

ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME D'INGENIEUR D'ETAT

S U J E T

**Redresseur Commandé avec
facteur de puissance
unitaire**

Proposé par :

MM. R. TAHMI
O. TOUHAMI

Etudié par :

MM. H. HADJ BOUZID
A. BOUCHOUCHI

Dirigé par :

MM. R. TAHMI
O. TOUHAMI

PROMOTION : JANVIER 1988

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR

ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME D'INGENIEUR D'ETAT

S U J E T

Redresseur Commande avec facteur de puissance unitaire

Proposé par :

MM. R. TAHMI
O. TOUHAMI

Etudié par :

MM. H. HADJ BOUZID
A. BOUCHOUCI

Dirigé par :

MM. R. TAHMI
O. TOUHAMI

PROMOTION : JANVIER 1988

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

الموضوع : مقاوم بعامل مشترك موحد .

الملخص : هدف عملنا يشمل من تحقيق مقاوم
مطالبتناوب- مستمر بعامل مشترك
موحد ودراسة مشاركتهم مع عدتناوع
من الاجهزة .

SUJET : REDRESSEUR COMMANDE AVEC FACTEUR DE PUISSANCE UNITAIRE .

RESUME : Le but de notre travail consiste en la réalisation d'un convertisseur commandé alternatif-continu avec facteur de puissance unitaire et l'étude de son association avec différents types de charges.

SUBJECT : RECTIFIER OF CURRENT WITH AN UNITARY POWER FACTOR.

SUMMARY : THE AIM OF OUR WORK IS TO REALIZE A RECTIFIER
COMMANDED ALTERNATING-DIRECT CURRENT (AC-DC) WITH AN
UNITARY POWER FACTOR AND THE STUDY OF HIS ASSOCIATION
WITH DIFFERENT LOADS

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT DE GENIE-ELECTRIQUE

THEME

REDRESSEUR COMMANDE
AVEC FACTEUR DE PUISSANCE
UNITAIRE

PROPOSE PAR:

MM.R.TAHMI
O.TOUHAMI

DIRIGE PAR:

MM.R.TAHMI
O.TOUHAMI

REDIGE PAR:

MM.Hakim HADJ BOUZID
Abdelhafid BOUCHOUCHI

PROMOTION JANVIER 1988

* DEDICACES *

A

La memoire de mon grand père maternel

Mon père

Ma mère

Mon épouse

Mes frères et soeurs

Toute ma famille

Toute ma belle famille

Abdelkader et Youcef

Noureddine

La famille OUZZANE

La famille SEMMAR

Tous mes amis

Tout le personnel des societes S.A.E.E.C

et S.O.F.E.M

En temoignage de ma profonde affection.

Hakim HADJ BOUZID

* DEDICACES *

A *la mémoire de ma grand-mère maternelle*

Mon père

Ma mère

Mes frères

Ma soeur

Lynda

Tous ceux qui me sont très chers

Je dédie cet ouvrage.

Abdelhafid BOUCHOUCHI

* REMERCIEMENTS *

Nous tenons en premier lieu à adresser nos vifs remerciements à Messieurs Redouane TAHMI et Omar TOUHAMI pour leur aide précieuse, leur encadrement, leur suivi ainsi que leur dévouement.

Nous tenons également à remercier Monsieur Hamid MAAZI pour ses conseils et ses encouragements.

Puisse cet humble projet exprimer notre profonde gratitude envers les enseignants qui ont contribué à notre formation ainsi qu'à ceux qui ont participé de près ou de loin à la mise en oeuvre de ce memoire.

Nous tenons également à remercier Monsieur Anouar BENSLEM (Enseignant à l'E.N.T.P.) pour l'aide qu'il nous a apporté; ainsi que l'ensemble du personnel de la Societe S.A.E.E.C. de CHERAGA pour avoir mis à notre disposition les moyens nécessaires à la publication de cet ouvrage.

Nous n'oublierons pas de remercier vivement Monsieur Karim SEMMAR pour sa contribution à la frappe de ce modeste travail.

Abdelhafid BOUCHOUCHI - Hakim HADJ BOUZID

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

**
** PLAN **
**

INTRODUCTION

PARTIE - A - ETUDE THEORIQUE

I - GENERALITES SUR LES CONVERTISSEURS

- 1 - Introduction
- 2 - Inconvenients
- 3 - Facteur de puissance
- 4 - Harmoniques

II - CONVERTISSEURS AVEC FACTEUR DE PUISSANCE

UNITAIRE

- 1 - Introduction
- 2 - Principe
- 3 - Constitution

III - ETUDE THEORIQUE

- 1 - Introduction
- 2 - Calcul des coefficients de FOURIER
 - a - Calcul de la valeur moyenne a_0
 - b - Calcul des coefficients a_n
- 3 - Calcul des coefficients de FOURIER en fonction de α
 - a - Calcul de $a_0(\alpha)$
 - b - Calcul de $a_n(\alpha)$
- 4 - Representation des spectres des harmoniques
- 5 - Calcul des residus des harmoniques

PARTIE - B - REALISATION DU CONVERTISSEUR AVEC
FACTEUR DE PUISSANCE UNITAIRE

I - REALISATION DU CIRCUIT DE PUISSANCE

- 1 - Introduction
- 2 - Fonctionnement
 - a - Principe
 - b - Detail des differentes phases de
fonctionnement
 - c - Calcul de l'inductance d'inversion

II - REALISATION DU CIRCUIT DE COMMANDE

- 1 - Introduction
- 2 - Schema synoptique
- 3 - Filtre / 1 /
- 4 - Déphaseur / 2 /
- 5 - Comparateurs / 3 / et / 4 /
- 6 - Différentiateurs / 5 / et / 6 /
- 7 - Sommateur / 7 /
- 8 - Amplificateur de courant / 8 /
- 9 - Transformateur d'impulsions / 9 /
- 10 - Inverseurs / 10 / et / 11 /
- 11 - Comparateur / 12 /
- 12 - Differentiateur / 13 /
- 13 - Inverseur / 14 /
- 14 - Sommateur / 15 /
- 15 - Amplificateur de courant / 16 /
- 16 - Transformateur d'impulsions / 17 /
- 17 - Bistable / 18 /

PARTIE - C - ETUDE EXPERIMENTALE

I - RELEVES DES SPECTRES DES HARMONIQUES

1 - Charge résistive R

2 - Charge active (moteur à courant continu)

II - RELEVES DES CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES

1 - Charge résistive R

2 - Charge inductive R,L

3 - Charge active (moteur à courant continu)

CONCLUSIONS GENERALES

ANNEXE

GLOSSAIRE

BIBLIOGRAPHIE

INTRODUCTION

L'utilisation des alimentations en courant continu dans l'industrie moderne est en perpétuelle croissance.

Cependant, l'inconvénient majeur des convertisseurs alternatif-continu usuels est la consommation de l'énergie réactive.

Le problème est donc d'annuler cette consommation qui d'une part, est nuisible économiquement à l'industriel et d'autre part, lorsque celle-ci augmente (car elle est fonction inverse de la valeur moyenne de la tension délivrée par ce convertisseur) le facteur de puissance du réseau chute considérablement, engendrant ainsi une baisse du rendement des alternateurs de production, le producteur ne tolère pas cette mauvaise exploitation d'énergie.

Le but de notre travail est d'annuler la consommation de l'énergie réactive, c'est à dire garder le facteur de puissance constant et égal à un.

Il a été effectué en trois parties :

- La première concerne l'étude théorique de ce convertisseur qui permet de choisir les moyens nécessaires à la réalisation de notre but.
- A la deuxième partie, la réalisation du redresseur en question, celle-ci comprend deux chapitres: le premier celui du circuit de puissance et le second celui du circuit de commande.
- Enfin, dans la troisième partie, l'étude expérimentale, elle comprend des relevés de spectres des harmoniques de courant, et ceux des caractéristiques électriques pour différents types de charges (résistive, inductive et active).

PARTIE - A -

ETUDE THEORIQUE

1 - GENERALITES SUR LES CONVERTISSEURS \sim/\equiv

1 - INTRODUCTION

Ces convertisseurs sont des dispositifs qui transforment une tension alternative en une tension continue.

La tension de sortie est constante, sauf dans le cas où un signal de commande analogique permet de la faire varier, de manière continue, dans ce cas ils sont appelés redresseurs commandés.

2 - INCONVENIENTS D'UN TEL DISPOSITIF

Le groupe redresseur-charge, en fonctionnement, absorbe de la puissance active et réactive du réseau.

Le facteur de puissance d'un redresseur ne correspond pas à $\cos(\varphi)$, mais il lui est inférieur. Ceci est dû aux harmoniques. La valeur efficace du courant du réseau est plus élevée que celle de l'onde fondamentale.

3 - FACTEUR DE PUISSANCE

Le facteur de puissance d'une charge monophasée est le rapport :

$$f_p = P/S$$

Où S est la puissance apparente fournie par le réseau et P est la puissance active absorbée par la charge.

En régime sinusoïdal, on a :

$$f_p = \cos(\varphi)$$

Où φ est le retard du courant sur la tension.

Pour un redressement monophasé, en pont de GRAETZ à diodes figure I-3-1, les facteurs de puissance primaire et secondaire sont égaux à :

$$f_{pp} = f_{ps} = f_p = 0,9$$

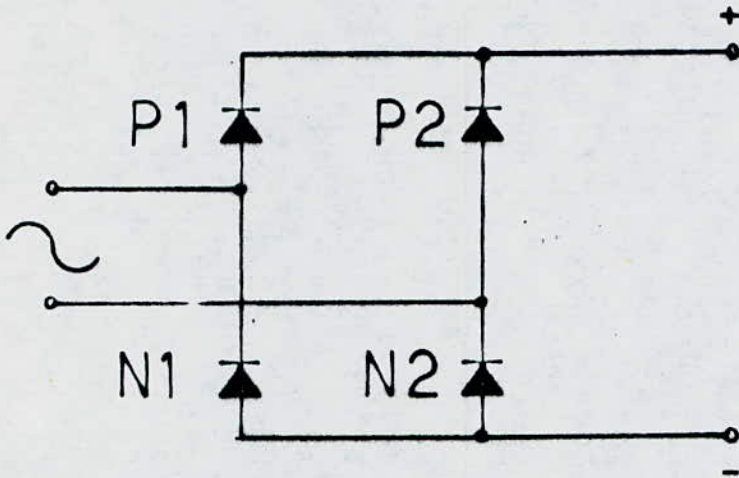


Fig. 1-3-1 Pont de GRAETZ monophasé à diodes.

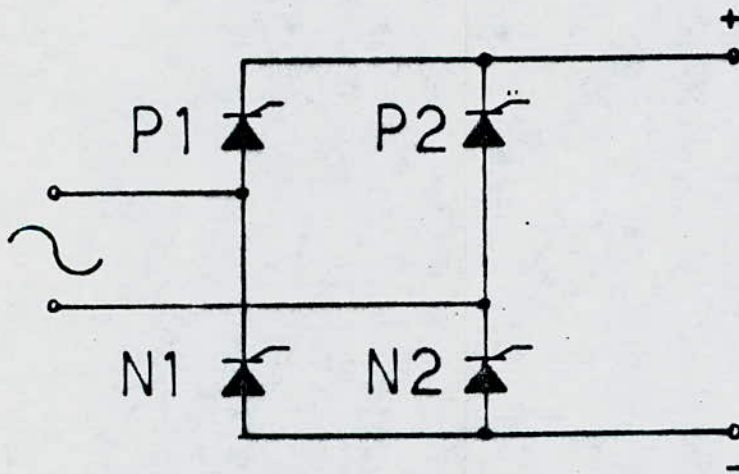


Fig. 1-3-2 Pont de GRAETZ monophasé à thyristors.

Pour un redressement monophasé, commandé, en pont de GRAETZ figure I-3-2, il permet de faire varier la valeur moyenne de la tension entre U_{moymin} et U_{moymax} , de façon continue.

Les facteurs de puissance primaire et secondaire d'un tel montage sont égaux à :

$$f_{pp\alpha} = f_{ps\alpha} = f_p \cdot \cos \alpha$$

Dans notre travail, pour le redressement commandé, on ne parlera que du facteur de puissance, vu que celui du primaire et celui du secondaire sont égaux.

Le facteur de puissance est d'autant plus faible que l'angle de retard à l'amorçage α est plus proche de $\pi/2$.

4 - HARMONIQUES

Les harmoniques du courant redressé nuisent au bon fonctionnement de la charge, surtout dans le cas d'un moteur à courant continu.

Les harmoniques produisent des courants sinusoidaux qui provoquent des pertes par effet Joule et des pertes fer supplémentaires dans le moteur.

Le résidu d'harmoniques nous donne un aperçu sur l'effet des harmoniques sur le fonctionnement du groupe convertisseur-moteur.

II - CONVERTISSEUR AVEC FACTEUR DE PUISSANCE UNITAIRE

1 - INTRODUCTION

Le convertisseur avec facteur de puissance unitaire, permet le redressement commandé de la tension.

La consommation de l'énergie réactive, pour les convertisseurs commandés usuels, est liée à l'angle α

Dans notre cas, cette consommation est nulle, car $\cos(\varphi) = 1$ et la puissance active P , absorbée par la charge, est égale à la puissance apparente S fournie par le réseau.

2 - PRINCIPE

Le principe de ce redresseur, est de garder le fondamental du courant, en phase avec la tension d'alimentation figure II-2-1.

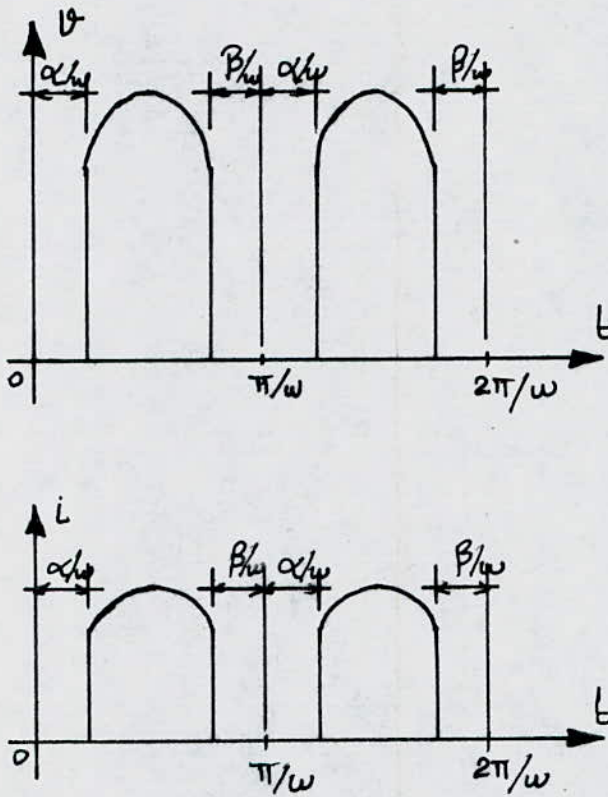


Fig. II-2-1 Formes du courant et de la tension.

La tension d'alimentation du réseau a pour équation :

$$v = V_{\max} \sin(\omega t)$$

Les résultats de l'étude théorique (voir chapitre III), nous permettent de négliger les harmoniques d'ordres supérieurs, par rapport au fondamental du courant. Le fait que, celui-ci soit en phase avec la tension d'alimentation, suffit de conclure que le déphasage φ est nul.

L'onde fondamentale a pour équation :

$$I_f = 2 \frac{I}{\pi} \left[(\cos \alpha + \cos \beta) \sin \omega t + (-\sin \alpha + \sin \beta) \cos \omega t \right]$$

$$I_f = \frac{4I}{\pi} \cos\left(\frac{\alpha + \beta}{2}\right) \sin(\omega t + \varphi)$$

En posant
$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\sin \beta - \sin \alpha}{\cos \beta + \cos \alpha}$$

D'où
$$\varphi = \frac{\beta - \alpha}{2}$$

On voit que si $\alpha = \beta$, on a bien $\varphi = 0$
et donc $\cos(\varphi) = 1$.

Notre tâche, consistera en la réalisation d'un interrupteur électronique, permettant l'établissement et l'interruption de la tension redressée, à des instants $t_1 = \alpha / \omega$ et $t_2 = \pi - \alpha / \omega$.

III - ETUDE THEORIQUE

1 - INTRODUCTION

L'étude théorique sera basée, essentiellement, sur l'étude des harmoniques de courant. Nous allons montrer que les harmoniques, d'ordres supérieurs, sont négligeables, par rapport au fondamental. Ceci nous permettra de ne tenir compte que déphasage entre le fondamental du courant et la tension.

2 - CALCUL DES COEFFICIENTS DE FOURIER

Une fonction périodique peut être décomposée en une série de FOURIER, comprenant une tension continue (valeur moyenne : $V_{\text{moy}} = a_0$) et des fonctions sinusoidales, de période $T, T/2, T/3, \dots, T/n$, c'est à dire de pulsation $n\omega$ (ω est la pulsation de la tension redressée).

La tension fournie par le convertisseur a la forme figure III-2-1.

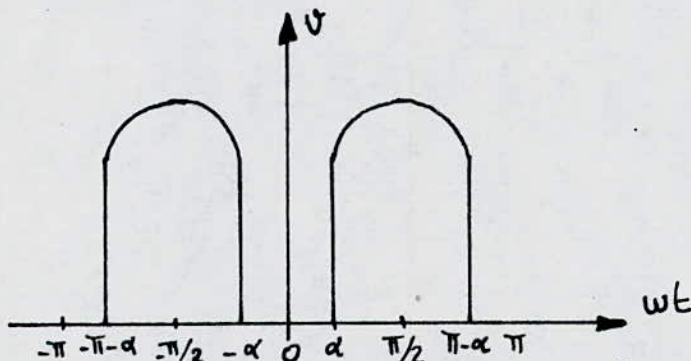


Fig. III-2-1 Tension fournie par le redresseur.

L'étude théorique sera faite pour une charge résistive, ou le courant a la même forme que la tension figure III-2-2.

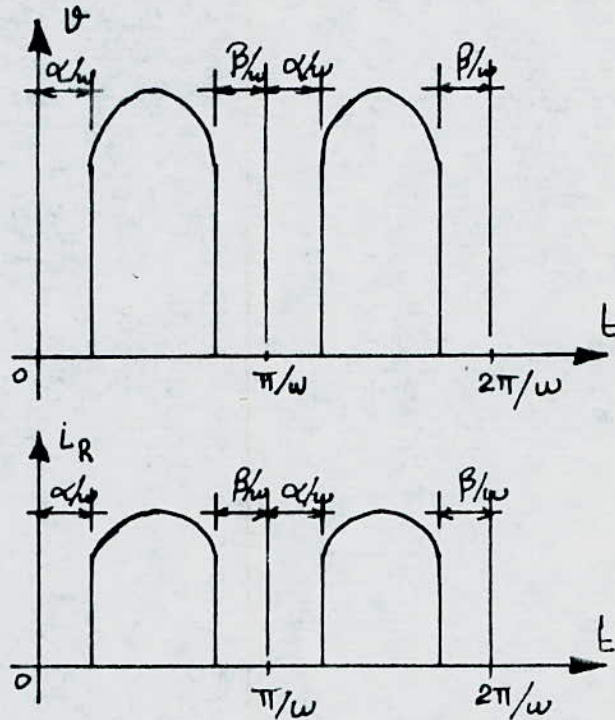


Fig. III-2-2 Tension et courant délivrés par le redresseur

En posant : $\omega t = x$

On a alors : $U(x) = 0$ si $0 < x < \alpha$

et si $\pi - \alpha < x < \pi$

$$U(x) = V_{\max} \sin x \quad \text{si} \quad \alpha < x < \pi - \alpha$$

On peut donc, décomposer cette fonction périodique, de période $T = \pi / \omega$, en série de FOURIER :

$$U(x) = a_0 + \sum_{n=1}^{+\infty} a_n \cos\left(n \frac{2\pi}{T} x\right) + b_n \sin\left(n \frac{2\pi}{T} x\right)$$

Les coefficients de cette série sont :

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} v(x) dx$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} v(x) \cos\left(n \frac{2\pi}{T} x\right) dx$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} v(x) \sin\left(n \frac{2\pi}{T} x\right) dx$$

La fonction $v(x)$ est une fonction paire, les coefficients b_n sont alors nuls, il nous reste à calculer les coefficients a_0 et a_n .

a - Calcul de la valeur moyenne $a_0(\alpha)$

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} v(x) dx = \frac{2}{\pi \alpha} \int_{\alpha}^{\pi/2} v(x) dx$$

$$a_0 = \frac{2}{\pi \alpha} \int_{\alpha}^{\pi/2} V_{\max} \sin x dx =$$

$$a_0 = \frac{2}{\pi} V_{\max} (-\cos x) \Big|_{\alpha}^{\pi/2}$$

$$a_0 = \frac{2}{\pi} V_{\max} \cos \alpha$$

b - Calcul des coefficients $a_n(\alpha)$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} v(x) \cos\left(n \frac{2\pi}{T} x\right) dx$$

$$a_n = \frac{2}{\pi} \cdot 2 \int_{\alpha}^{\pi/2} V_{\max} \sin(x) \cos\left(n \frac{2\pi}{\pi} x\right) dx$$

$$a_n = \frac{4}{\pi} V_{\max} \int_{\alpha}^{\pi/2} \sin(x) \cos(2nx) dx$$

$$a_n = \frac{4}{\pi} \cdot V_{\max} \int_{\alpha}^{\pi/2} \sin(x) \cos(2nx) dx$$

$$a_n = \frac{4}{\pi} \cdot V_{\max} \cdot \frac{1}{2} \int_{\alpha}^{\pi/2} (\sin((1+2n)x) + \sin((1-2n)x)) dx$$

$$a_n = \frac{2}{\pi} \cdot V_{\max} \left[\frac{(-\cos((1+2n)x))}{1+2n} + \frac{(-\cos((1-2n)x))}{1-2n} \right] \Bigg|_{\alpha}^{\pi/2}$$

$$a_n = \frac{2}{\pi} \cdot V_{\max} \left[\frac{1}{1+2n} \cos((1+2n)\alpha) + \frac{1}{1-2n} \cos((1-2n)\alpha) \right]$$

3 - CALCUL DES COEFFICIENTS DE FOURIER EN FONCTION DE

Pour calculer toutes les valeurs des coefficients de FOURIER en fonction de quelques valeurs de l'angle de retard à l'amorçage α , nous avons adopté les organigrammes figure III-3-1 et III-3-2.

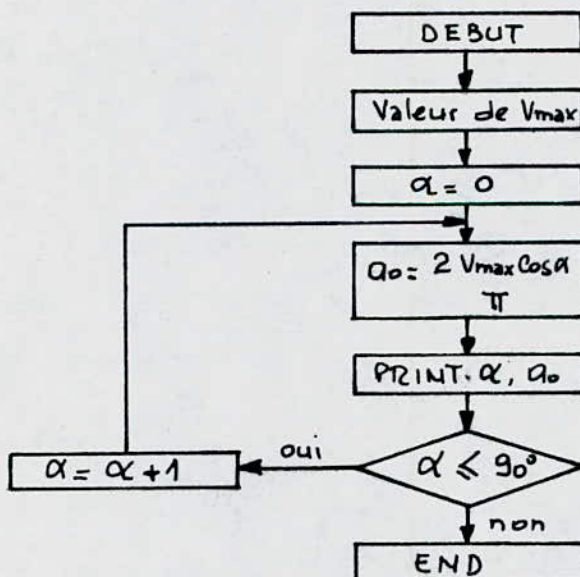


Fig. III-3-1 Organigramme de calcul de $a_0(\alpha)$.

