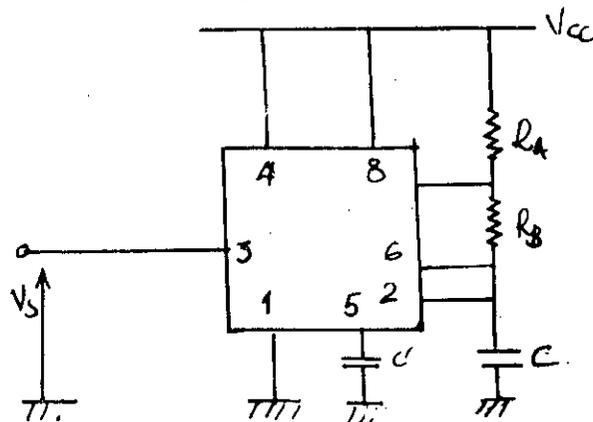


fig. V.14: Générateur de signaux carrés.

La tension de sortie:

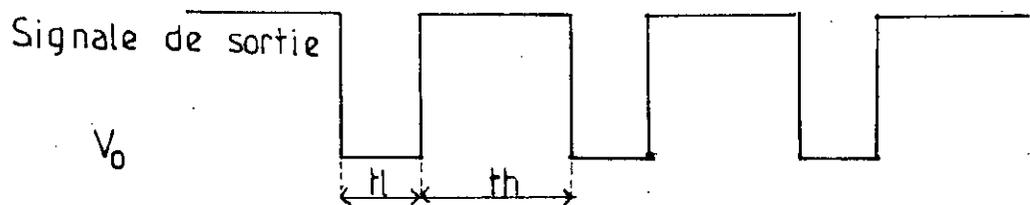


fig. V.15.

Les deux temps correspondant aux deux états de l'oscillateur ont respectivement pour valeurs:

$$t_h = 0,693 ( R_A + R_B ) C \quad (\text{temps de charge})$$

$$t_1 = 0,693 R_B \cdot C \quad (\text{temps de décharge})$$

$$\text{d'où la période est: } T = 0,693 (R_A + 2R_B) C$$

$$\text{et la fréquence: } f = 1,44 \frac{1}{(R_A + 2R_B) C}$$

$$\text{Le rapport cyclique est: } D = R_B / (R_A + 2R_B)$$

Vu la nécessité d'avoir un rapport cyclique de 50% c'est à dire que le temps de charge  $t_h$  est égal au temps de décharge  $t$ , on adopte le montage de la figure V.16 avec des diodes, ce qui permet la charge du condensateur  $C$  à travers une seule résistance et sa décharge à travers l'autre résistance de même valeur.

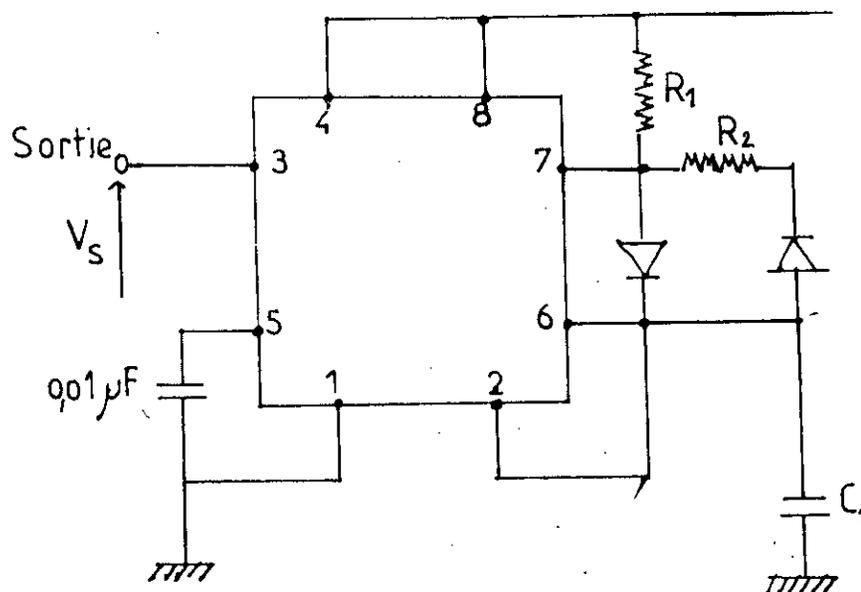


fig. V.16: Astable avec un rapport cyclique de 50%.