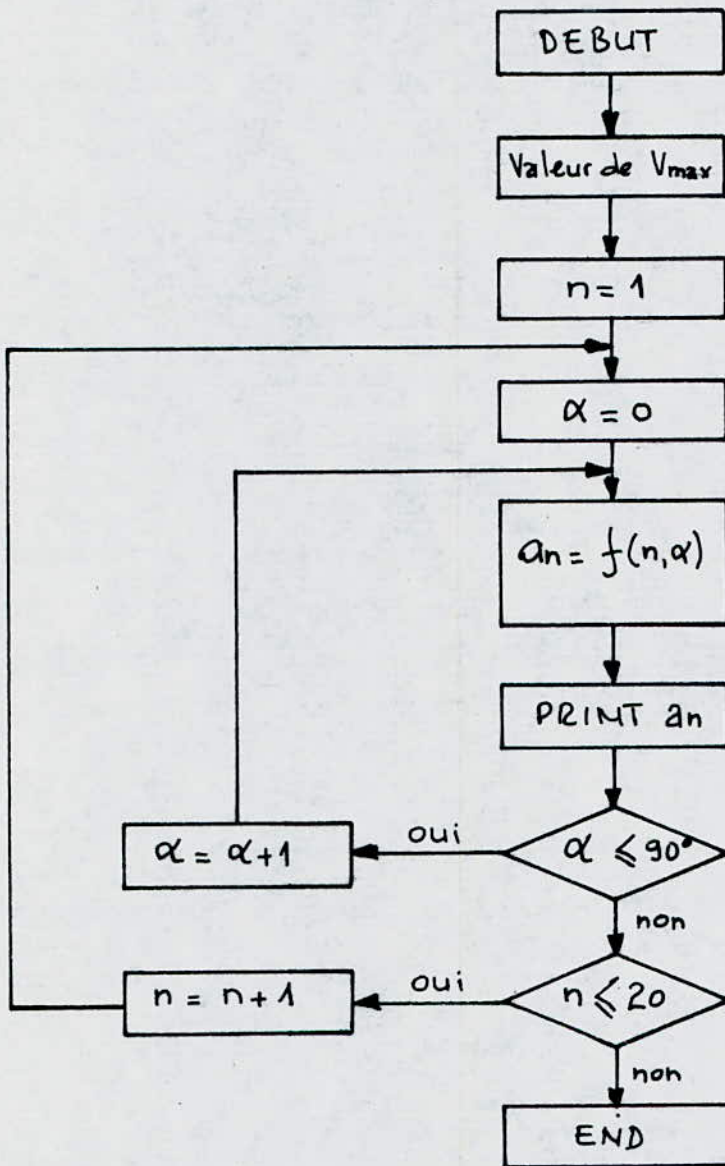


Fig. III-3-2 Organigramme de calcul des $a_n(\alpha)$.

4 - REPRESENTATION DES SPECTRES DES HARMONIQUES DU

 COURANT

Les spectres des harmoniques du courant sont
 representes figure III-4-1.

Les représentations des spectres des harmoniques du courant sont faites à partir de l'organigramme figure III-4-1.

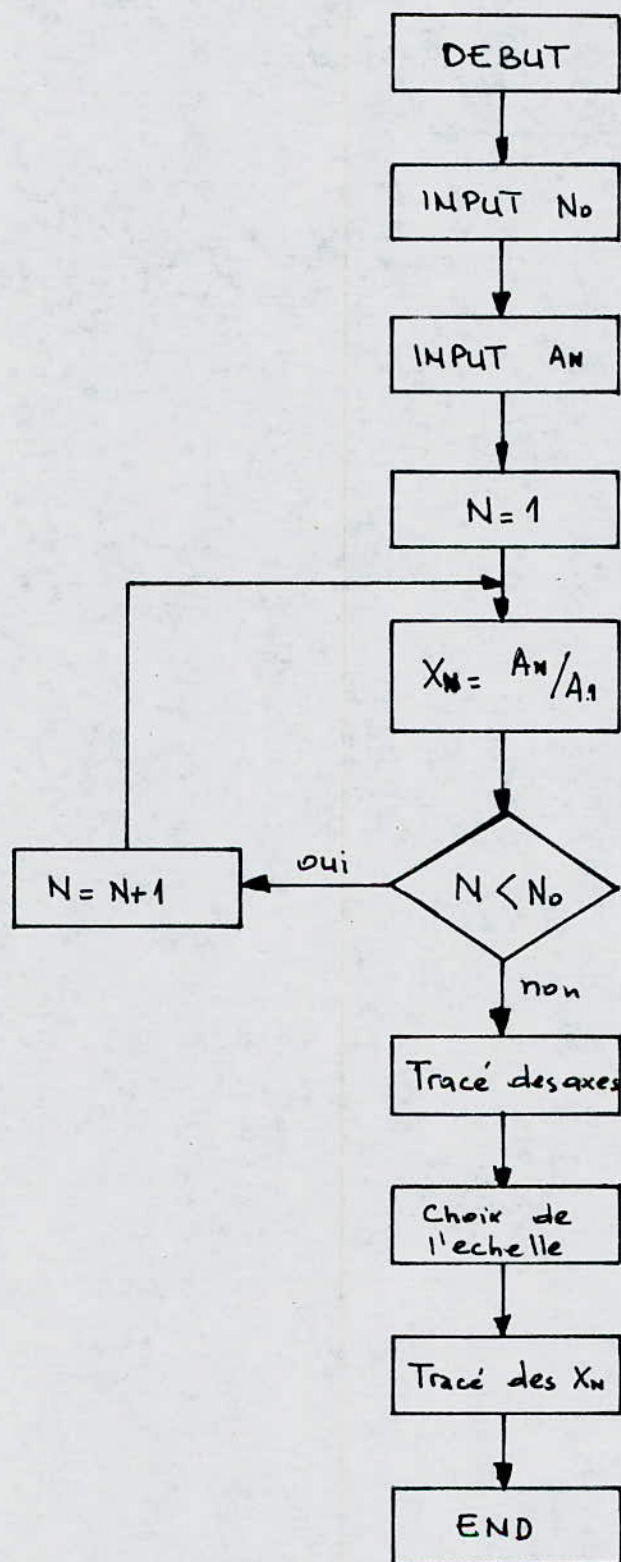


figure III-4-1. Organigramme des représentations des spectres des harmoniques

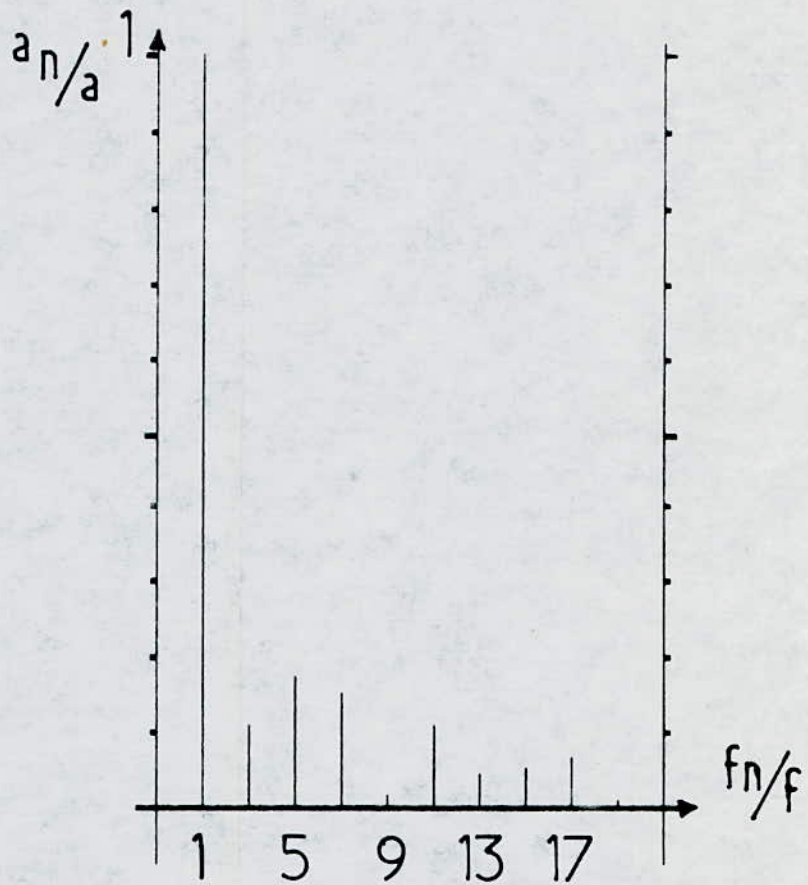


fig (4-29)^{III}:

RESULTATS THEORIQUES

REPRESENTATION DU SPECTRE DU COURANT I₁

ANGLE D'AMORCAGE : ALPHA = 36°

FREQUENCE DE FONCTIONNEMENT : f = 50 Hz

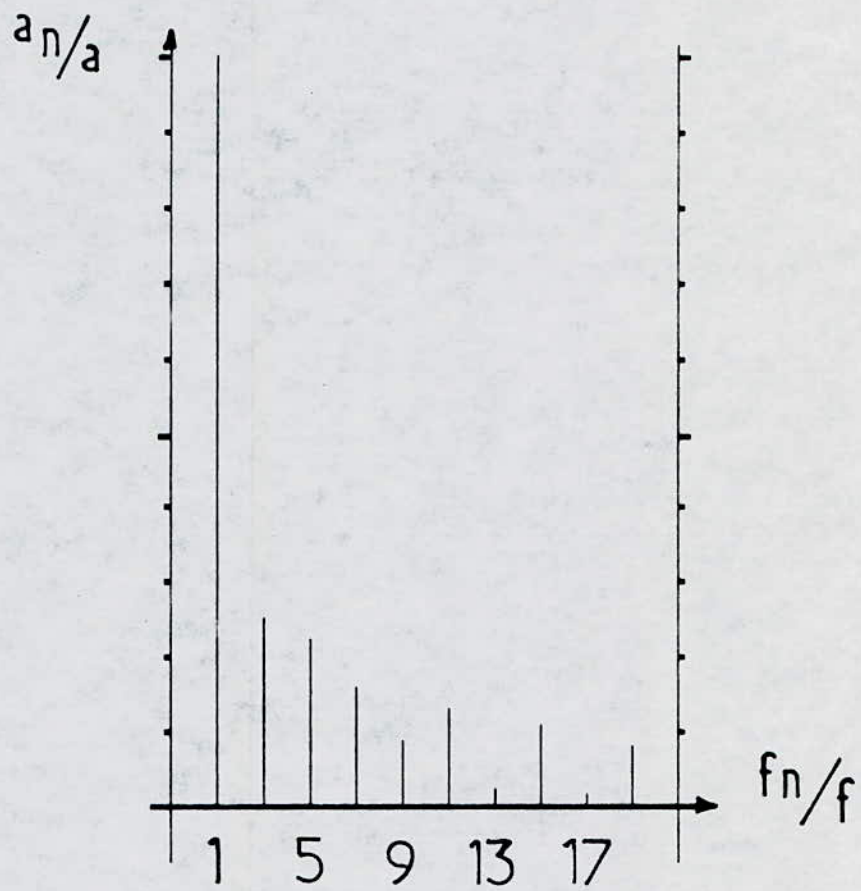


fig (4-2-b):^{III}

RESULTATS THEORIQUES

REPRESENTATION DU SPECTRE DU COURANT I1

ANGLE D'AMORCAGE : ALPHA = 50.4

FREQUENCE DE FONCTIONNEMENT : $f = 50 \text{ Hz}$

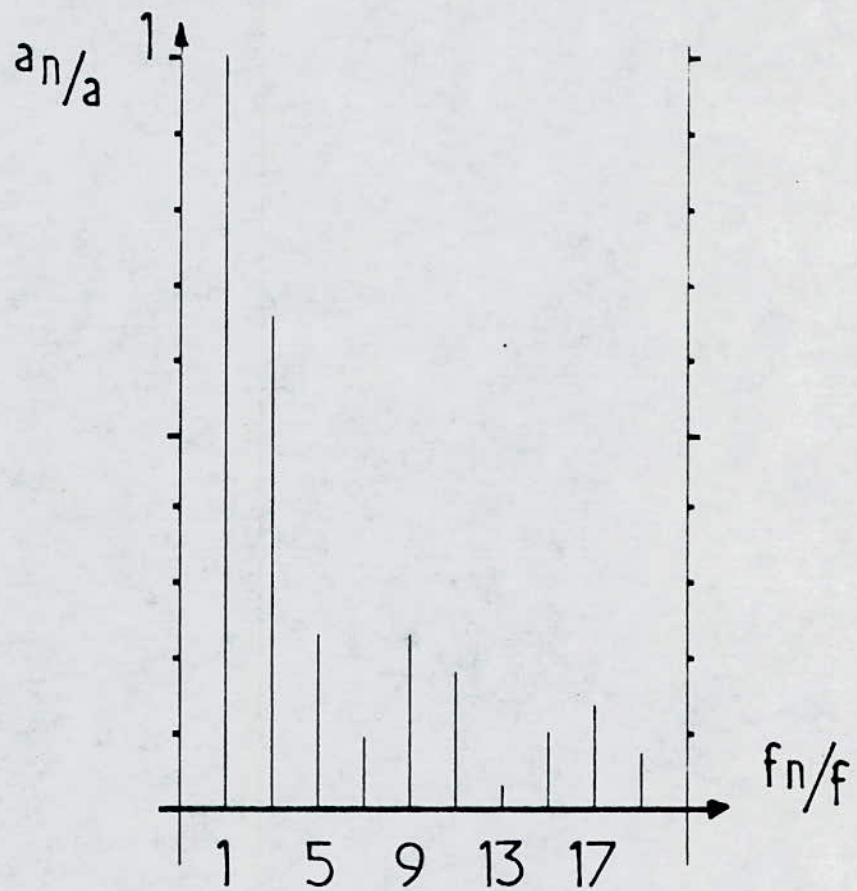


fig (4-2-c):

RESULTATS THEORIQUES

REPRESENTATION DU SPECTRE DU COURANT I1

ANGLE D'AMORCAGE : ALPHA = 64.8°

FREQUENCE DE FONCTIONNEMENT : f = 50 Hz

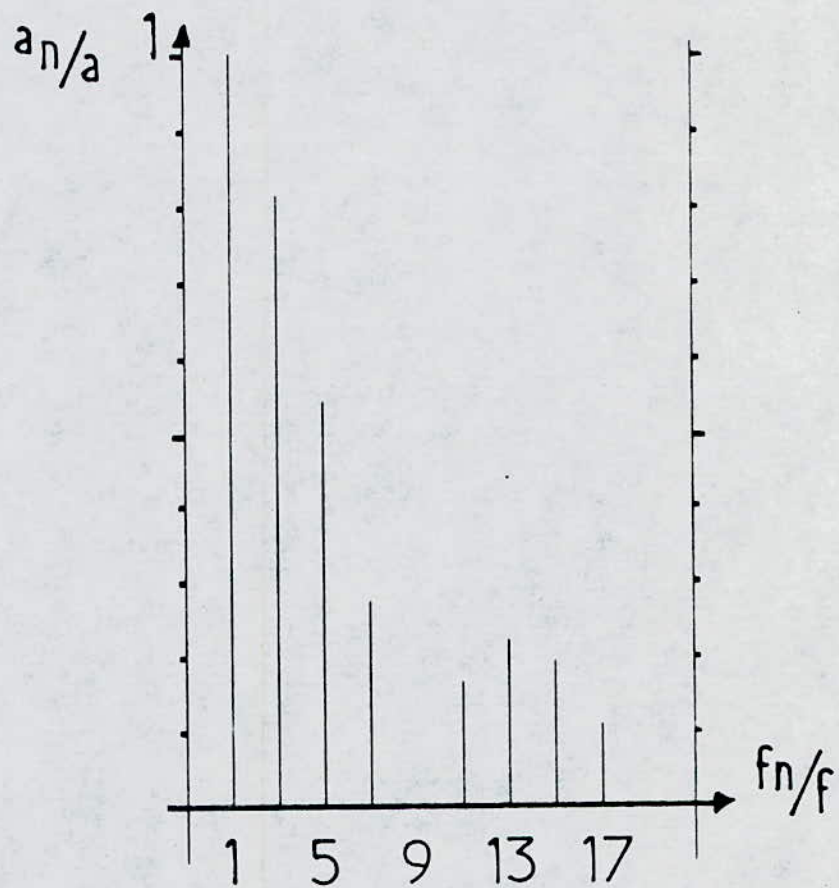


fig (a.2d):

RESULTATS THEORIQUES

REPRESENTATION DU SPECTRE DU COURANT I1

ANGLE D'AMORCAGE : ALPHA = 72°

FREQUENCE DE FONCTIONNEMENT : f = 50 Hz

Les résultats théoriques (représentations des spectres du courant) montrent que, pour des valeurs de α inférieures à 55° , les harmoniques d'ordre supérieur sont négligeables par rapport au fondamental mais elles deviennent importantes au delà.

Le fondamental du courant étant en phase avec la tension, et les harmoniques d'ordre supérieur sont négligeables, on peut donc conclure que le facteur de puissance est unitaire pour des valeurs de α inférieures à 55° , et voisin de l'unité, pour des valeurs de α supérieures à 55° .

5 - CALCUL DU RESIDU D'HARMONIQUES

Le résidu d'harmonique permet de tirer conclusion sur l'importance des harmoniques par rapport au fondamental.

Le résidu d'harmoniques est, par définition, le rapport de la valeur efficace de la résultante de tous ces harmoniques sauf le fondamental, à la valeur efficace globale du courant.

$$r = \sqrt{\frac{\sum_{i=2}^n I_{Hi}^2}{\sum_{i=1}^n I_{Hi}^2}}$$

Pour une charge résistive, nous avons calculé les résidus pour différentes valeurs de α , nous trouvons :

$\alpha (^\circ)$	36	50,4	64,8	72
r	0,19	0,23	0,33	0,51

Ces résultats nous montrent que, les harmoniques d'ordre supérieur sont faibles par rapport au fondamental, et comme celui-ci est en phase avec la tension d'alimentation, on conclut que le facteur de puissance est unitaire.

PARTIE - B -

REALISATION DU CONVERTISSEUR

AVEC FACTEUR DE PUISSANCE

UNITAIRE

I - CIRCUIT DE PUISSANCE

1 - INTRODUCTION

Le circuit de puissance est composé de deux blocs, l'un permettant le redressement, alternatif-continu, l'autre permet l'établissement et l'interruption du courant dans la charge de façon périodique, de telle manière à obtenir à partir d'une source de tension alternative figure II-1-1, une source de tension unidirectionnelle figure II-1-2 qui sera à son tour périodiquement interrompue et rétablie figure II-1-3.

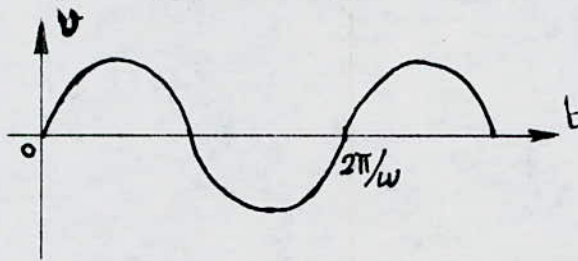


Fig. II-1-1 Tension d'alimentation du convertisseur.

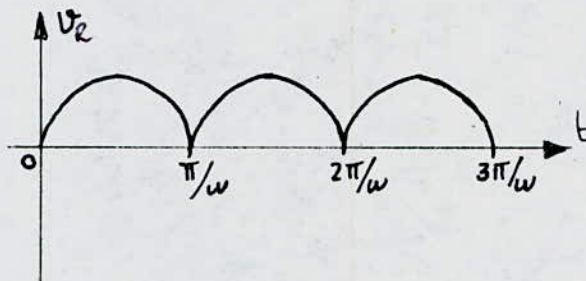


Fig. II-1-2 Tension redressée par le pont de diodes monophasé.

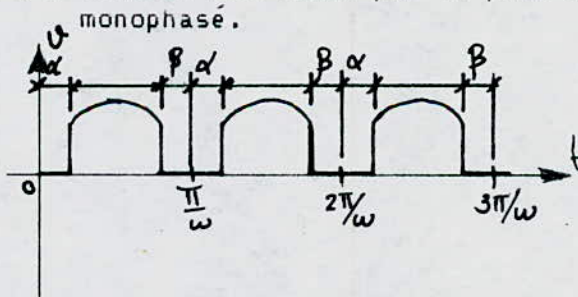


Fig. II-1-3 Tension à la sortie du convertisseur.

Le bloc redresseur est un pont de GRAETZ monophasé figure II-1-4

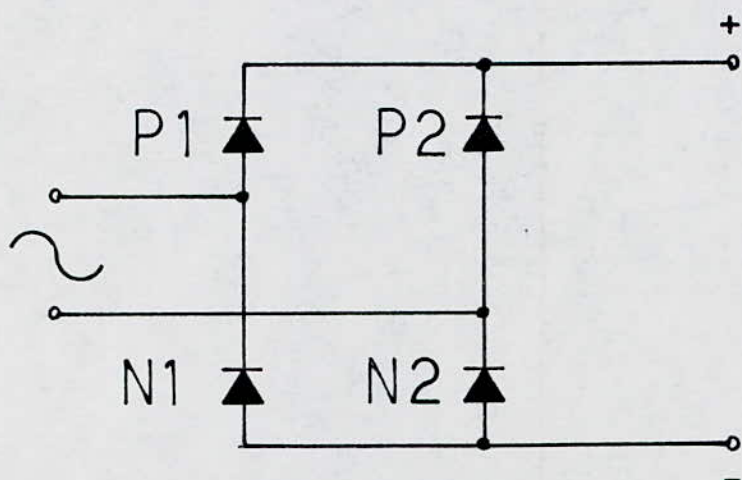


Fig. II-1-4 Pont de GRAETZ monophasé à diodes.

Durant la première alternance, le demi-pont P1N2 fonctionne et durant la seconde alternance, le demi-pont P2N1 fonctionne.

Après ce redressement, un interrupteur électronique permet de commander l'établissement et l'interruption du courant dans la charge.

Cet interrupteur aura une structure de hacheur à un thyristor auxiliaire.

L'interrupteur est composé, essentiellement, d'un thyristor principal Th1. Le condensateur C, l'inductance d'inversion L, la diode D, et le thyristor Th2 constituent le circuit auxiliaire d'extinction du thyristor principal figure II-1-5.

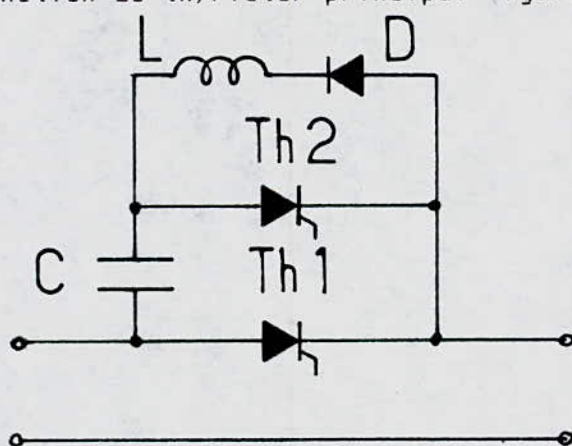


Fig. II-1-5 Interrupteur électronique (structure hacheur à un thyristor auxiliaire).

2 - FONCTIONNEMENT

a - PRINCIPE

On charge le condensateur C, sous la tension redressée, puis il se décharge dans un circuit oscillant, comportant une diode et une inductance, afin d'inverser la tension existante aux bornes du condensateur C, enfin on l'applique aux bornes du thyristor principal Th1 pour le bloquer.

b - DETAIL DES DIFFERENTES PHASES DE FONCTIONNEMENT

Au début, le condensateur C est déchargé, on ne peut amorcer le thyristor Th1, car son blocage ne sera plus possible sauf par la source d'alimentation ce qui n'est pas pratique, c'est pourquoi il faut d'abord amorcer le thyristor Th2.

1 - Amorçage du thyristor Th2

A l'instant $t = 0$, une première impulsion est envoyée pour amorcer le thyristor Th2 figure II-1-6, il en résulte un courant qui provoque la charge du condensateur C sous la tension redressée. Dès que le condensateur C est chargé, le courant s'annule et le thyristor Th2 se désamorce naturellement figure II-1-7.

2 - Amorçage du thyristor Th1

A l'instant $t_1 = \alpha / \omega$, une deuxième impulsion est envoyée pour amorcer le thyristor Th1 figure II-1-6. La charge est alors mise sous tension (alimentée). Le condensateur C se décharge alors à travers l'inductance d'inversion L, la diode D et le thyristor Th1.

L'équation différentielle régissant ce circuit constitué du condensateur C et l'inductance d'inversion L, pendant le régime transitoire est :

$$U_c + L \frac{di_L}{dt} = 0$$

$$\text{Or } i_c = i_L$$

$$U_c + LC \frac{du_c}{dt} = 0$$

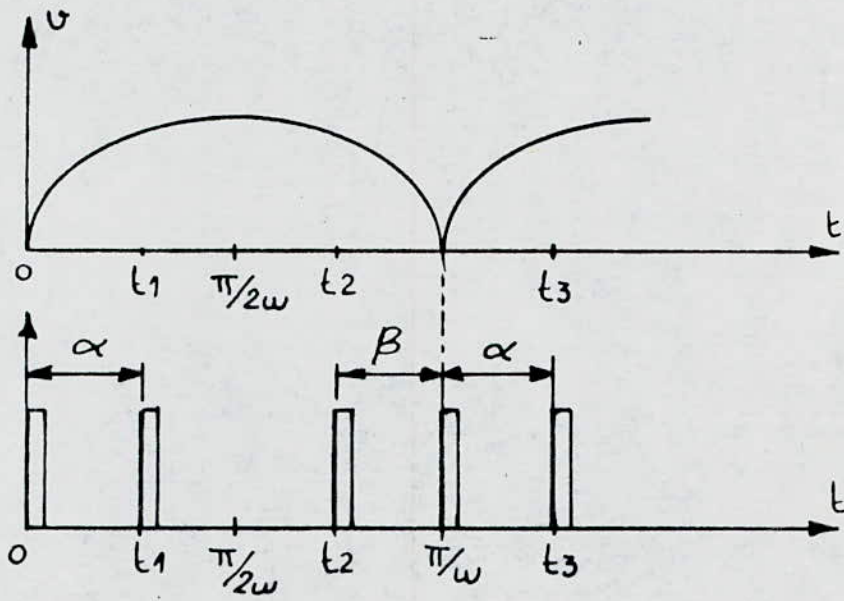


Fig. 11-1-6 Situation temporelle des impulsions.

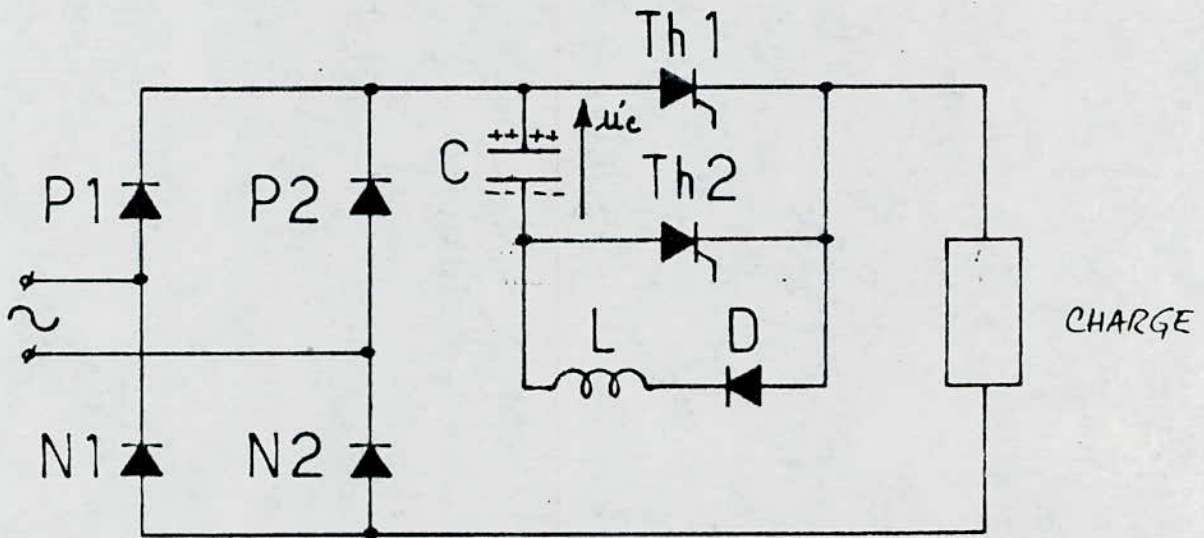


Fig. 11-1-7 Arroage du thyristor $Th2$.

La solution est : $u_c(t) = V \cos \beta_0 (t - t_1)$

d'où $i_c(t) = VC \sin \beta_0 (t - t_1)$

avec $\beta_0 = 1/\sqrt{LC}$

La tension, aux bornes du condensateur C, s'inverse et devient négative, au bout d'un temps $t = \pi\sqrt{LC}$ car le courant s'annule à cet instant figure II-1-8.

3 - Desamorçage du thyristor Th1

Afin de désamorcer le thyristor Th1, donc couper le courant dans la charge, nous lui appliquons, une tension anode-cathode négative, nous utilisons alors la tension existante aux bornes du condensateur C.

A l'instant $t_2 = \pi - \alpha / \omega$, une troisième impulsion est envoyée pour amorcer le thyristor Th2 figure II-1-6, ce qui permet d'appliquer la tension existante aux bornes du condensateur C à celles du thyristor Th1 qui se désamorce figure II-1-9.

c - CALCUL DE L'INDUCTANCE D'INVERSION

Lors de l'inversion des polarités, des bornes du condensateur C, le circuit oscillant est régi par l'équation :

$$u_c = -L di_c / dt$$

$$u_c = -LC d^2 u_c / dt^2$$

d'où $u_c = V \cos \beta_0 (t - t_1)$

d'où $i_c = VC \sin \beta_0 (t - t_1)$

avec $\beta_0 = 1/\sqrt{LC}$

Pour avoir une plage de variation de α , la plus grande possible, nous avons choisi un temps d'inversion égal à 0.05 ms. Le condensateur C utilisé a une capacité $C = 30 \mu F$, l'inductance d'inversion correspondante aura la valeur :

$$L = 8,45 \cdot 10^{-6} \text{ H.}$$

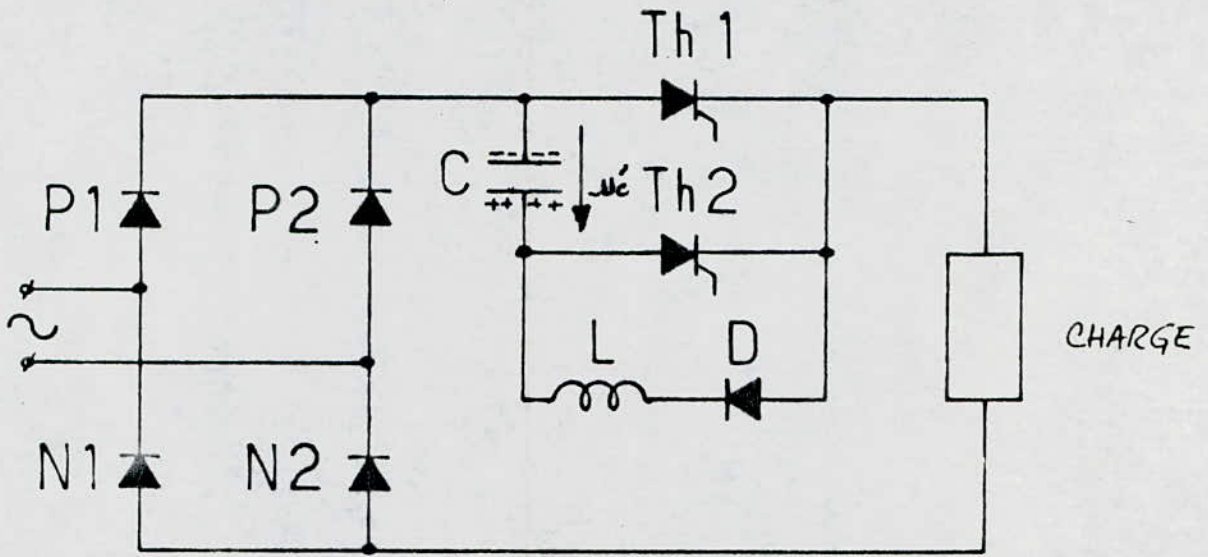


Fig. II-1-8 Amorçage du thyristor Th1.

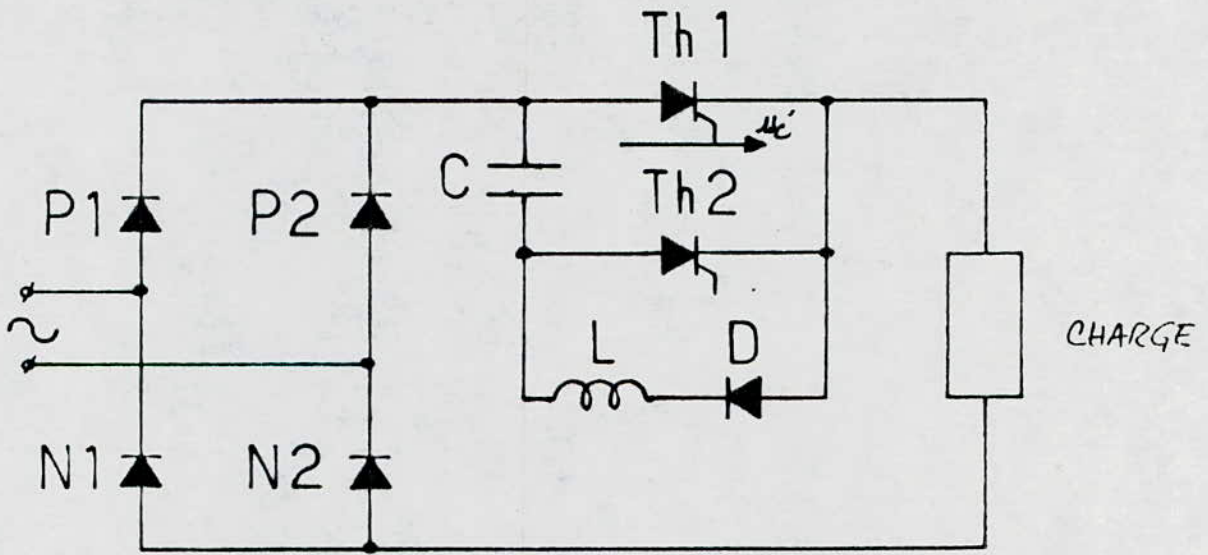


Fig. II-1-9 Désamorçage du thyristor Th1.

II - CIRCUIT DE COMMANDE (GENERATEUR D'IMPULSIONS)

I - INTRODUCTION

La réalisation du générateur d'impulsions est basée sur deux conditions essentielles :

- a - L'amorçage et le désamorçage du thyristor Th1 doit se faire en des instants t_1 et t_2 symétriques par rapport à l'instant t_0 ($\alpha = 90^\circ$) figure II-2-1, d'où une nécessaire synchronisation des impulsions.
- b - Dès la mise en service du convertisseur, l'amorçage du thyristor Th1 ne doit en aucun cas se faire avant celui du thyristor Th2.

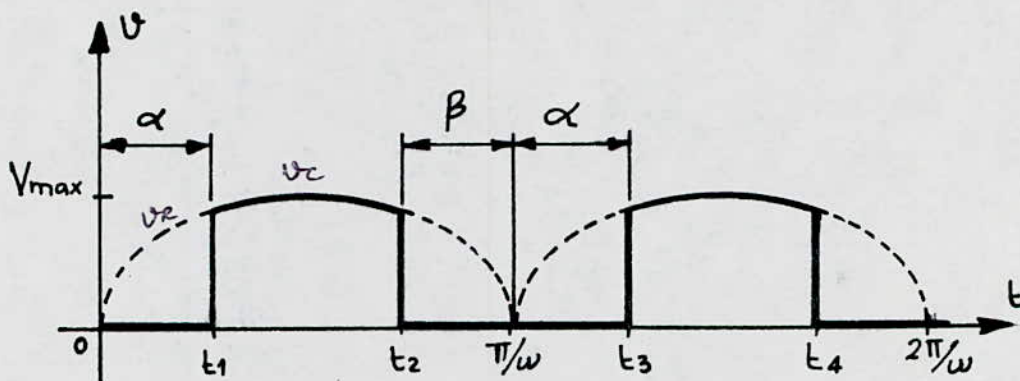


Fig. II-2-1 Forme de la tension à la sortie du convertisseur.

Pour cela, nous avons adopté les deux solutions suivantes :

- a - Synchronisation des impulsions :
-

Afin de générer les impulsions qui assurent le fonctionnement de l'interrupteur électronique, nous utilisons la tension d'alimentation du circuit de puissance comme tension de référence.

b - L'interruption de l'impulsion du thyristor Th1 :

Le thyristor Th1 ne doit pas être amorcé avant le thyristor Th2, pour cela, nous avons réalisé un circuit qui conditionne l'amorçage du thyristor Th1 par celui du thyristor Th2.

2 - SCHEMA SYNOPTIQUE DU GENERATEUR D'IMPULSIONS

La commande réalisée est une ARCCOSINUS VERTICALE.

Le schéma synoptique du générateur d'impulsions figure II-2-2 indique les différentes phases d'élaboration des impulsions.

3 - FILTRE / 1 /

La commutation des thyristors déforme la tension d'alimentation. Nous utilisons donc un filtre passe-bas L.C. figure II-2-3 qui supprime ces parasites.

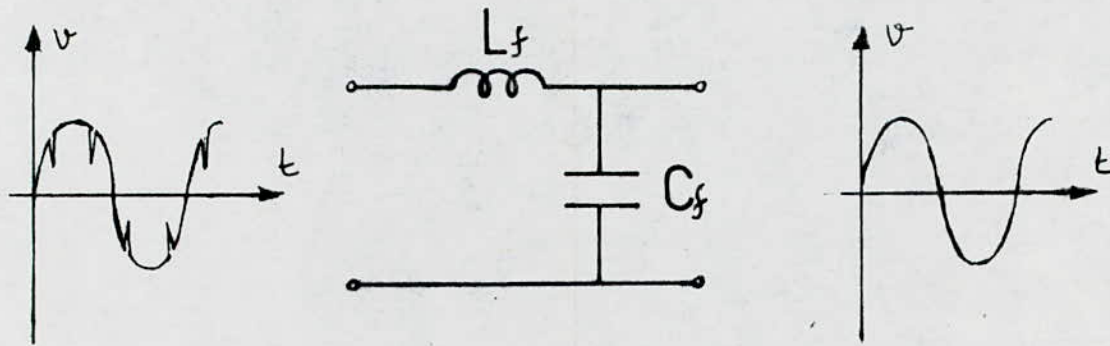


Fig. II-2-3 Filtre passe-bas L.C.

La fréquence de coupure du filtre est $f_0 = 72\text{Hz}$
Tous les signaux dont la fréquence est supérieure à f_0 seront bloqués.

Le filtre est placé à l'entrée du circuit de puissance, la tension ainsi filtrée sera utilisée pour la commande (générateur d'impulsions).

Le filtre provoque un déphasage, entre la tension filtrée et la tension d'alimentation du circuit de puissance qu'il faut compenser. Pour cela nous utilisons un circuit déphaseur figure 11-2-4.

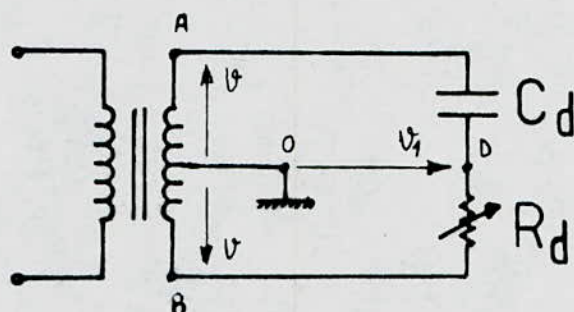


Fig. 11-2-4 Circuit déphaseur.

Un transformateur à point milieu O alimenté un circuit R.C. serie. Le déphasage de la tension v_1 par rapport à la tension d'alimentation est fonction de R_d et C_d , son amplitude est constante et égale à v' figure 11-2-5.

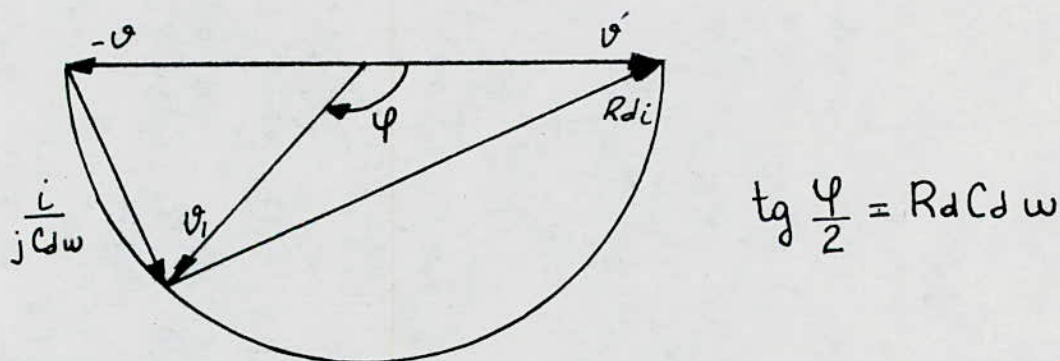


Fig. 11-2-5 Diagramme vectoriel du circuit déphaseur.

Pour commander l'alternance négative, nous avons utilisé un déphaseur identique au précédent mais inversé figure 11-2-6.

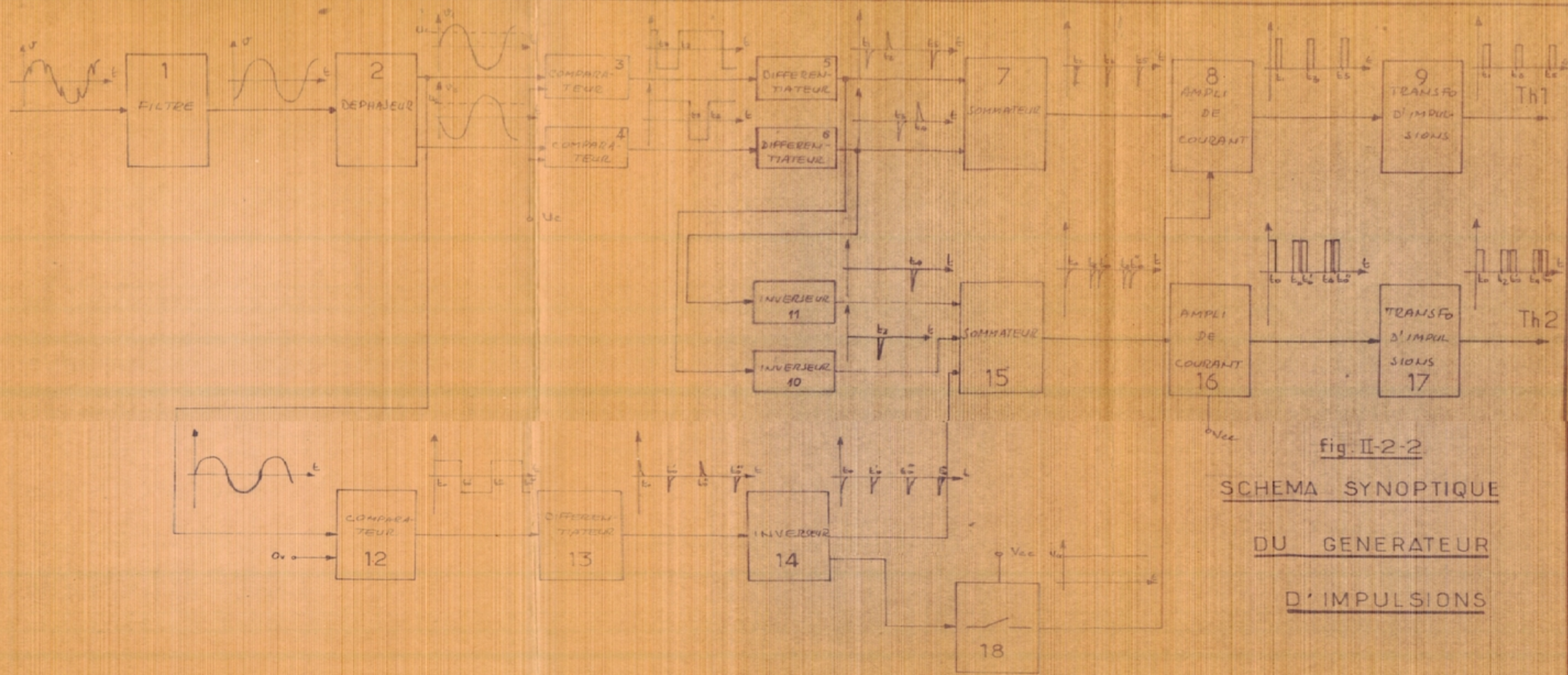


fig. II-2-2.

SCHEMA SYNOPTIQUE
DU GENERATEUR
D'IMPULSIONS

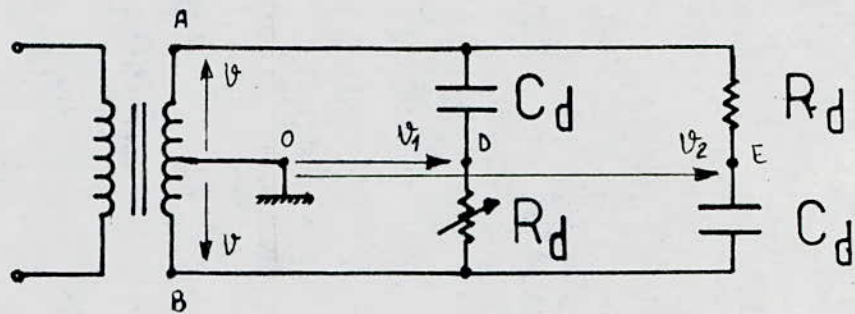


Fig. II-2-6 Circuit déphaseur du générateur d'impulsions.

Les tensions de sorties sont :

$$v = V_{\max} * \text{SIN} (\omega t + \varphi)$$

$$v_1 = V_{\max} * \text{SIN} (\omega t + \varphi - \varphi) = V_{\max} * \text{SIN} (\omega t)$$

$$v_2 = V_{\max} * \text{SIN} (\omega t + \varphi - \varphi + \pi)$$

$$v_2 = V_{\max} * \text{SIN} (\omega t + \pi) = - v_1$$

5 - COMPARATEURS / 3 / ET / 4 /

Le comparateur, / 3 /, compare la tension v_1 délivrée par le déphaseur avec la tension u_c de commande figure II-2-7. La tension u_c nous permet de fixer les angles α et β , elle varie de 0 à V_{\max} .

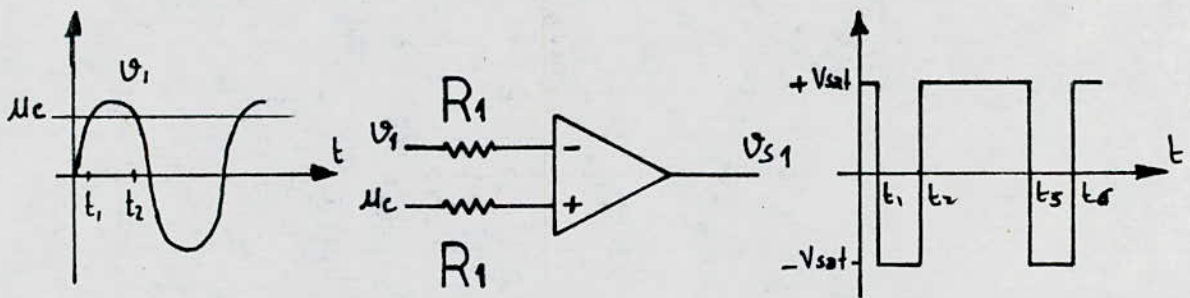


Fig. II-2-7 Amplificateur opérationnel monté en comparateur.