#### Calcul des éléments de l'astable:

L'astable réalisé servira d'horloge pour le circuit de commande de l'onduleur.

Sa fréquence doit être égale à 6 fois la fréquence du signal de commande donc  $f_H = 6 \cdot 50 = 300\text{Hz}$

Pour le cas de la figure on a:  
 $t_h = t_l = 0.693 R_c$   
 donc  $f = 1.44/2R_c = 300$   
 $R_c = 2.4 \times 10^{-3} \text{ s}$   
 On fixe  $R = 510 \text{ K}$  on trouve  $c = 4.7 \text{ nF}$

C. Circuit de Commande de base :

- Circuit d'adaptation et de protection :

Le circuit de commande étant alimenté par une faible tension 12V et la partie puissance par une tension assez élevée, une adaptation et protection s'avère nécessaire entre ces deux circuits. Cette dernière peut être obtenue en utilisant des transformateurs d'impulsions ou des optocoupleurs électroniques.

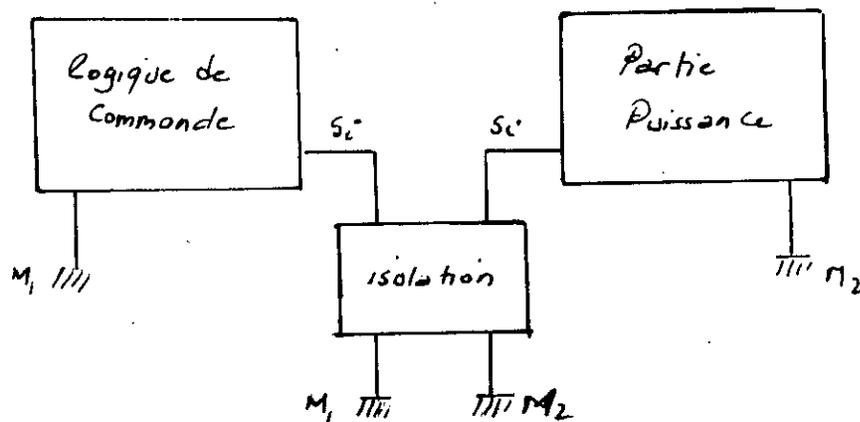


fig.V.1: Circuit d'adaptation (isolation).

Dans notre réalisation on a utilisé des optocoupleurs électroniques type 4N33 voir annexe .

- Fermeture du transistor de puissance :

Pour assurer la fermeture de l'état passant du transistor de puissance, à l'amorçage on envoie une pointe de courant directe sans augmenter de courant  $i_B$  permanent. Pour cela, on utilise le circuit de la fig V.2.a qui consiste à placer en parallèle sur  $R_B$ , un condensateur en serie avec une resistance qui fixera l'amplitude de la pointe de courant (V.2.b).