Le comparateur, / 4 /, compare la tension v_2 à la même tension de commande uc figure II-2-8.

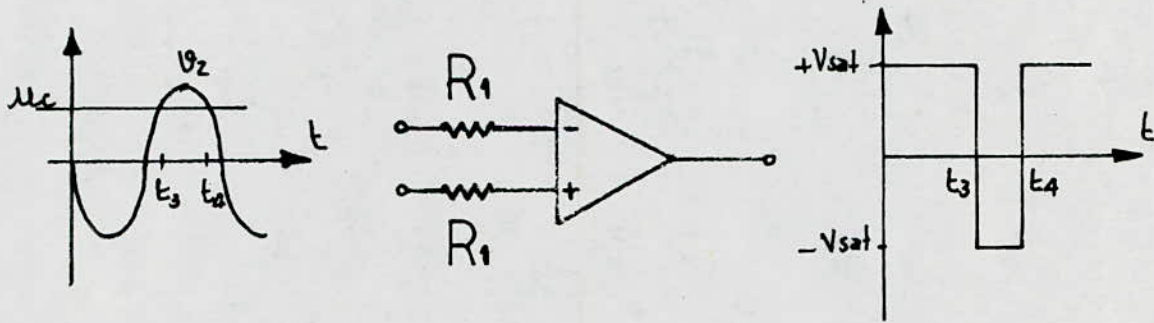


Fig. II-2-8 Amplificateur operationnel monté en comparateur.

$$t_3 = t_1 + \pi / \omega$$

$$t_4 = t_2 + \pi / \omega$$

6 - DIFFERENTIEUR / 5 / ET / 6 /

Le differentiateur, / 5 /, differentie le signal fourni par le comparateur / 3 /, nous recueillons ainsi deux impulsions, l'une positive, l'autre négative figure II-2-9.

L'impulsion négative sera utilisée pour amorcer le thyristor Th1, la positive sera utilisée pour le thyristor Th2, après inversion.

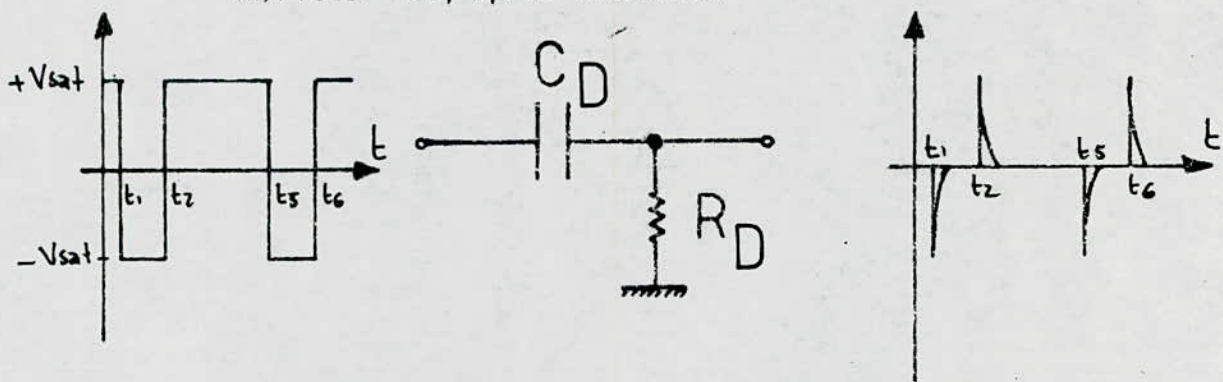


Fig. II-2-9 Circuit R.C differentiateur.

Nous obtenons ainsi, une parfaite synchronisation des impulsions par rapport à l'instant t_0 .

De même, nous utilisons le différentiateur / 6 / qui permet de différencier le signal à la sortie du comparateur / 4 / .

7 - SOMMATEUR / 7 /

Il somme logiquement les impulsions produites par les deux différentiateurs / 5 / et / 6 / pour amorcer le thyristor $Th1$ durant les deux alternances positives et négatives figure II-2-10.

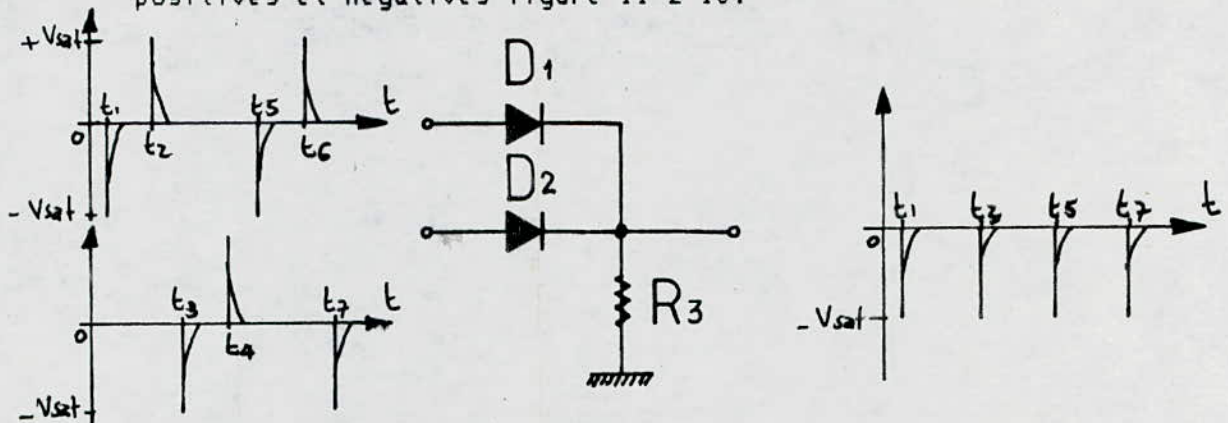


Fig. II-2-10 Sommateur logique a diodes.

8 - AMPLIFICATEUR DE COURANT / 8 /

Les impulsions ainsi obtenues ne sont pas assez puissantes pour amorcer les thyristors. Il faut les amplifier en courant. Nous avons donc utilisé un montage à transistors en commutation figure II-2-11.

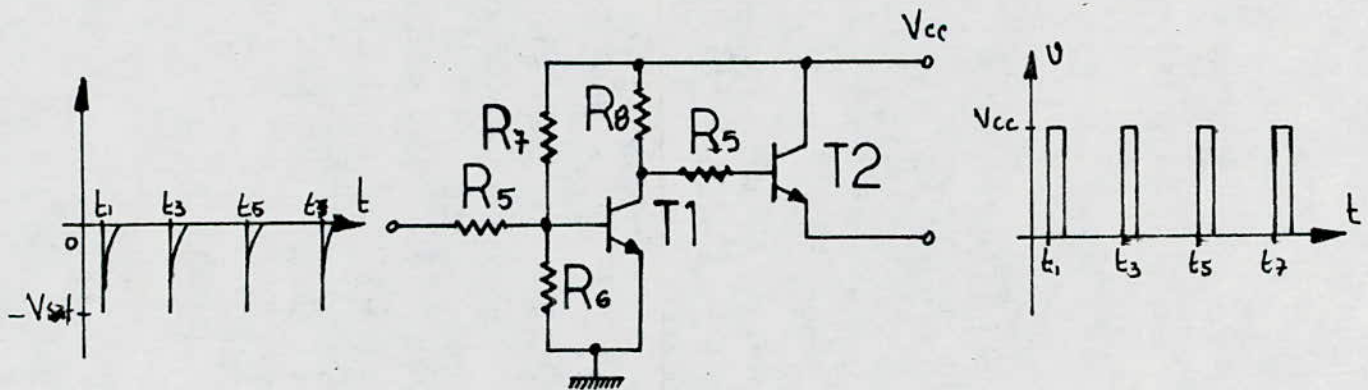


Fig. II-2-11 Amplificateur de courant.

Il compare la tension v_i avec la masse. Il nous permet d'avoir des impulsions à chaque passage de la sinusoïde de la tension v_i par zero figure II-2-14.

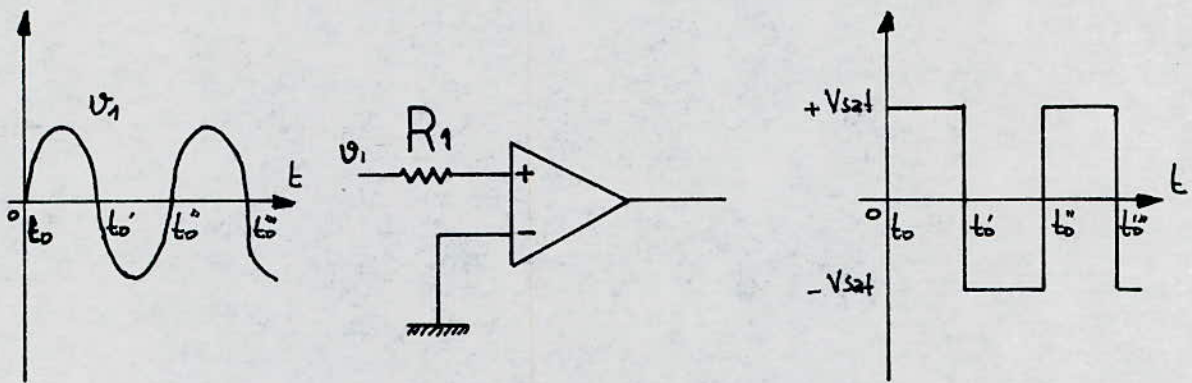


Fig. II-2-14 Amplificateur operationnel monté en compareur.

Les deux transistors utilisés sont du type NPN. En l'absence d'impulsions, le transistor T1 est saturé à travers le pont diviseur (R2,R3) et le transistor T2 est alors bloqué. La présence d'une impulsion provoque, le blocage du transistor T1 et, par conséquent, la saturation du transistor T2.

Il faut donc, pour avoir des impulsions au niveau des gâchettes, que les impulsions qui attaquent la base du transistor T1 soit négatives.

9 - TRANSFORMATEUR D'IMPULSIONS / 9 /

Il permet une séparation galvanique entre le circuit de commande et celui de puissance.

La diode, montée en roue libre, permet de protéger le transistor T2, lors de l'extinction des impulsions figure II-2-12.

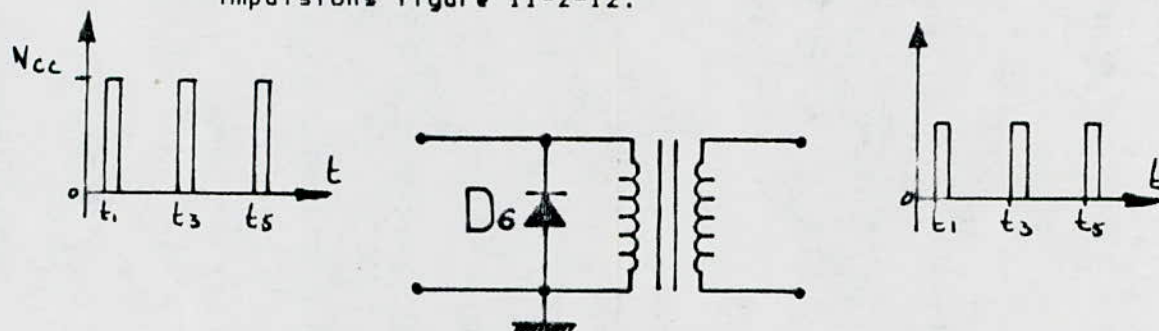


Fig. II-2-12 Transformateur d'impulsion avec diode de roue libre

10 - INVERSEURS / 10 / ET / 11 /

Les impulsions positives, délivrées par les différentiateurs / 5 / et / 6 /, seront inversées et utilisées pour l'amorçage du thyristor Th2 (désamorçage du thyristor Th1) figure II-2-13.

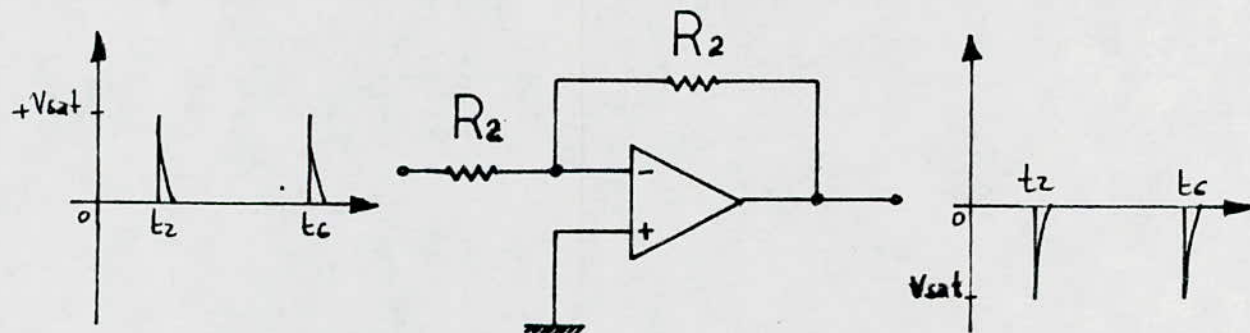


Fig. II-2-13 Amplificateur opérationnel monté en inverseur.

12 - Differentiateur / 13 /

Il différencie le signal fourni par le comparateur / 12 /, nous recueillons deux impulsions, l'une positive, l'autre négative figure II-2-15.

L'impulsion négative sera utilisée avec l'impulsion positive après son inversion pour l'amorçage du thyristor Th2 pour la charge du condensateur. L'impulsion positive sera utilisée aussi pour le fonctionnement du bistable (voir paragraphe 17).

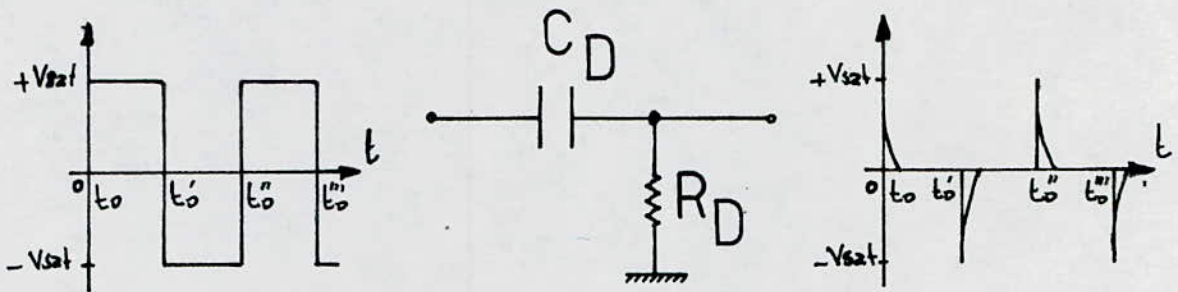


Fig. II-2-15 Circuit R.C. différenciateur.

13 - INVERSEUR / 14 /

Les impulsions positives, délivrées par le différenciateur / 13 /, seront inversées et utilisées pour l'amorçage du thyristor Th2 (désamorçage du thyristor Th1) figure II-2-16.

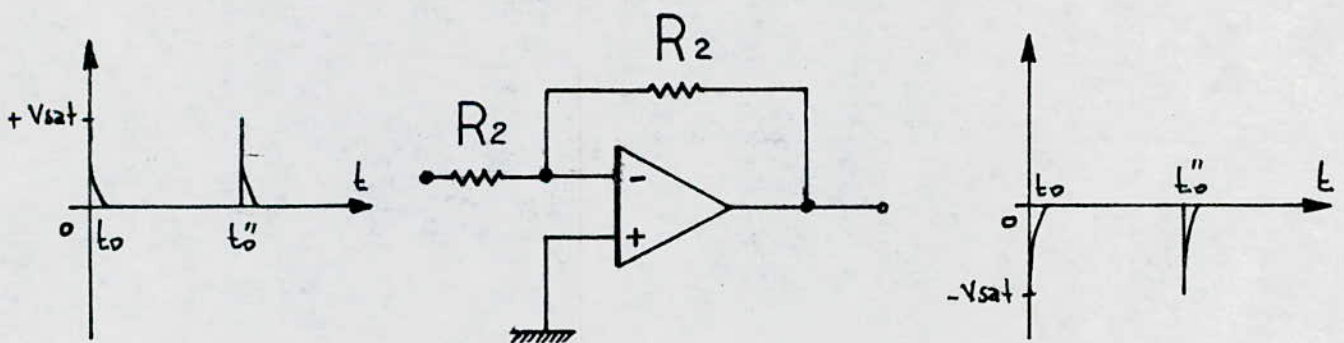


Fig. II-2-16 Amplificateur opérationnel monté en inverseur.

14 - SOMMATEUR / 15 /

Il somme les impulsions produites par les inverseurs / 10 / et / 11 / ainsi que celles de l'inverseur / 14 / pour amorcer le thyristor Th2 durant les deux alternances positives et négatives figure II-2-17.

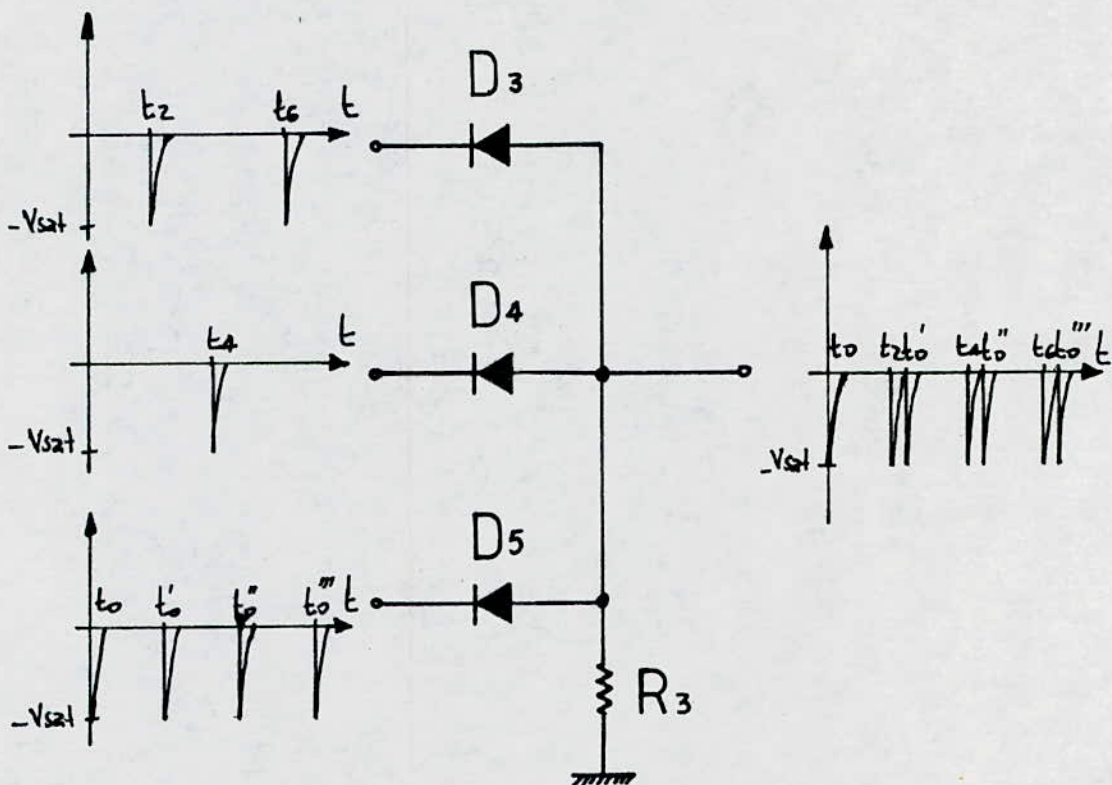


Fig. II-2-17 Sommateur logique a diodes.

15 - AMPLIFICATEUR DE COURANT / 16 /

Il a la même tâche et la même fonction que l'amplificateur de courant / 8 /.

16 - TRANSFORMATEUR D'IMPULSIONS / 17 /

Il a la même tâche que le transformateur d'impulsions / 9 /, sauf que celui-ci alimente le thyristor Th2.

L'amplificateur de courant, / 8 /, est alimenté à partir du bistable / 18 /. Celui-ci joue le rôle d'interrupteur. Il coupe l'alimentation de l'amplificateur de courant / 8 /, donc les impulsions envoyées au thyristor Th1, tant que la première impulsion du thyristor Th2 n'est pas arrivée au thyristor Th2.

Un amplificateur opérationnel monté en bistable figure II-2-18, possède deux états stables. Une impulsion extérieure de déclenchement le fait basculer d'une position à l'autre.

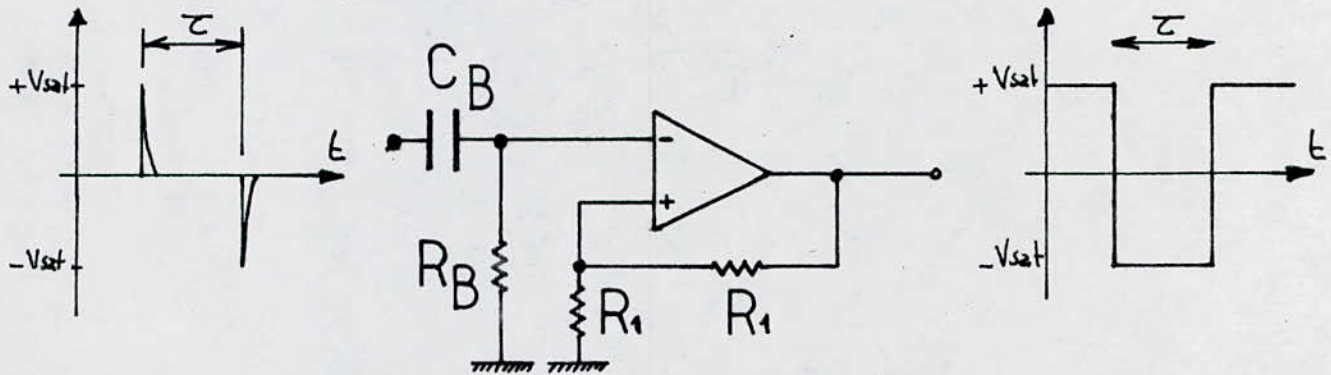


Fig. II-2-18 Amplificateur opérationnel monté en bistable

Dès l'allumage du convertisseur, quelque soit l'instant où on peut se trouver sur la sinusoïde de la tension v_1 , la première impulsion positive déclenche un niveau de sortie du bistable négatif ($-v_{sat}$); ce niveau de tension attaquera alors un circuit, comprenant deux transistors en commutation, qui servira à alimenter l'amplificateur de courant / 6 / figure II-2-19.

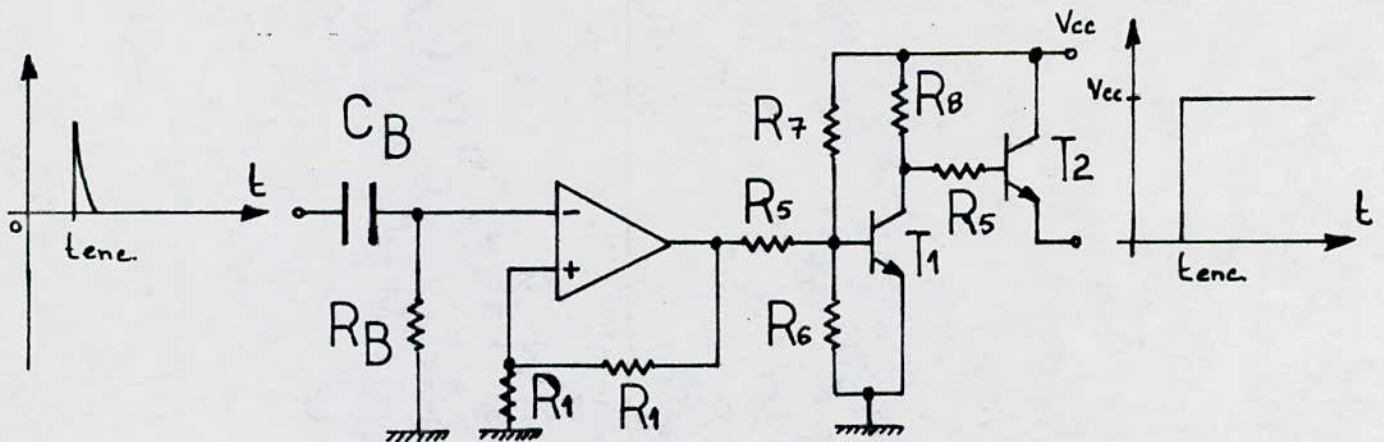


Fig. II-2-19 Schema global de l'interrupteur de référence.

PARTIE - C -

ETUDE EXPERIMENTALE

I - RELEVES DES HARMONIQUES

Nous avons relevé les spectres des harmoniques du courant I1 pour deux types de charges :

1 - CHARGE RESISTIVE

- a - Les représentations des spectres des harmoniques du courant I1 figure 1, permettent de conclure que les harmoniques du courant sont négligeables par rapport au fondamental, pour des valeurs de α inférieures à 55° , par contre, elles deviennent importantes au delà.
- b - Le calcul des résidus d'harmoniques a donné les résultats suivants :

α (°)	36	50,4	64,8	72
r	0,242	0,42	0,61	0,70

Conclusion :

Les résultats prédéterminés par le calcul sont analogues à ceux relevés expérimentalement.

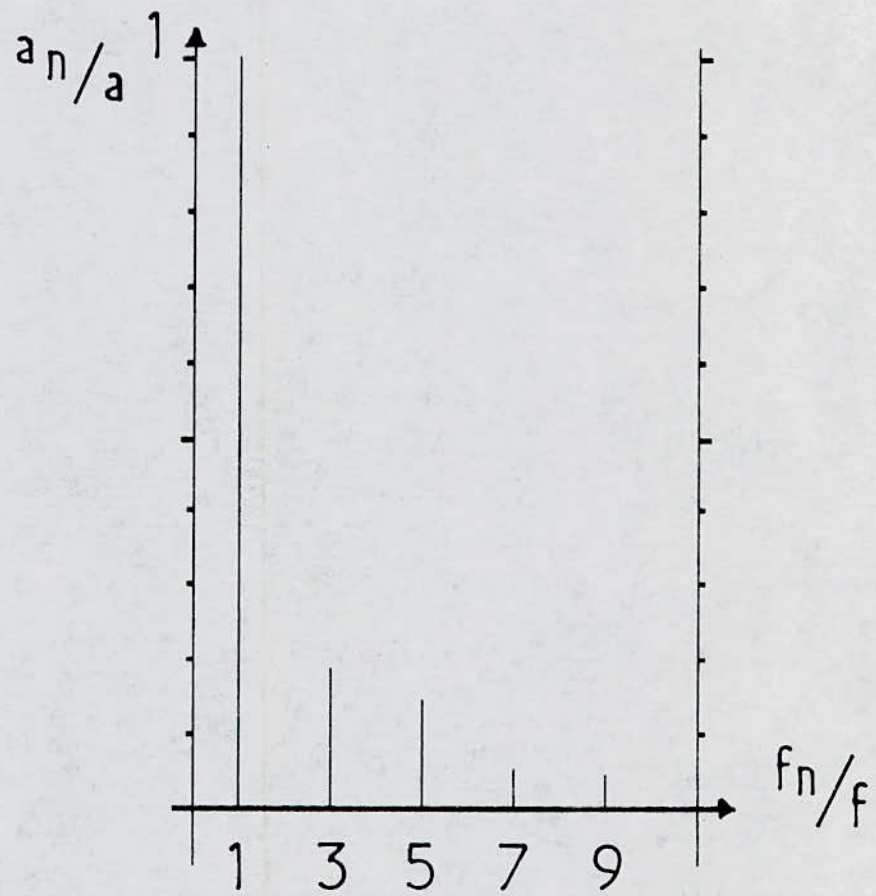


fig (1-a):

ALIMENTATION D'UNE CHARGE R

REPRESENTATION DU SPECTRE DU COURANT I1

ANGLE D'AMORCAGE : ALPHA = 36°

FREQUENCE DE FONCTIONNEMENT : f = 50 Hz

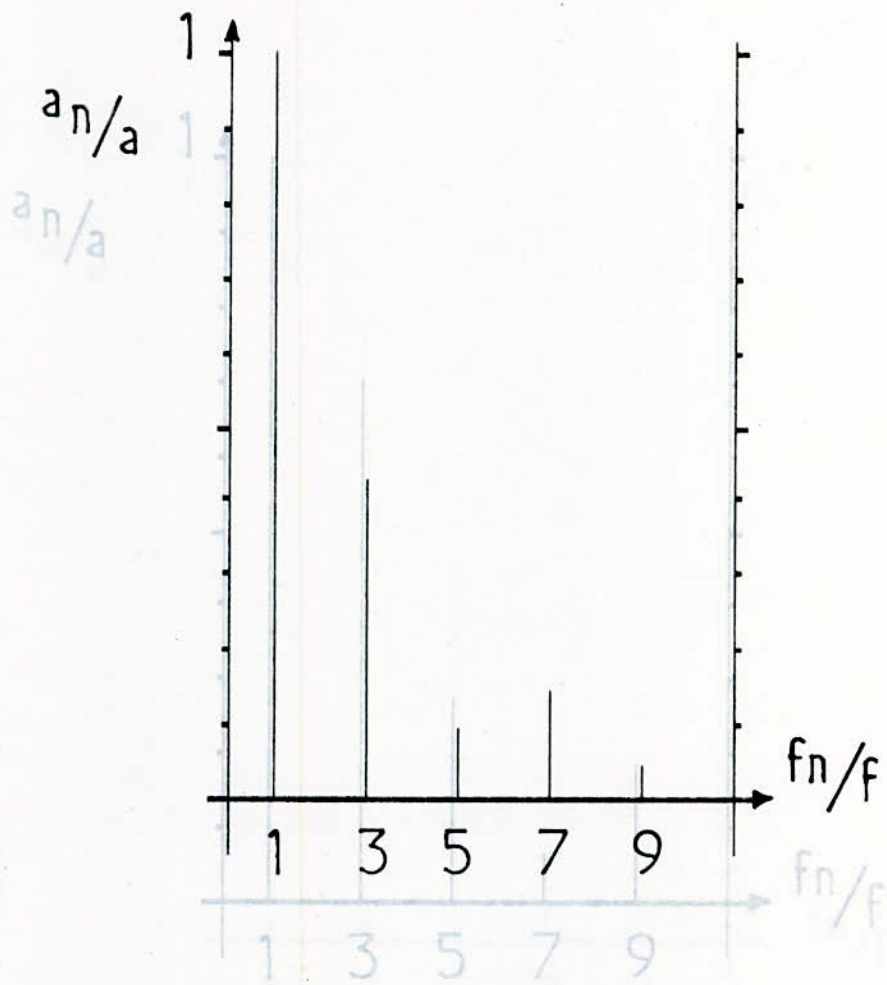


fig (1-b):

ALIMENTATION D'UNE CHARGE R

REPRESENTATION DU SPECTRE DU COURANT I1

ANGLE D'AMORCAGE : ALPHA = 50.4

FREQUENCE DE FONCTIONNEMENT - f = 50 Hz

FREQUENCE DE FONCTIONNEMENT : f = 50 Hz

2 - CHARGE ACTIVE : MOTEUR A COURANT CONTINU

- a - Les représentations des spectres des harmoniques du courant I1 figure 2, permettent de conclure que les harmoniques du courant sont négligeables par rapport au fondamental, pour des valeurs de α inférieures à 50° , par contre, elles deviennent importantes au delà.
- b - Le calcul des résidus d'harmoniques a donné les résultats suivants :

$\alpha (^\circ)$	57,6	64,8	72	79,2
r	0,63	0,674	0,76	0,82

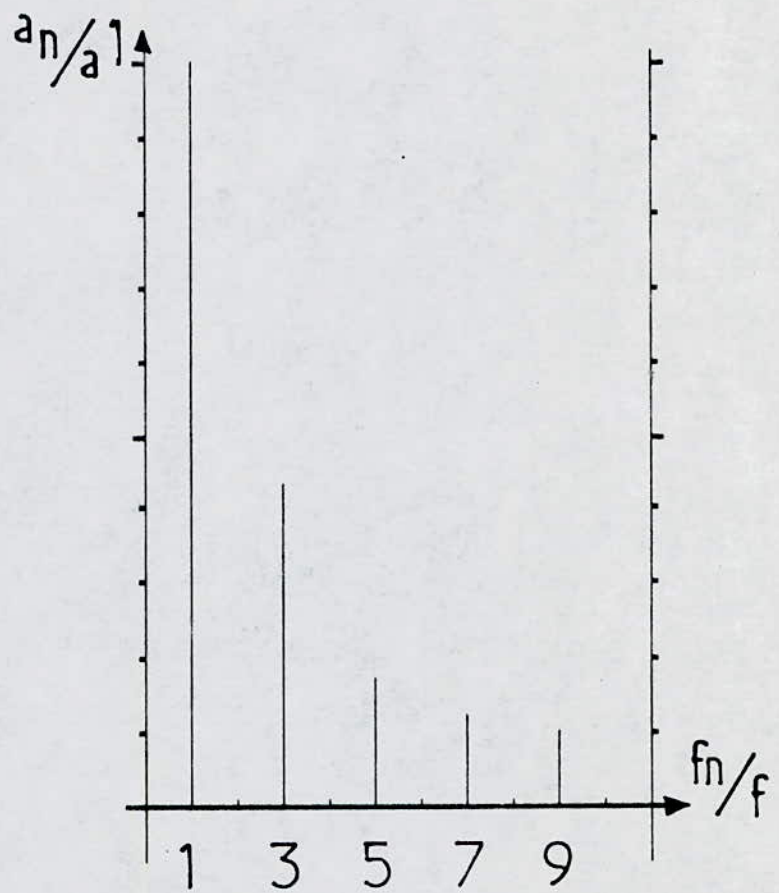


fig (2- α):

ALIMENTATION D'UN MOTEUR A COURANT CONTINU

REPRESENTATION DU SPECTRE DU COURANT I1

ANGLE D'AMORCAGE : ALPHA = 36°

FREQUENCE DE FONCTIONNEMENT : f = 50 Hz

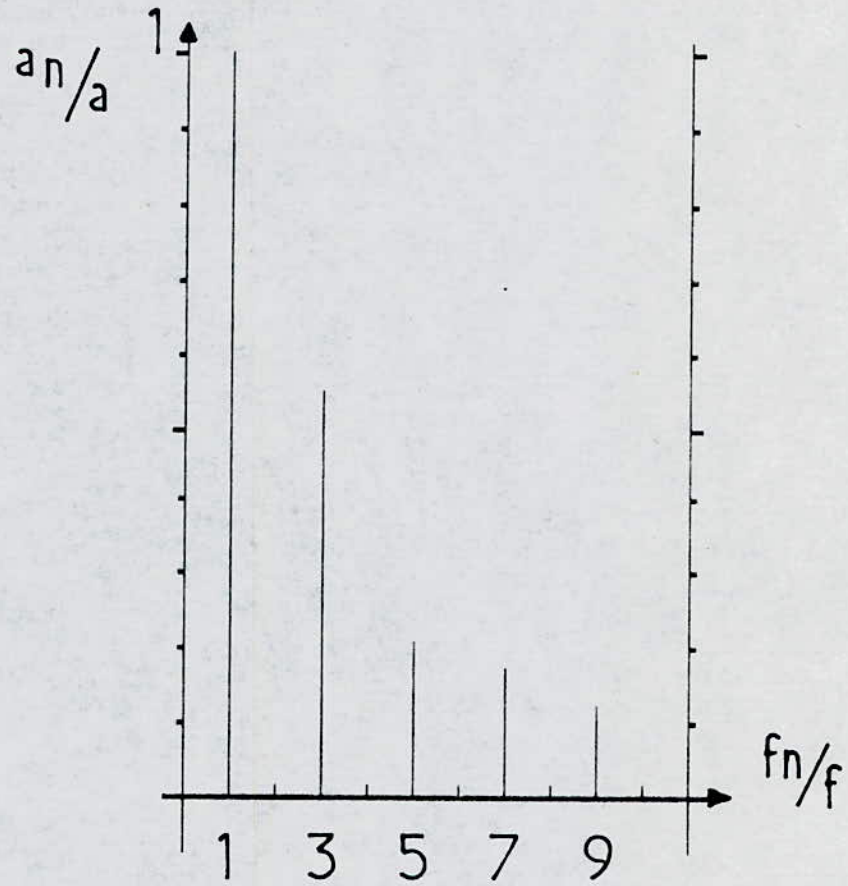


fig (2-b):

ALIMENTATION D'UN MOTEUR A COURANT CONTINU

REPRESENTATION DU SPECTRE DU COURANT I1

ANGLE D'AMORCAGE : $\alpha = 46.8^\circ$

FREQUENCE DE FONCTIONNEMENT : $f = 50 \text{ Hz}$

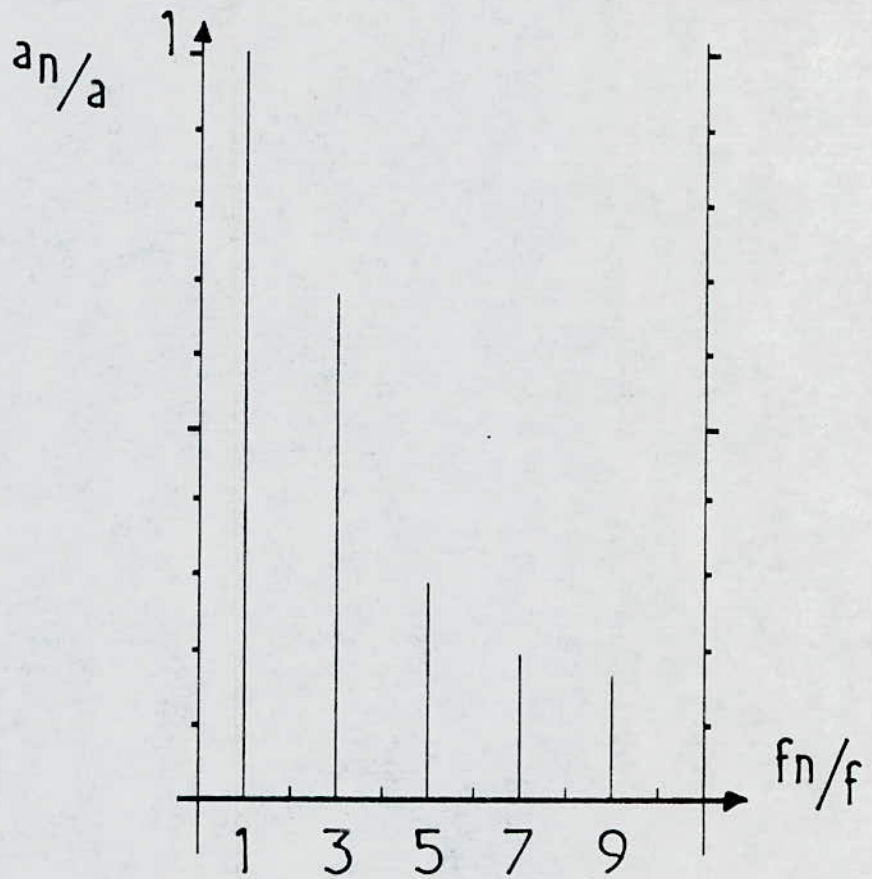


fig (2-c):

ALIMENTATION D'UN MOTEUR A COURANT CONTINU

REPRESENTATION DU SPECTRE DU COURANT I_1

ANGLE D'AMORCAGE : $\text{ALPHA} = 55.8^\circ$

FREQUENCE DE FONCTIONNEMENT : $f = 50 \text{ Hz}$

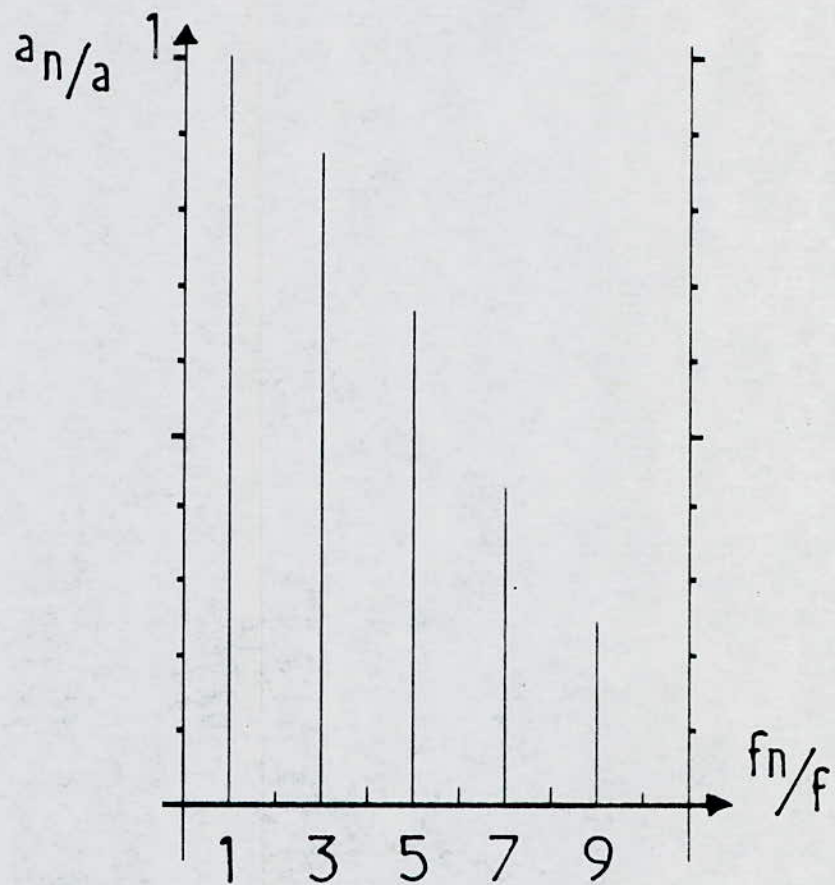


fig (2-d):

ALIMENTATION D'UN MOTEUR A COURANT CONTINU

REPRESENTATION DU SPECTRE DU COURANT I_1

ANGLE D'AMORCAGE : $\text{ALPHA} = 72^\circ$

FREQUENCE DE FONCTIONNEMENT : $f = 50 \text{ Hz}$

II - RELEVES DES CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES

Nous avons relevé les caractéristiques :

- $\cos(\varphi)$ (I2)
- P1 (I2)
- U2 (I2)

pour différents types de charges.

Nous avons relevé aussi les caractéristiques :

- U2 (uc)
- ΔI (α)

1 - Charge résistive R

Nous avons relevé les courbes :

- $\cos(\varphi)$ (I2) figure II-1-1
- P2 (I2) figure II-1-2
- U2 (I2) figure II-1-3

2 - Charge inductive R.L.

Nous avons relevé les courbes :

- $\cos(\varphi)$ (I2) figure II-2-1
- P2 (I2) figure II-2-2
- U2 (I2) figure II-2-3

3 - Charge active (moteur à courant continu)

Nous avons relevé les courbes :

- $\cos(\varphi)$ (I2) figure II-3-1

- P1 (I2) figure II-3-2
- U2 (I2) figure II-3-3

Les courbes figures II-1-1, II-2-1 et II-3-1 montrent que, quelque soit la charge, le facteur de puissance reste constant et égal à l'unité.

Les courbes figures II-1-2, II-2-2 et II-3-2 montrent que dans une première partie, elles épousent une forme linéaire, ceci est dû au fait que la variation de la tension est faible devant celle du courant. Par la suite, les courbes se coudent et tendent à redescendre, car la variation de la tension devient plus importante que celle du courant.

Les courbes figures II-3-1, II-3-2 et II-3-3 montrent que la tension U2 varie linéairement, avec le courant I2. Les chutes de tension constatées, lorsque I2 augmente, sont dues à l'appareillage se trouvant en amont du convertisseur. Ces chutes de tension deviennent importantes lorsque α augmente, car le temps de discontinuité augmente.

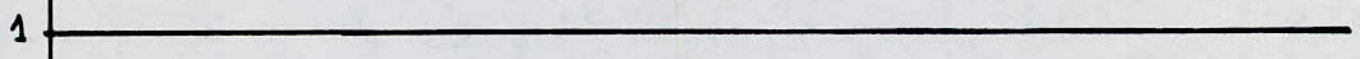
La courbe figure II-4 montre, une relation linéaire entre U2 et u_c , ceci permet la simplicité de la régulation, le gain $G = U2 / u_c$ étant constant.

La courbe figure II-5 à la forme d'une cloche, le maximum se trouve à une valeur de $\alpha' = \pi / 4$.