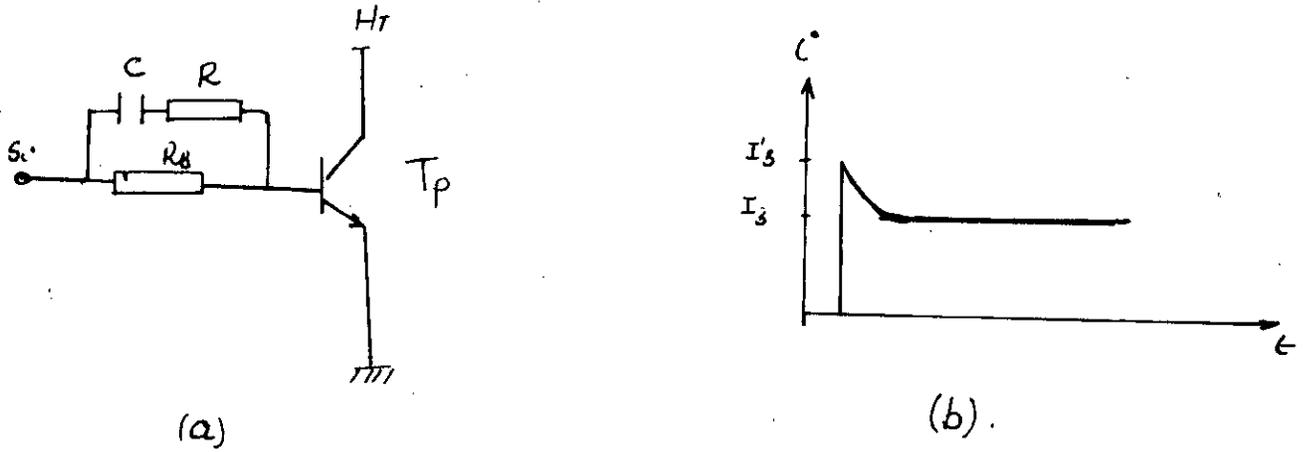


fig.V.3: Amorceage du transistor.

Ouverture du transistor :

Lors du blocage afin de maintenir à limite de saturation une solution classique consiste a dériver le courant de base exedentaire à l'aide d'une diode appelée "Diode d'anti-saturation" connectée entre la base et le collecteur du transistor Tp (fig. V.4). La diode DAS empêche le potentiel du collecteur de descendre en dessous de celui de la base. On agit de façon efficace sur le blocage du transistor de puissance Tp en appliquant une tension inverse sur son entrée par l'intermediaire d'une resistance R montée entre l'emetteur et la base de Tp.

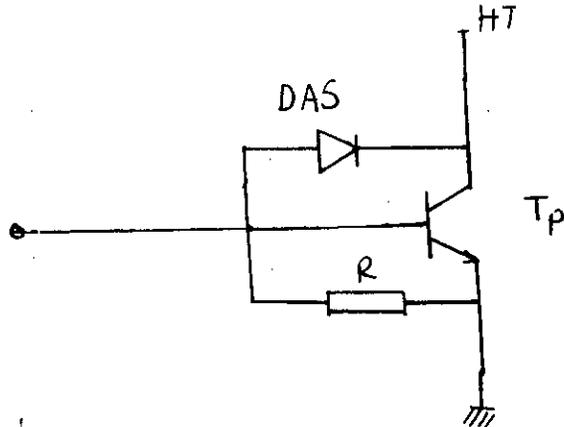


fig.V.3: Circuit de blocage du Tp.

- Réalisation du circuit de commande de base :

Le schéma de circuit de commande de base utilisé est donné ci-dessous:

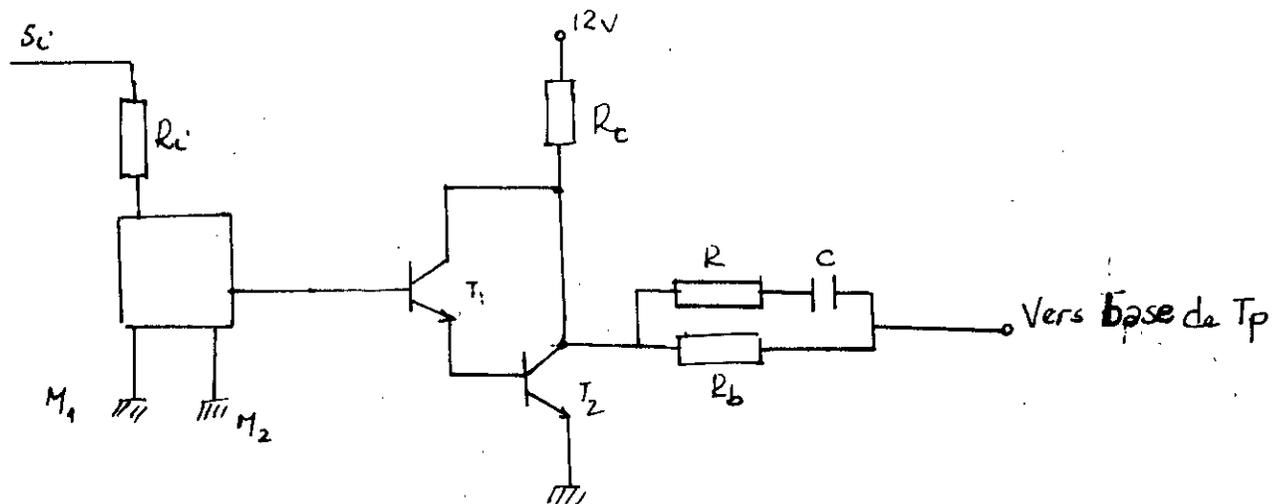


fig.V.4: Circuit de commande de base.