$\cos \varphi$

Alimentation d'une charge R

Caractéristique $\cos \varphi(I)$

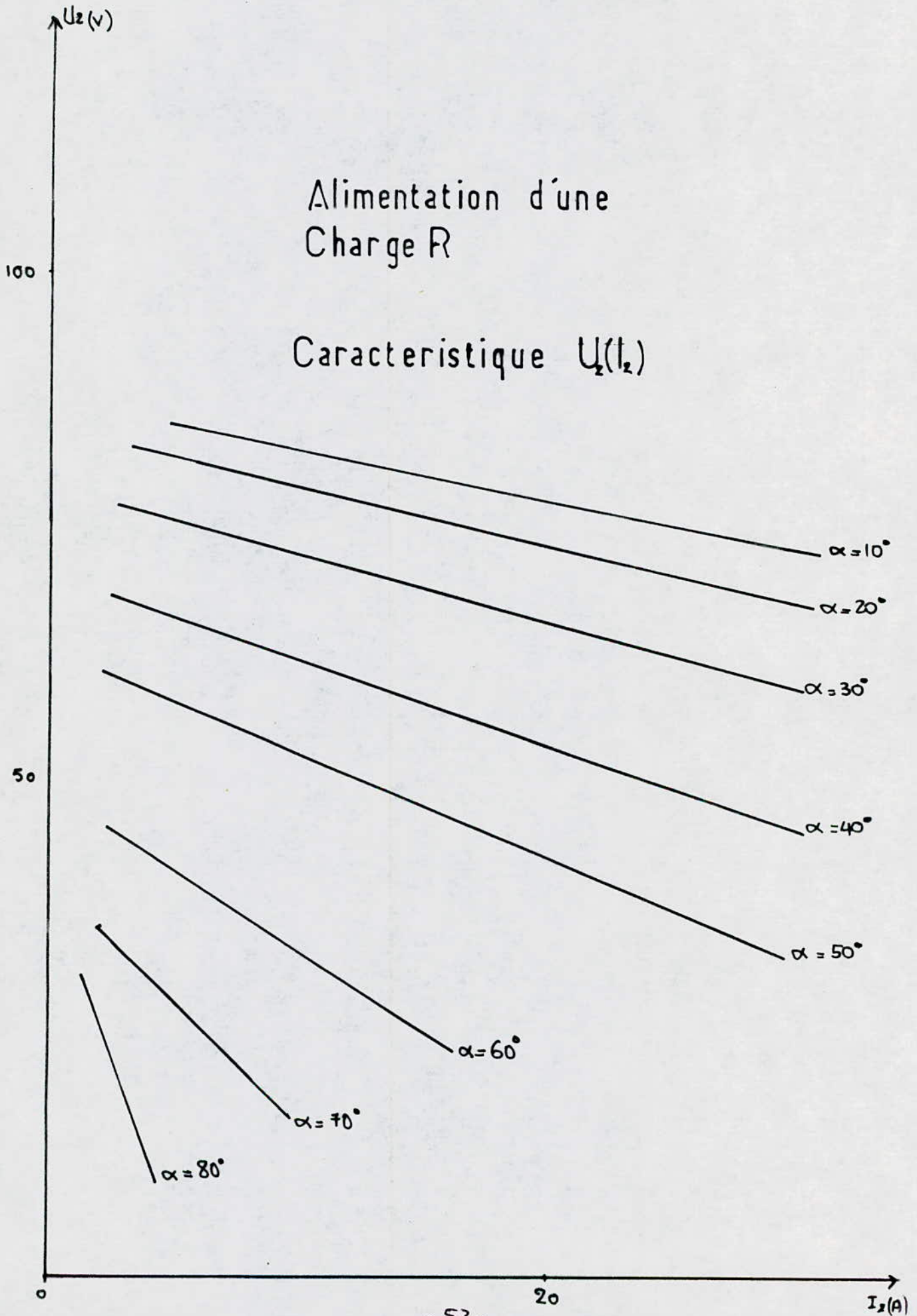


$I_2(A)$

20

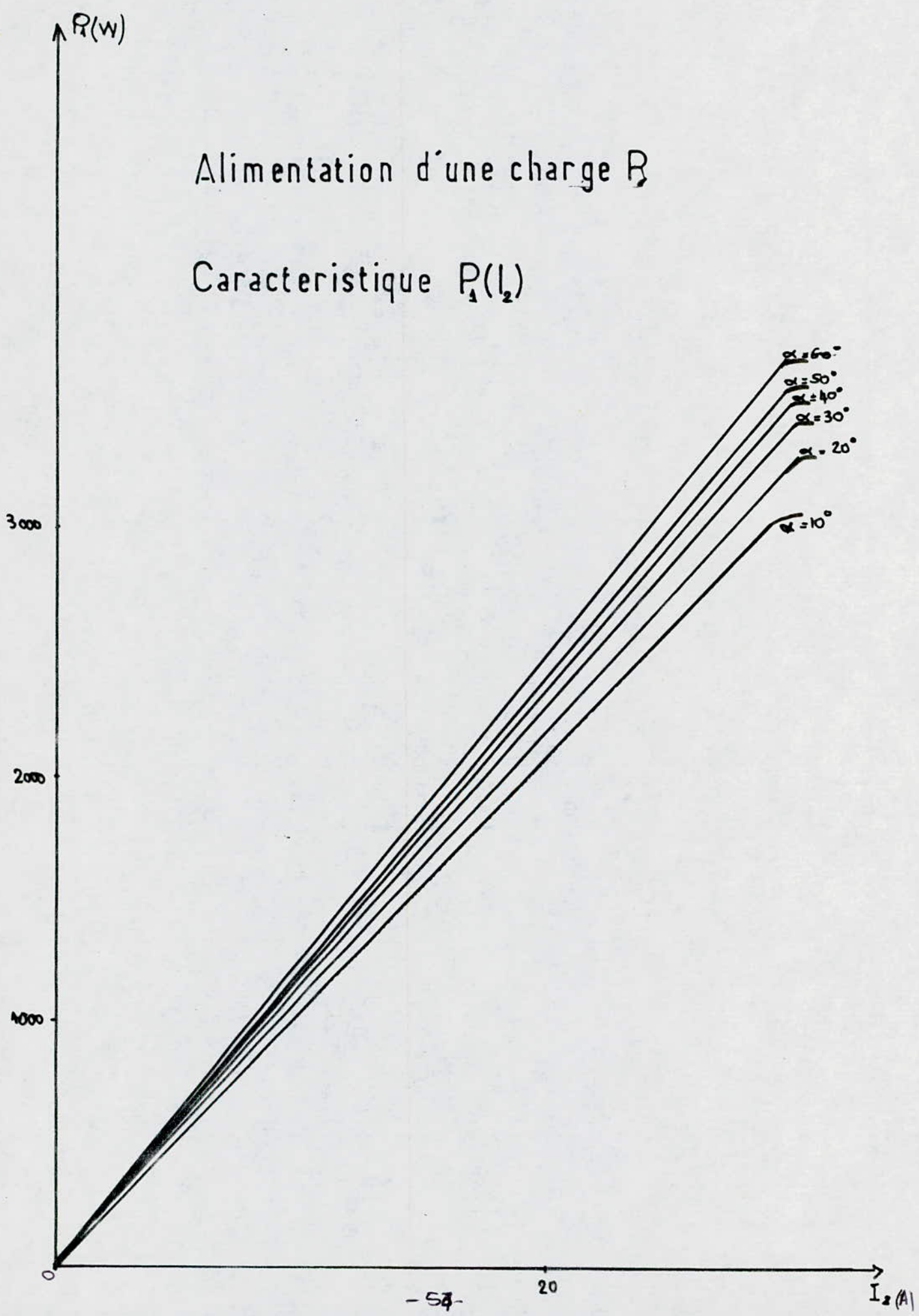
Alimentation d'une
Charge R

Caractéristique $U_2(I_2)$



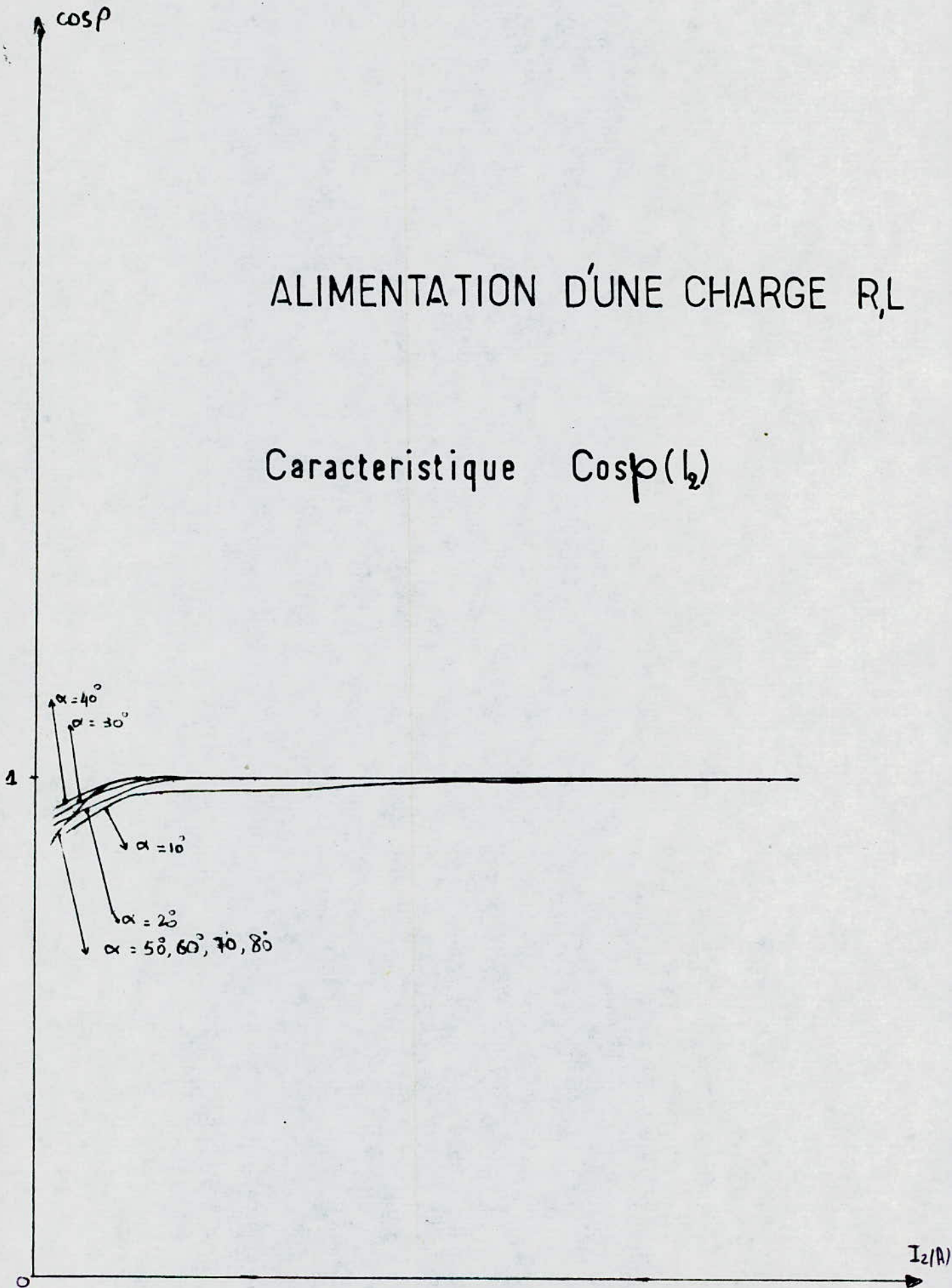
Alimentation d'une charge R

Caractéristique $P_1(I_2)$



ALIMENTATION D'UNE CHARGE R,L

Caractéristique $\text{Cosp}(I_2)$

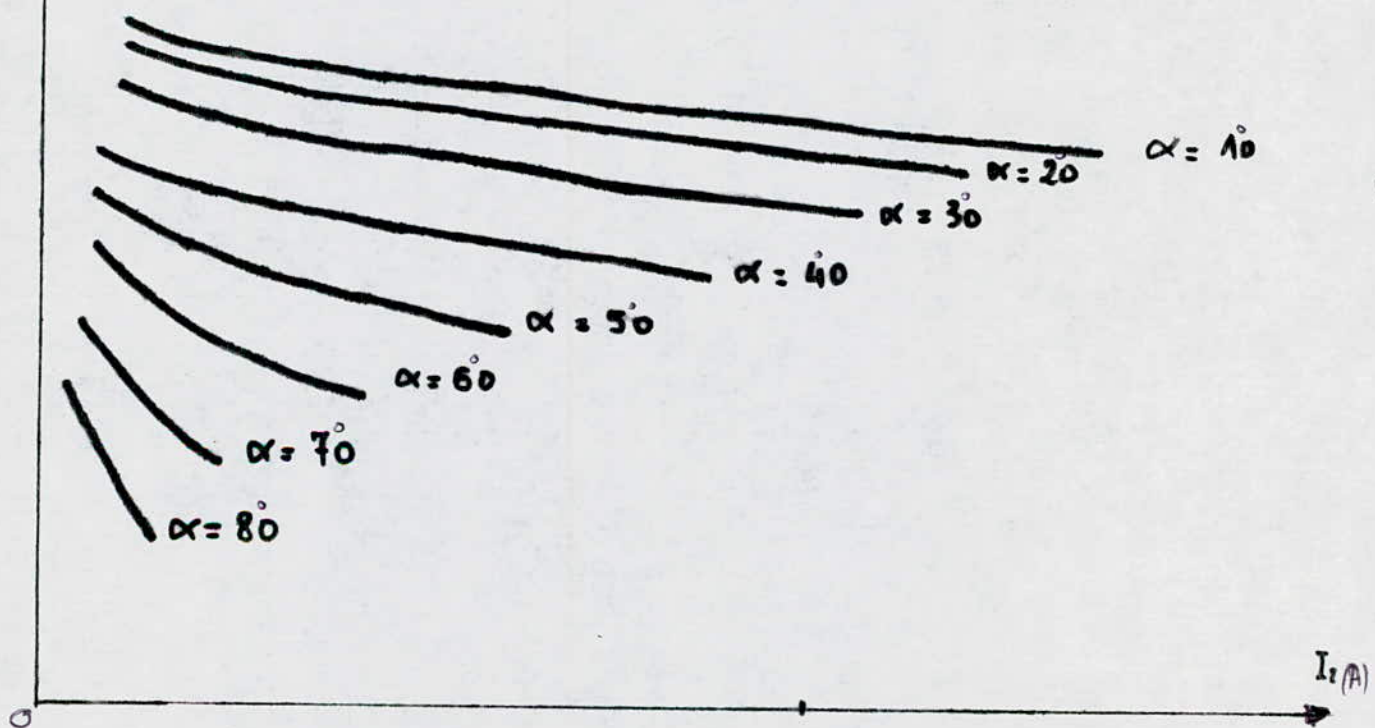


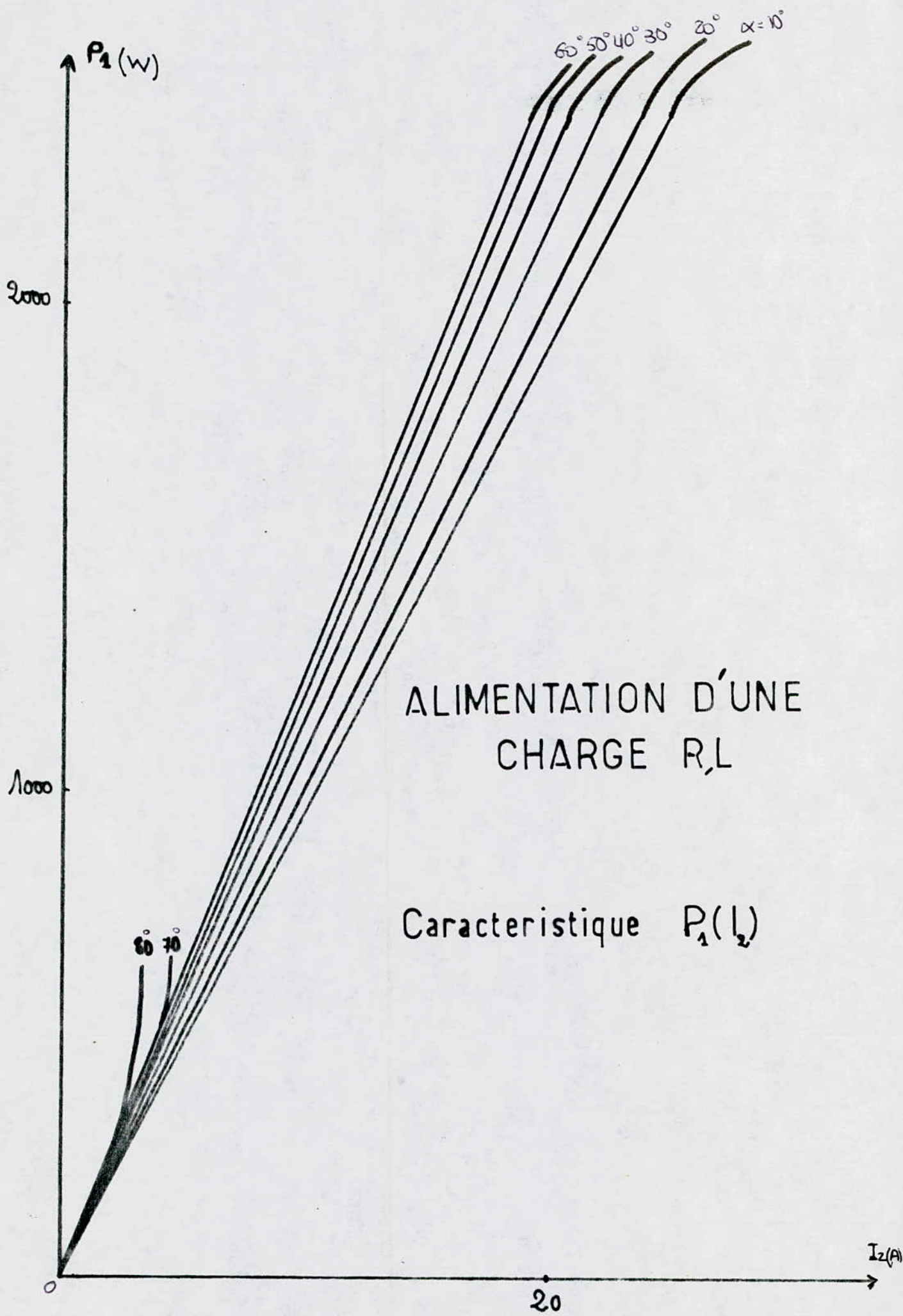
$U_2 (V)$

Alimentation d'une charge R,L

Caractéristique $U_2(I_2)$

100





$\cos \varphi$

Alimentation d'un MCC

Caractéristique $\cos \varphi(I_2)$

1

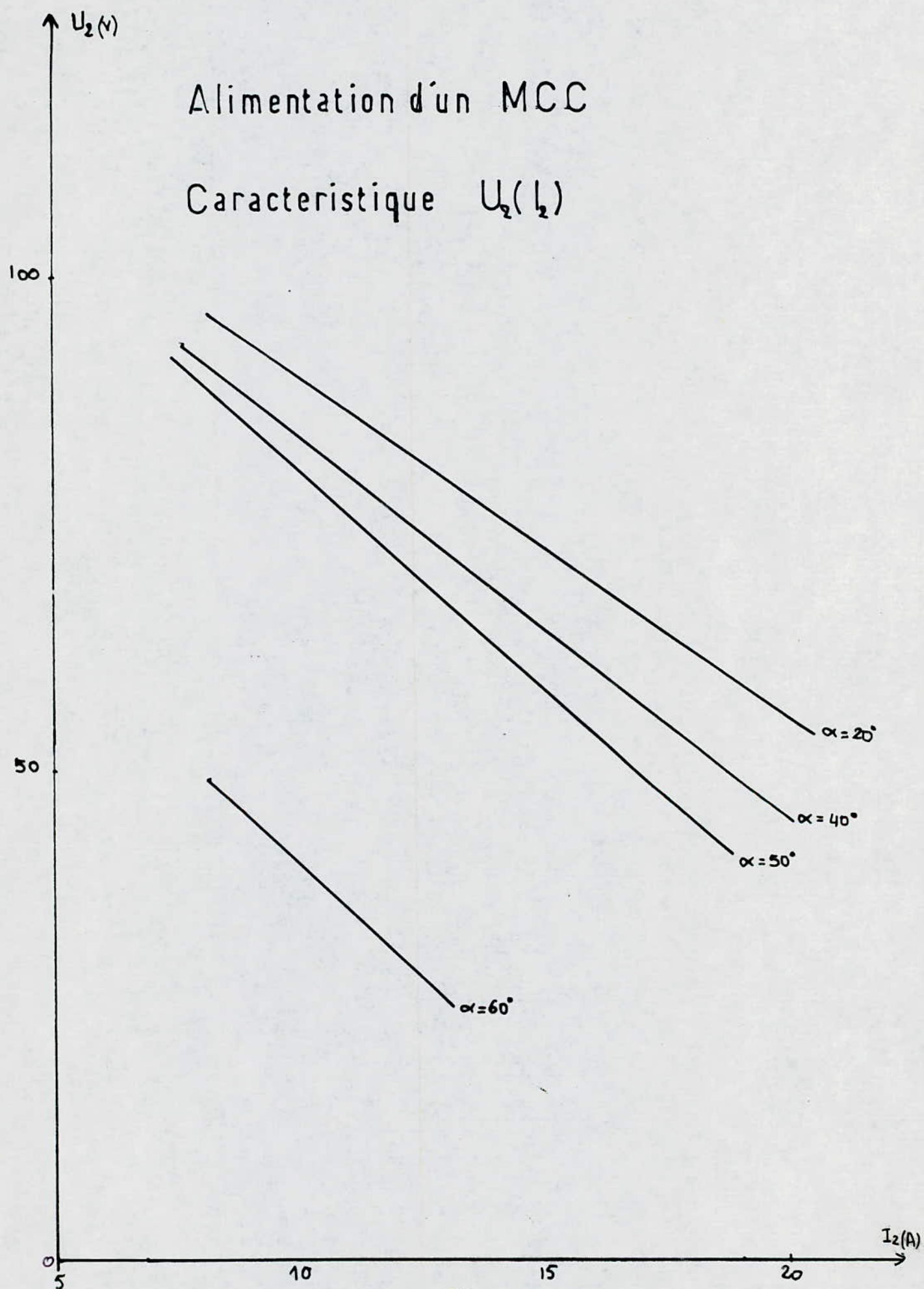
0

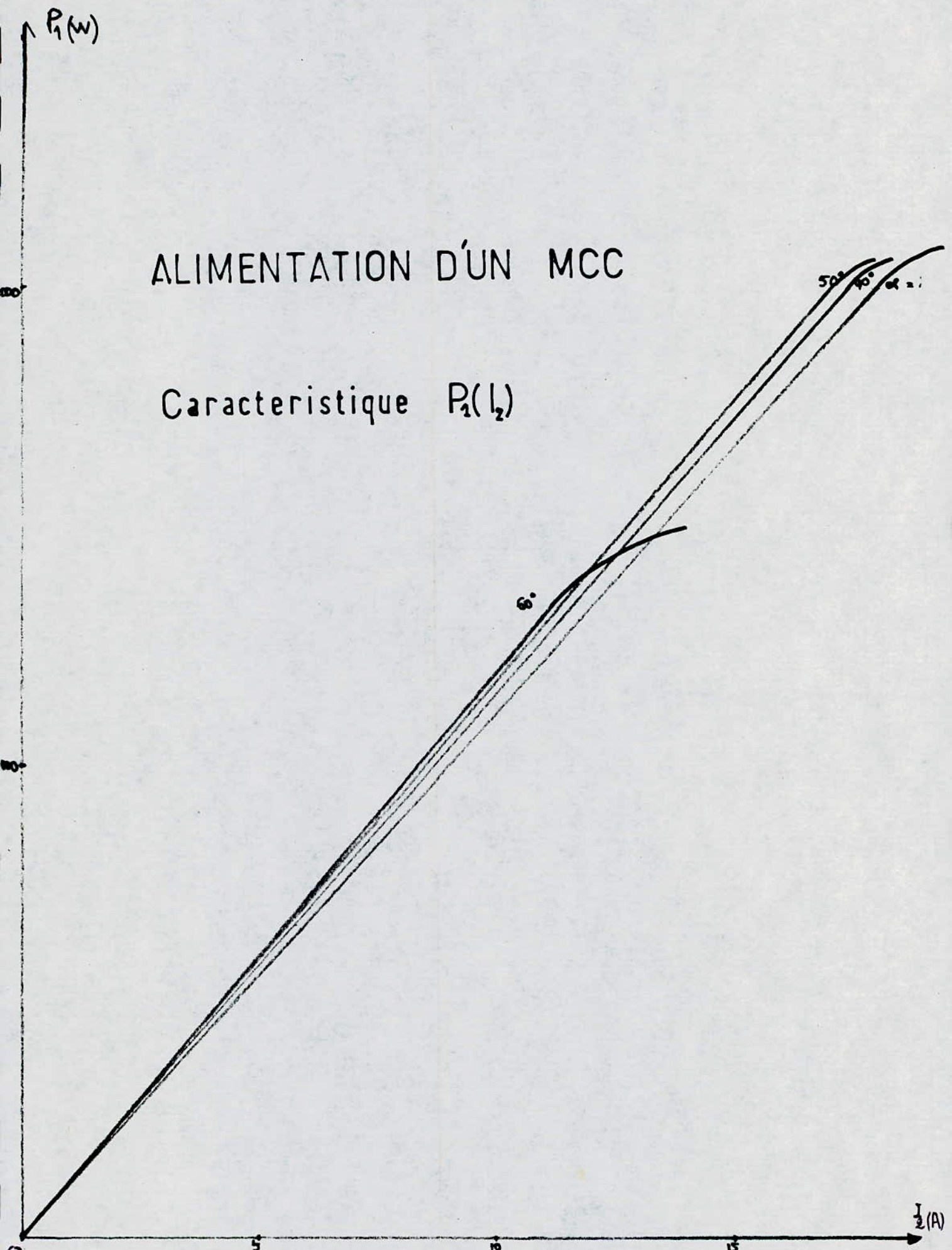
10

$I_2(A)$

Alimentation d'un MCC

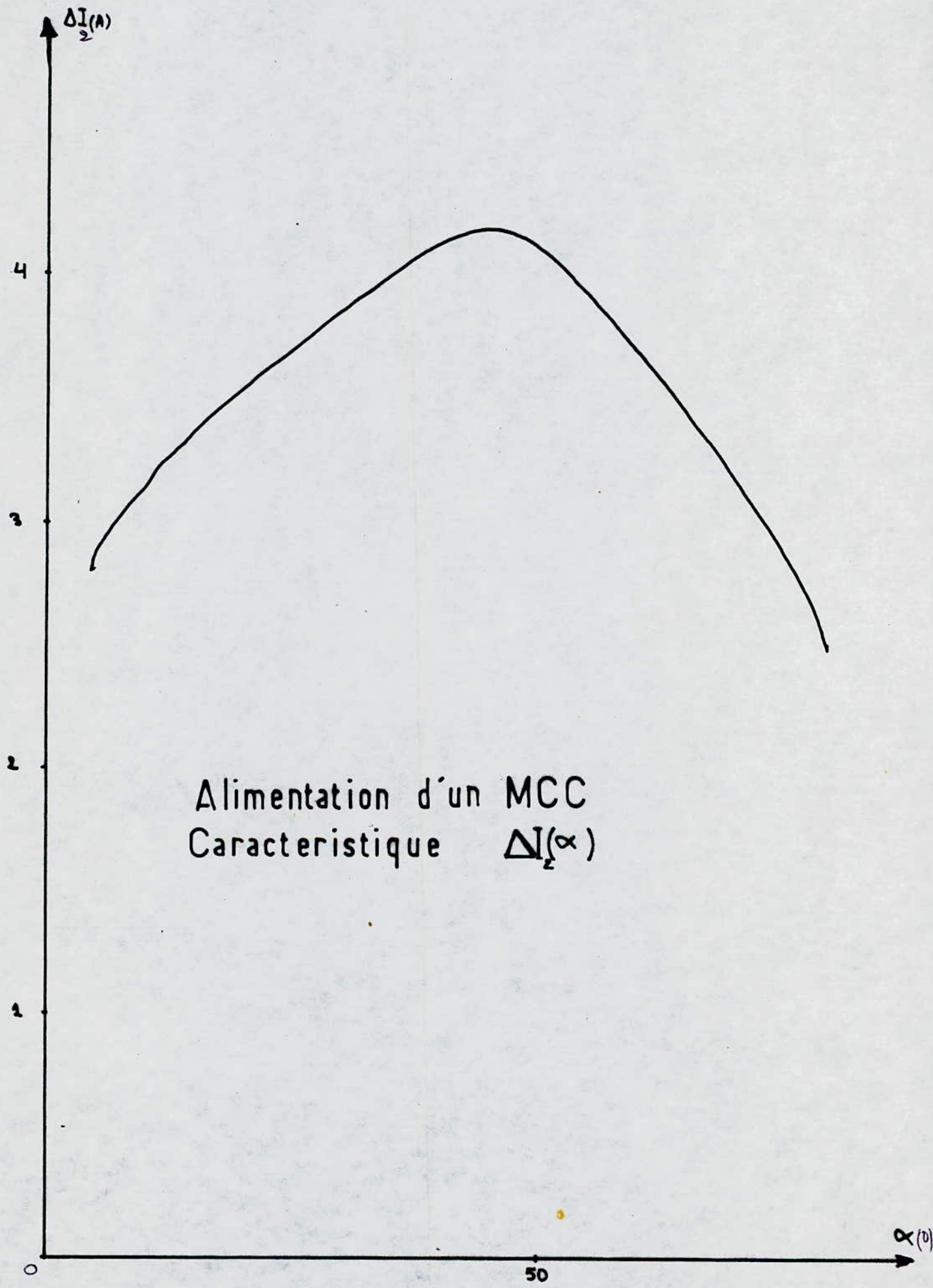
Caractéristique $U_2(I_2)$

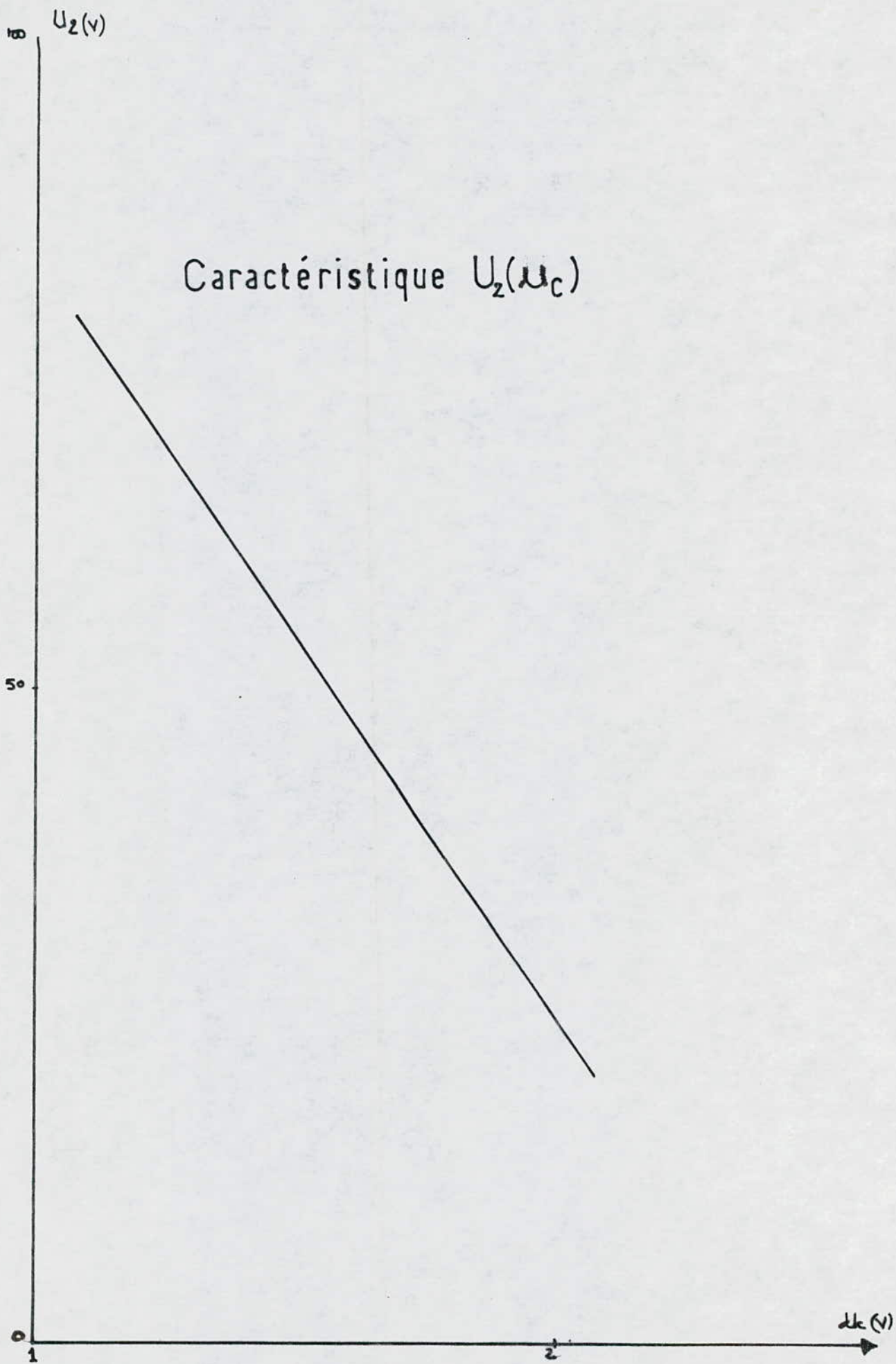




ALIMENTATION D'UN MCC

Caracteristique $P_1(I_2)$





CONCLUSIONS

Le convertisseur que nous avons réalisé est à facteur de puissance unitaire, et ce quelque soit, la charge passive (résistive; inductive) ou active (machine à courant continu), la consommation de l'énergie réactive est nulle.

La régulation sera simple à réaliser, vu que le gain $G = U_2 / u_c$ est constant.

Pour limiter l'ondulation du courant de charge, nous avons été amené à adjoindre, une self de lissage car la fréquence est limitée au double de celle du réseau.

L'alimentation, venant du réseau, nous impose l'introduction d'une cellule de filtrage L.C. ayant pour rôle de limiter les harmoniques du courant. Ces harmoniques, de fréquence nf , sont néfastes au bon régime de fonctionnement de l'ensemble convertisseur - charge.

* GLOSSAIRE *

SYMBOLES	UNITES	SIGNIFICATIONS
ao	V	Valeur moyenne de la tension
an	V	Harmonique de la tension
C	μF	Condensateur de désamorçage du thyristor principal Th1
Cf	μF	Condensateur du filtre
Cd	μF	Condensateur du déphaseur
CD	μF	Condensateur du dérivateur
D	-	Diode de la cellule de désamorçage du thyristor principal Th1
Di	-	Diodes des deux sommateurs
f	Hz	Fréquence de fonctionnement du réseau
f'	Hz	Fréquence de fonctionnement du convertisseur
fo	Hz	Fréquence de coupure du filtre passe - bas
fp	-	Facteur de puissance du réseau
fpp	-	Facteur de puissance primaire pour un redresseur monophasé à diodes
fps	-	Facteur de puissance secondaire pour un redresseur monophasé à diodes
fpp α	-	Facteur de puissance primaire pour un redresseur monophasé à thyristors
fps α	-	Facteur de puissance secondaire pour un redresseur monophasé à thyristors
i1	A	Courant instantané d'alimentation du convertisseur
I1	A	Valeur efficace du courant d'alimentation du convertisseur
I1 max	A	Valeur maximale du courant d'alimentation du convertisseur
If	A	Valeur efficace du fondamental du courant d'alimentation du convertisseur

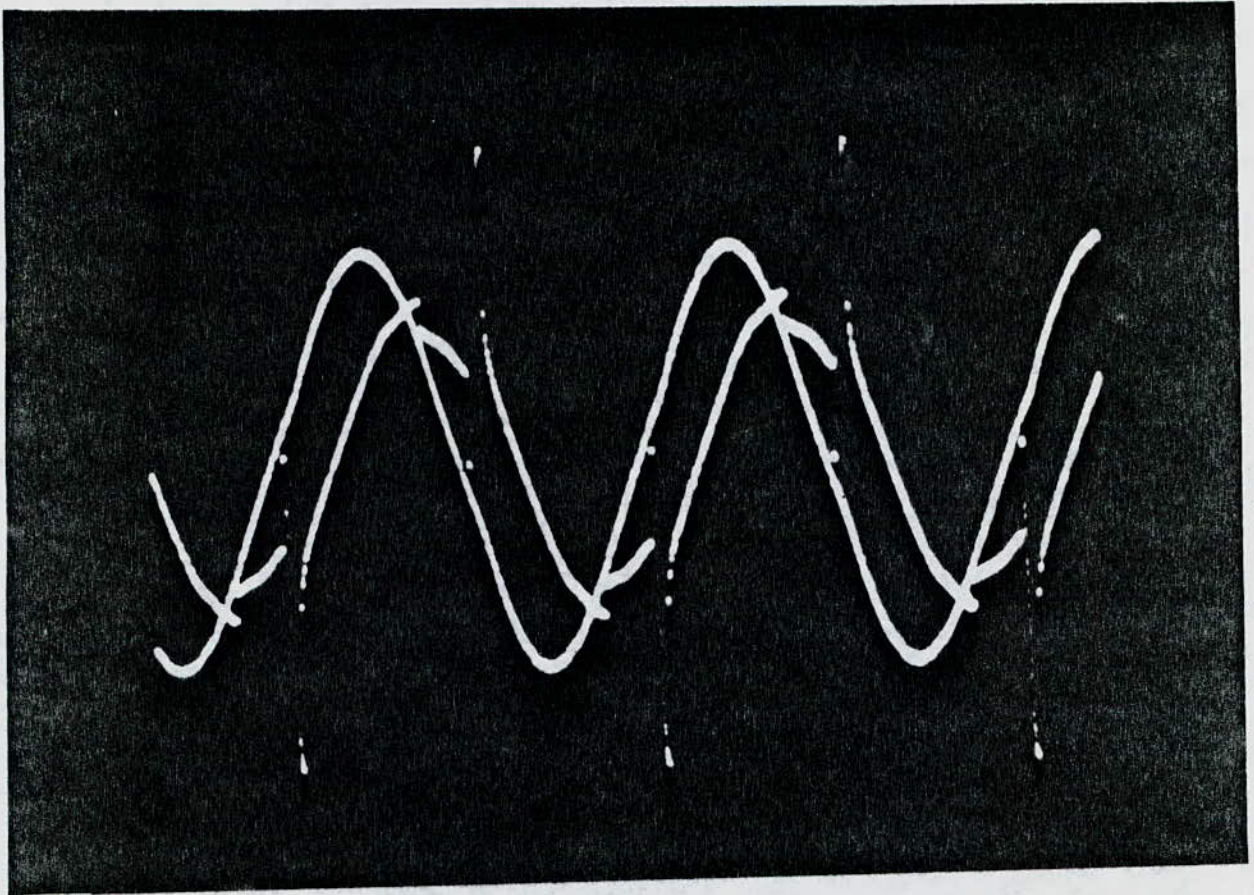
I2	A	Valeur efficace du courant délivré par le convertisseur
ic	A	Courant instantané dans le condensateur d'extinction C
iL	A	Courant instantané dans la self d'inversion L
ich	A	courant instantané dans la charge
L	H	Self d'inversion
Lf	H	Self du filtre
P1	W	Puissance consommée par le groupe convertisseur - charge
Ri	Ω	Résistance du circuit de commande
Rd	Ω	Résistance variable du déphaseur
RD	Ω	Résistance du dérivateur
R1	Ω	Résistance des comparateur
R2	Ω	Résistance des inverseurs
R3	Ω	Résistance des sommateurs
R5-8	Ω	Resistance des amplificateurs de courant
Th1	-	Thyristor principal
Th2	-	Thyristor auxillaire
to	ms	Instants des différentes impulsions pour le premier amorçage de Th2
t1	ms	Instant d'amorçage de Th1
t2	ms	Instant du désamorçage de Th1
tenc	ms	Temps d'enclenchement de l'amorçage du Th1 par celui du Th2
U2	V	Valeur efficace de la tension fournie par le convertisseur
uc	V	Tension de commande du générateur d'impulsions
uc'	V	Tension instantanée aux bornes du condensateur d'extinction C

V	V	Valeur efficace de la tension d'alimentation du convertisseur.
V_{max}	V	Valeur maximale de la tension d'alimentation du convertisseur.
V_{moymax}	V	Valeur moyenne maximale de la tension fournie par le convertisseur.
V_{moymin}	V	Valeur moyenne minimale de la tension fournie par le convertisseur.
$+V_{sat}$	V	Tension de saturation positive de l'amplificateur opérationnel.
$-V_{sat}$	V	Tension de saturation négative de l'amplificateur opérationnel.
V_{cc}	V	Tension d'alimentation des des amplificateurs de courant.
v	V	Valeur instantanée de la tension d'alimentation du convertisseur.
v'	V	Tension simple abaissée par le transformateur à point milieu
v_2	V	valeur instantanée de la tension redressée par le pont de GRAETZ
v_1	V	Tension à la sortie du premier déphaseur
v_2	V	Tension à la sortie du deuxième déphaseur
v_f	V	Tension filtrée
v_c	V	valeur instantanée de la tension fournie par le convertisseur
α	($^\circ$)	Angle de retard à l'amorçage du thyristor Th_1
β	($^\circ$)	Angle de retard au desamorçage du thyristor Th_1
φ	($^\circ$)	Angle de déphasage entre le courant et la tension du réseau
ω	rd/s	Pulsation du réseau d'alimentation
ω'	rd/s	Pulsation du convertisseur

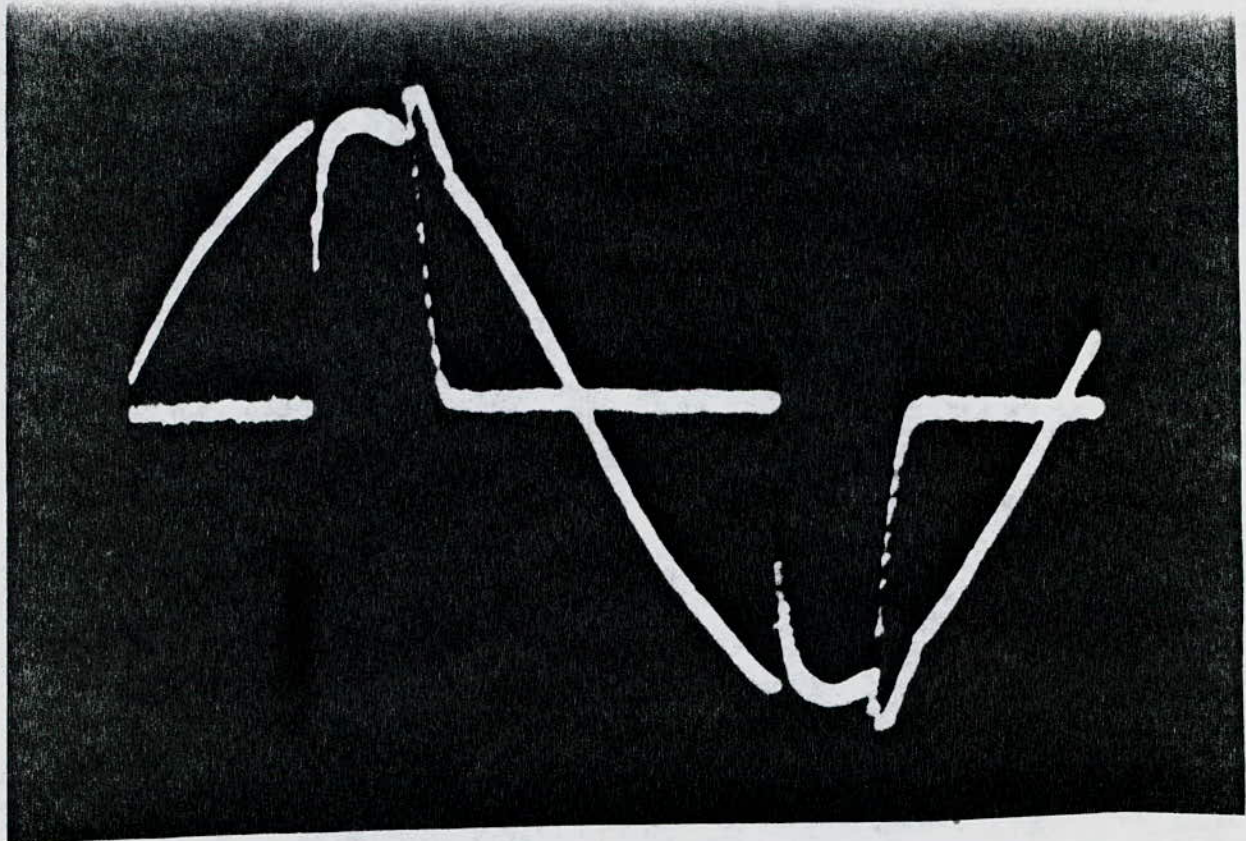
* BIBLIOGRAPHIE *

- 1 - R. CHAUPRADE "Commande électronique"
Technique de l'ingénieur - D 541
1976.
- 2 - A. REVERCHON "Mathématique sur micro-ordinateur"
Tome I - ANALYSE.
Edition EYROLLES - 1986
- 3 - P. MARGRAIN "Aide mémoire d'électrotechnique"
Edition DUNOD - 1979.
- 4 - J.L. DALMASSO "Traitement de l'énergie électrique -
Convertisseurs statiques - Tome II"
Edition BELIN - 1985
- 5 - H. BUHLER "Electronique de puissance"
Edition DUNOD - 1981
- 6 - G. SEGUIER "Electronique de puissance"
Edition DUNOD - 1979
- 7 - J. MORNAND "Schémas d'électronique"
Edition DUNOD - 1979
- 8 - M. MOUNIC "Semi-conducteurs, thyristors, Triacs"
Troisième partie.
Edition FOUCHER - 1973
- 9 - P. WALRAVE "Amplificateurs opérationnels et
filtres actifs"
Edition MENTOR - 1984
- 10 - "Encyclopedie des sciences
industrielles"
Edition QUILLET - 1973
- 11 - R. CHAUPRADE "Electronique de puissance"
Edition EYROLLES - 1981

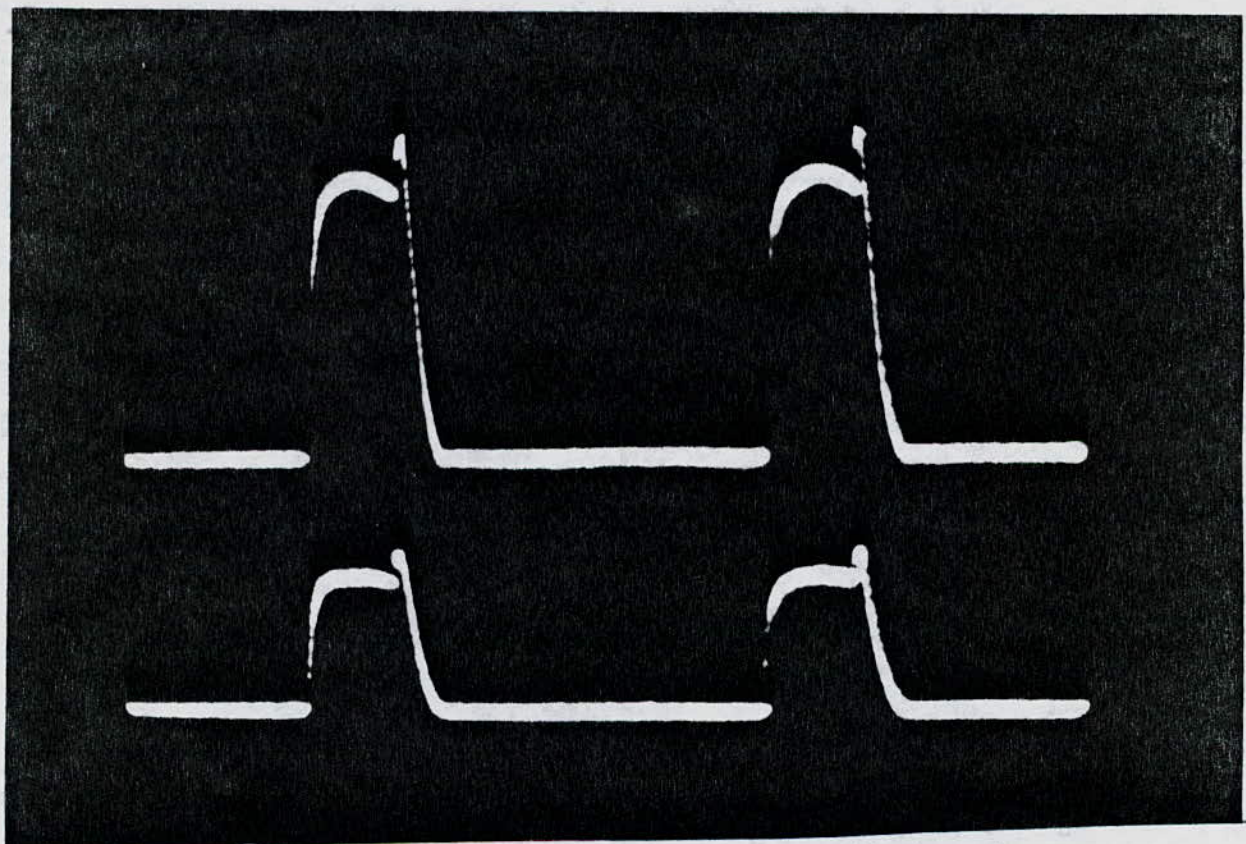
* ANNEXE *



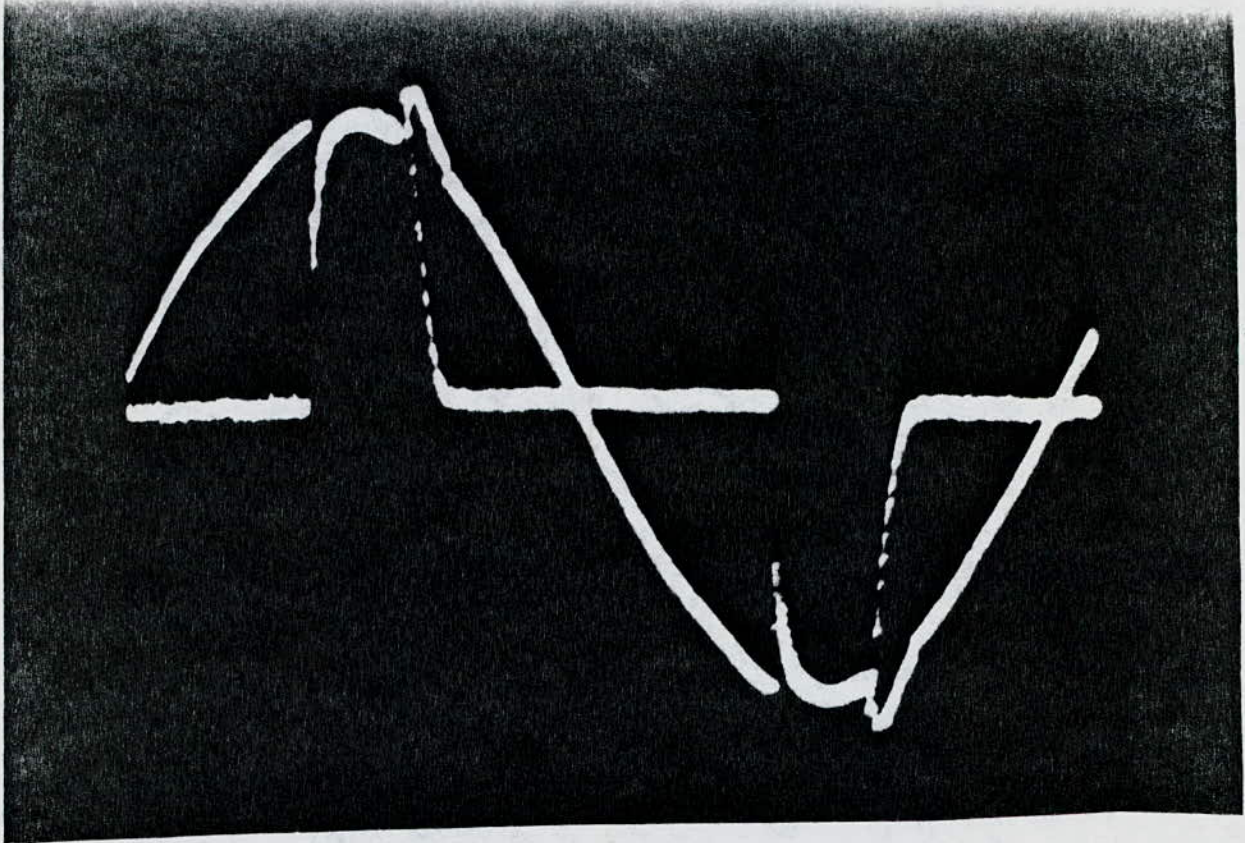
Ondes des tensions, d'alimentation v et filtrée v_f .
Alimentation d'un moteur a courant continu.