On note qu'on a utilisé un étage amplificateur Darlington pour augmenter les courants de base et assurer ainsi l'amorçage transistors de puissance.

## CHAPITRE VI

### CONCLUSION

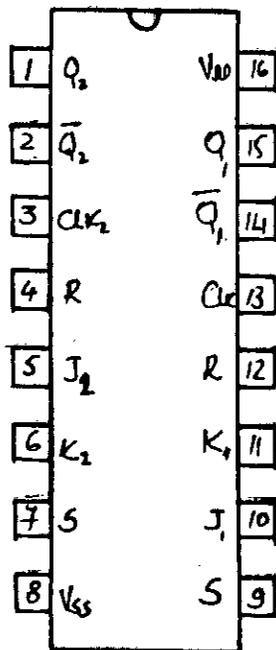
Pour conclure ce travail, on peut dire que ce projet nous a permis d'acquies des connaissances théoriques et pratiques dans un domaine assez vaste, qui est l'électronique de puissance. Ce projet nous a permis aussi de combler certaines lacunes et d'approfondir certaines connaissances.

Les plus grandes difficultés, rencontrées dans ce travail, sont survenues surtout dans la partie réalisation pratique. Le manque de composants et de matériels étaient le problème majeur. Cette réalisation nous a permis de constater les difficultés rencontrées lors du passage d'une étude théorique d'un montage à sa réalisation pratique. Elle nous a permis aussi de nous familiariser avec certains composants électroniques et leurs utilisation.

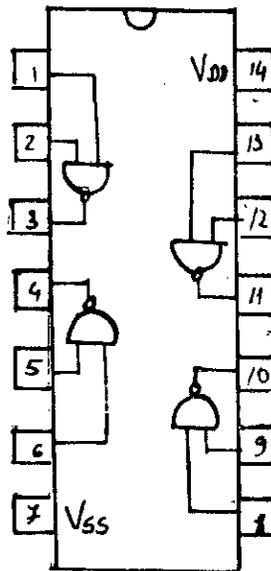
Nous espérons enfin que les objectifs tracés au début ont été atteints, c'est à dire, que l'onduleur réalisé pourrait servir à l'initiation aux convertisseurs statiques en l'utilisant comme maquette pour les travaux pratiques, et que notre étude et réalisation servira de base à l'élaboration d'un onduleur plus performant. Les améliorations concernent les domaines suivants :

- Réalisation d'une commande électronique MLI plus raffinée.
- Augmentation de la puissance de l'onduleur.
- Application à la commande d'un moteur asynchrone.

# Annexe :



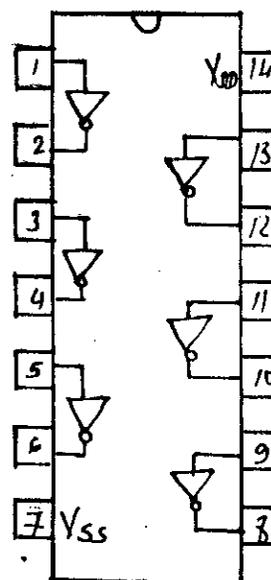
4027



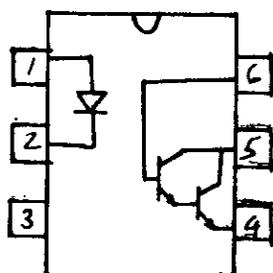
4011



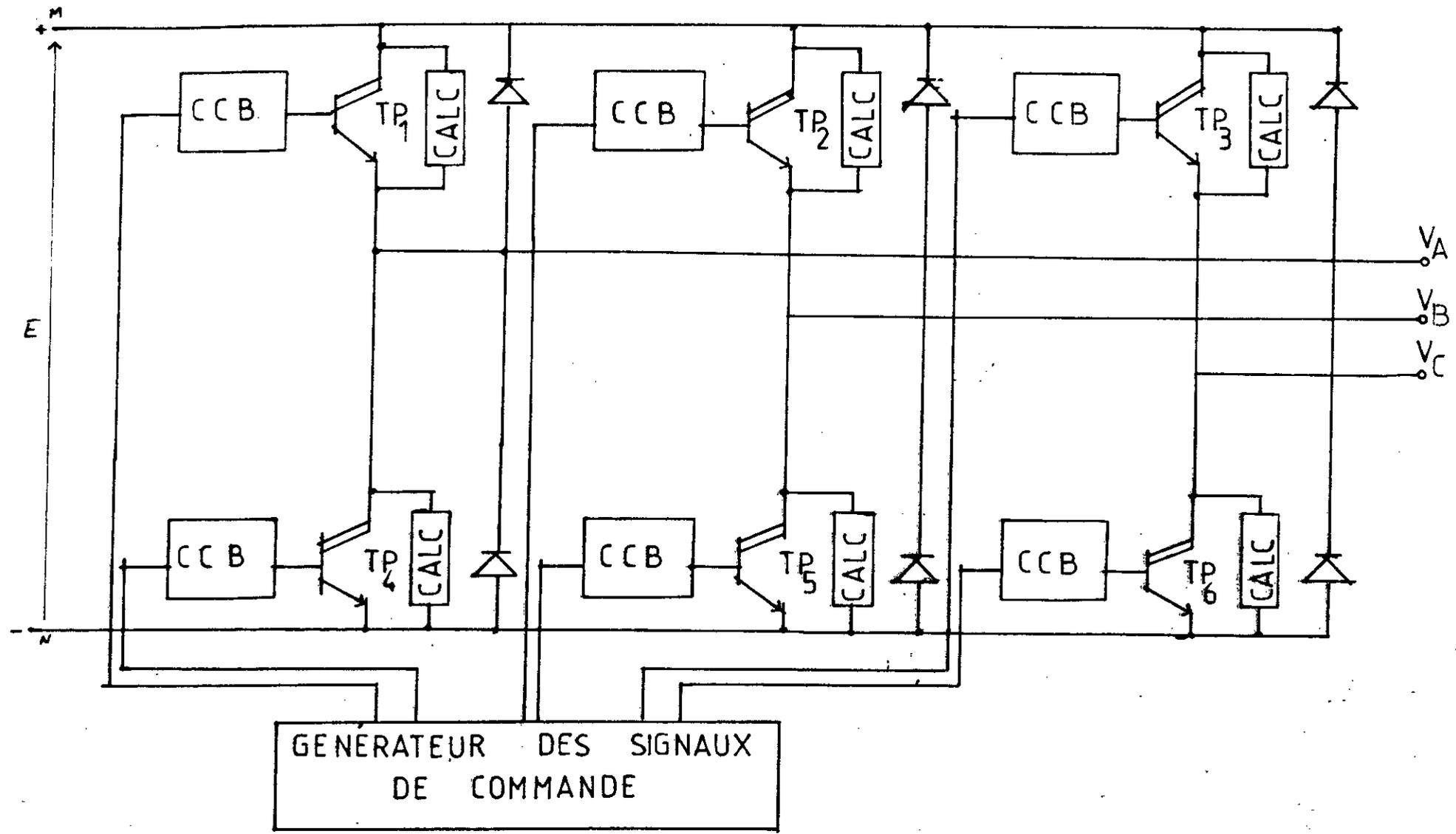
NE555



40106



4N33



Schema synoptique de l'onduleur de tension triphasé

## BIBLIOGRAPHIE:

- [1] : Une équipe d'enseignants EP de Toulouse.  
Hacheurs et onduleurs autonomes.
- [2] : G. SEGUIER  
Les convertisseurs de l'électronique de puissance.  
Tome 4.
- [3] : J.L. DALMASSON  
Electronique de puissance, commutation.
- [4] : R. CHAUPRADE  
Electronique de puissance.
- [5] : F. BRICHANT  
Les onduleurs autonomes.
- [6] : G. SEGUIER  
L'électronique de puissance.
- [7] : M. BERNARD  
Pratique des circuits logiques.
- [8] : DORVAL  
Techniques des impulsions.
- [9] : C. VERBEER  
Les composants actifs en commutation.
- [10] : F. MILSANT  
Cours d'électronique.  
Tome 5.
- [11] : LARBES  
Cours d'électronique industrielle.  
3ème année électronique ENP.
- [12] : A. DEHRI / S. HALFAOUJ      PFE ( GE 6/92)  
Réalisation d'un onduleur de tension triphasé à MLI.