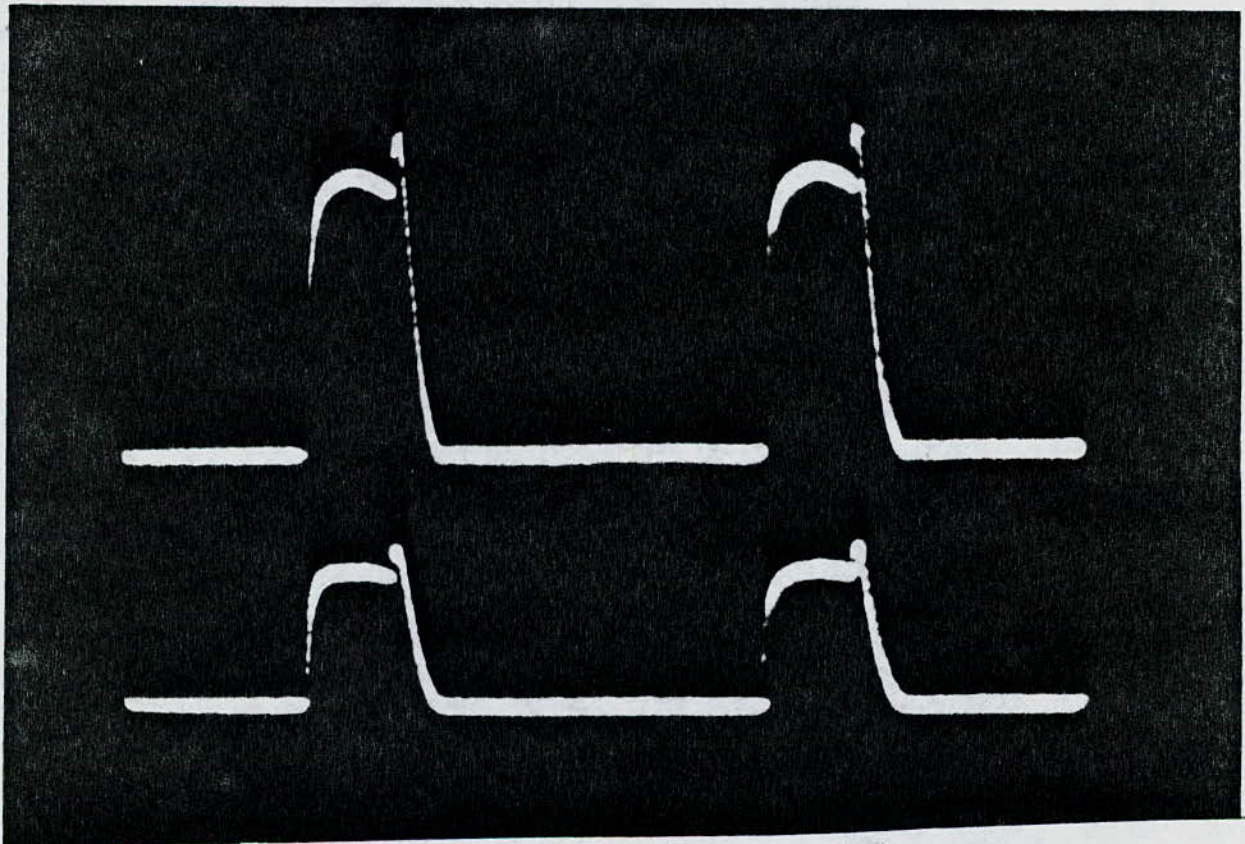
Ondes de courant i_1 et tension d'alimentation v , $\alpha = 72^\circ$
Alimentation d'une charge R



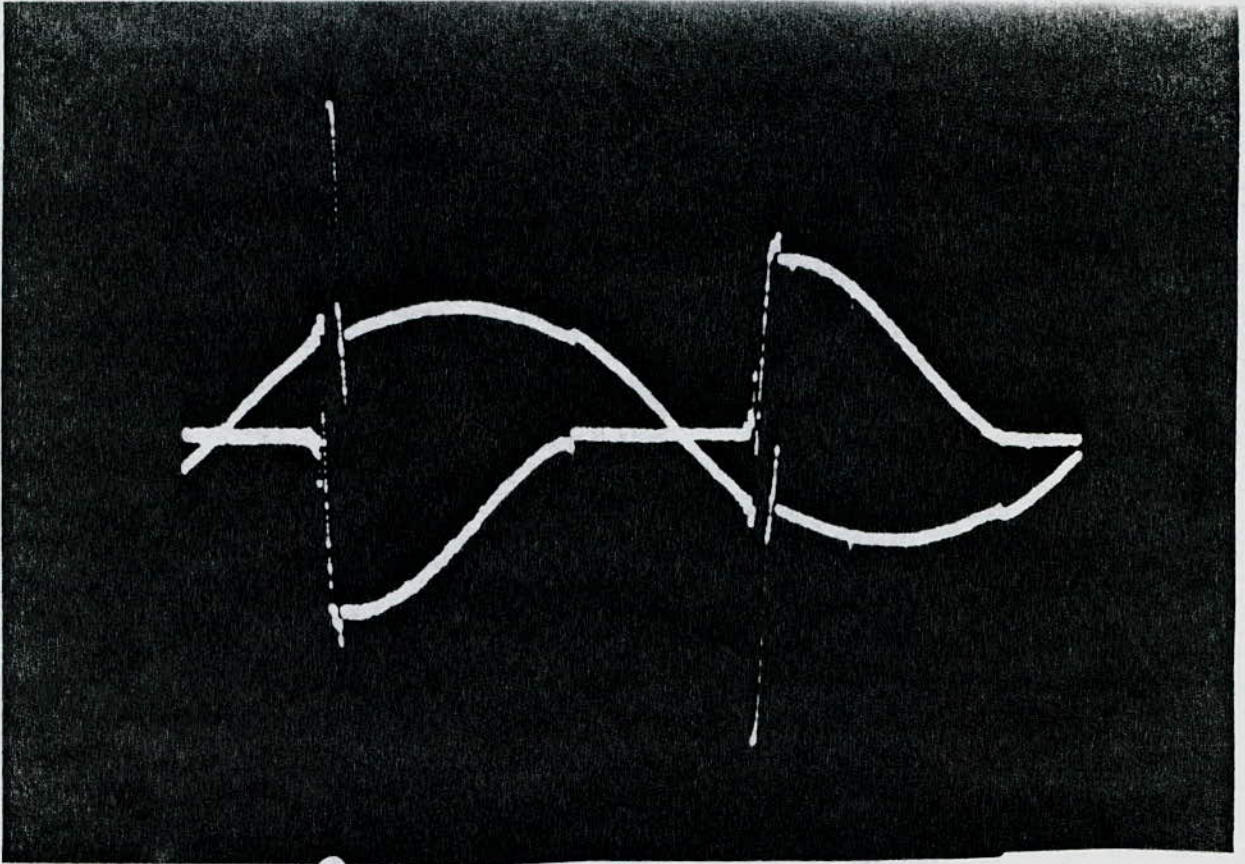
Ondes de courant i_2 et tension v_c , $\alpha = 72^\circ$
Alimentation d'une charge R



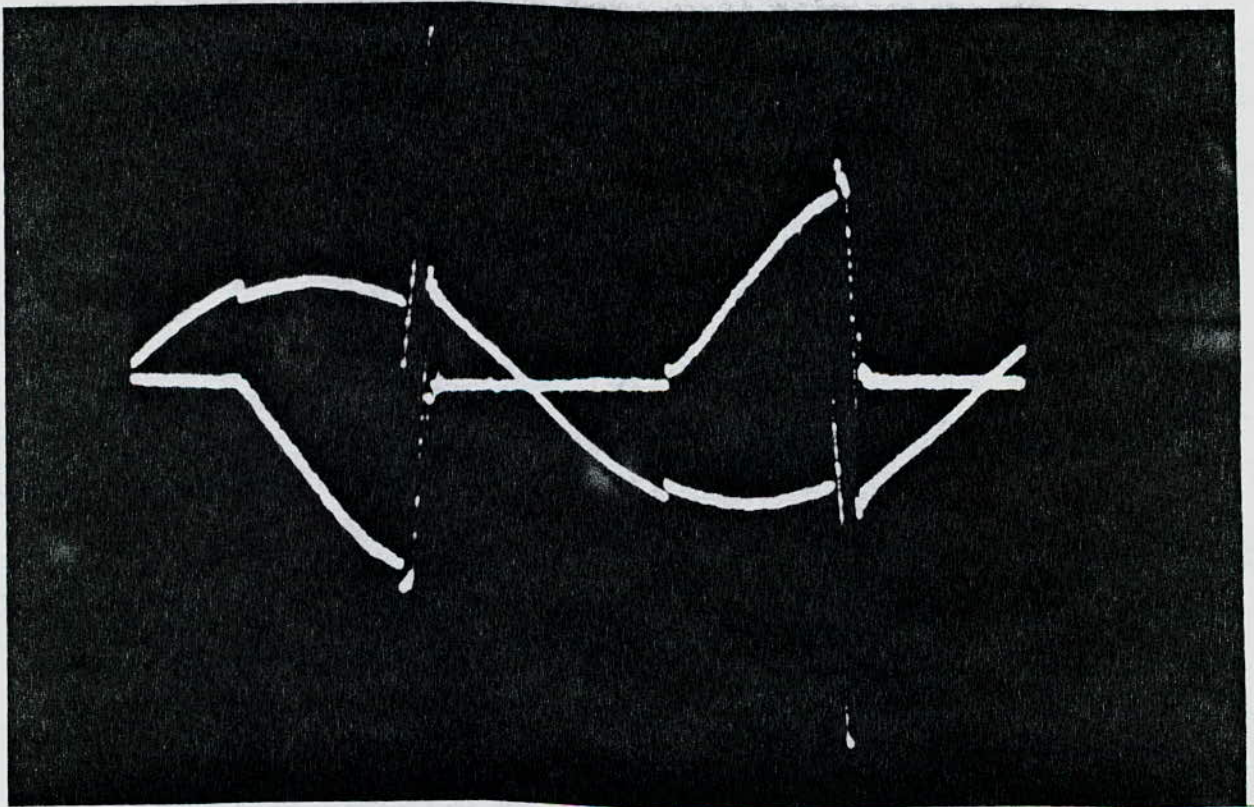
Ondes de courant i_1 et tension d'alimentation v , $\alpha = 72^\circ$
Alimentation d'une charge R



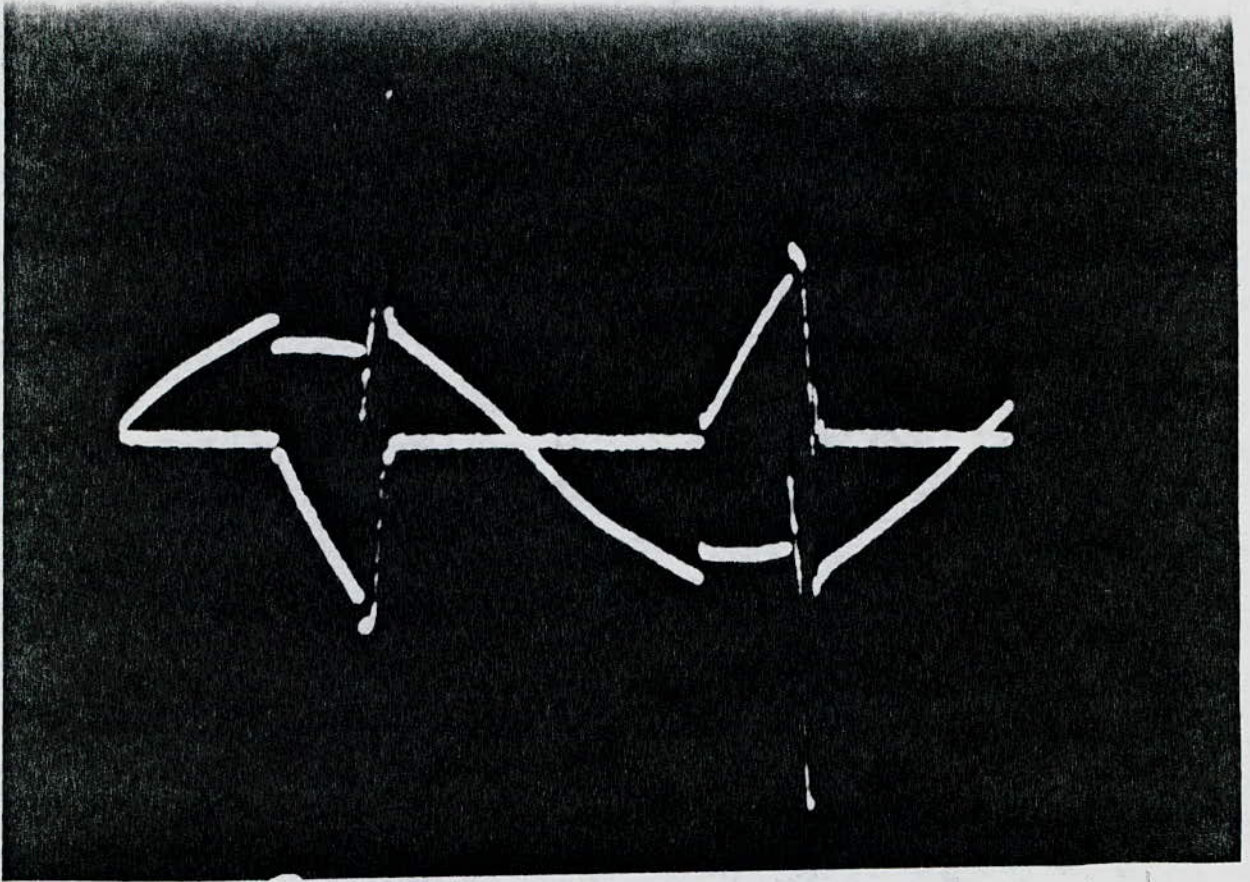
Ondes de courant i_2 et tension v_c , $\alpha = 72^\circ$
Alimentation d'une charge R



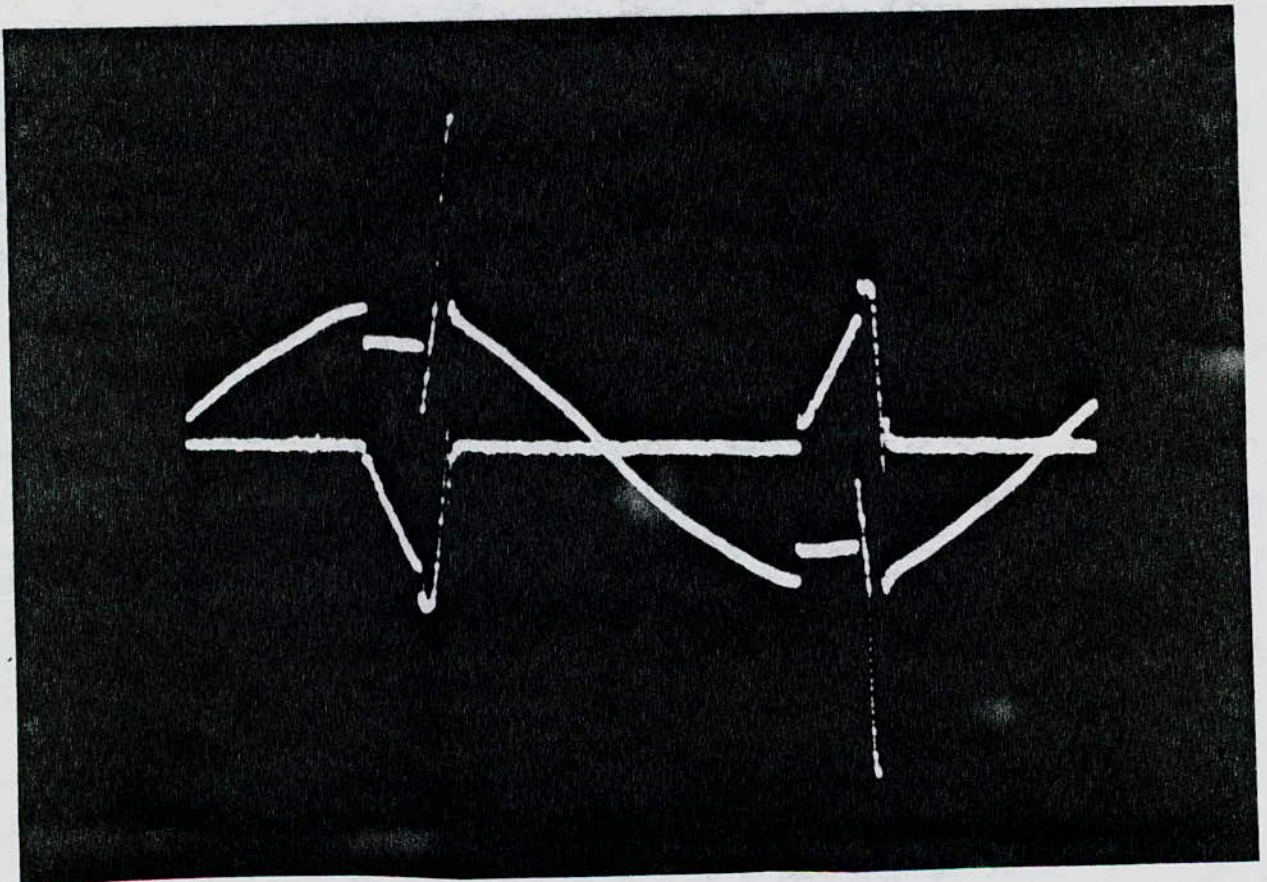
Ondes de courant i_1 et tension d'alimentation v , $\alpha = 36^\circ$
Alimentation d'un moteur à courant continu.



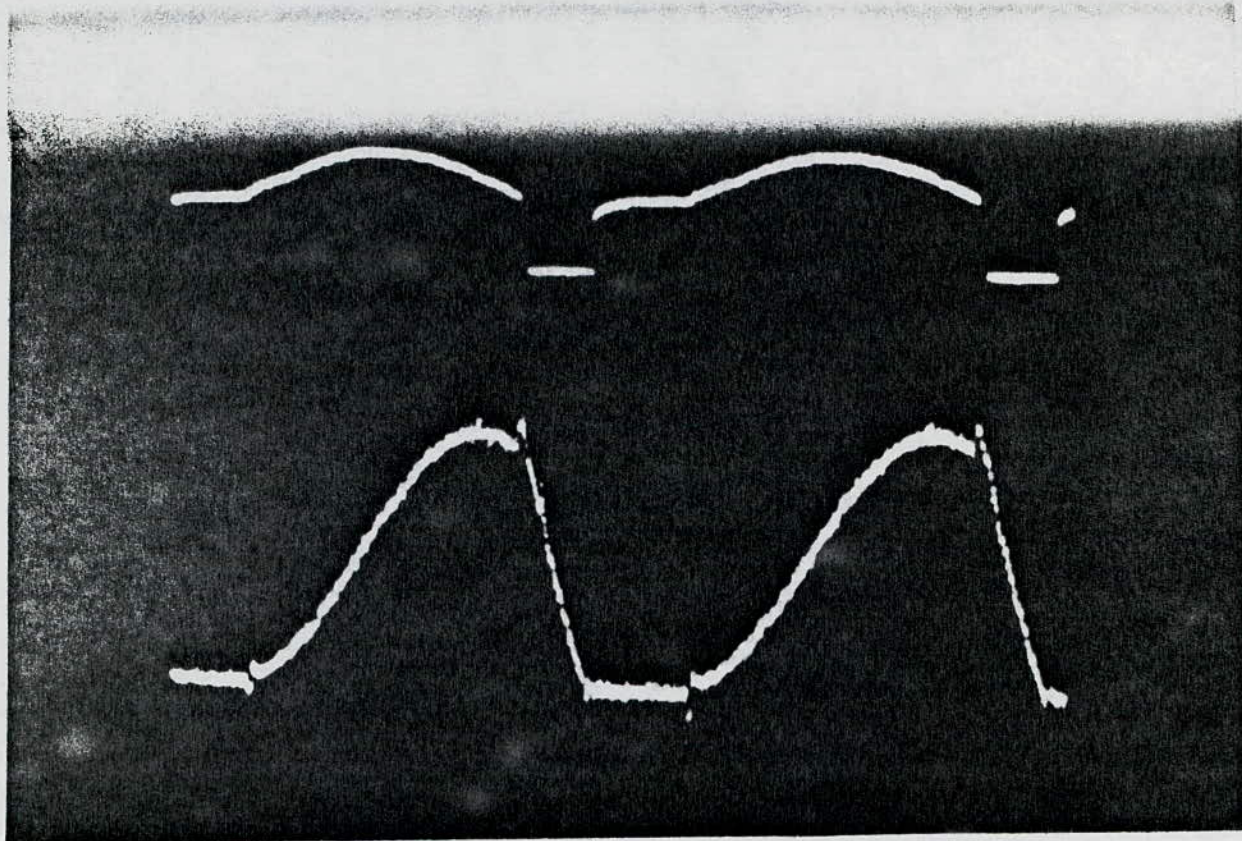
Ondes de courant i_1 et tension d'alimentation v , $\alpha = 46,8^\circ$
Alimentation d'un moteur à courant continu.



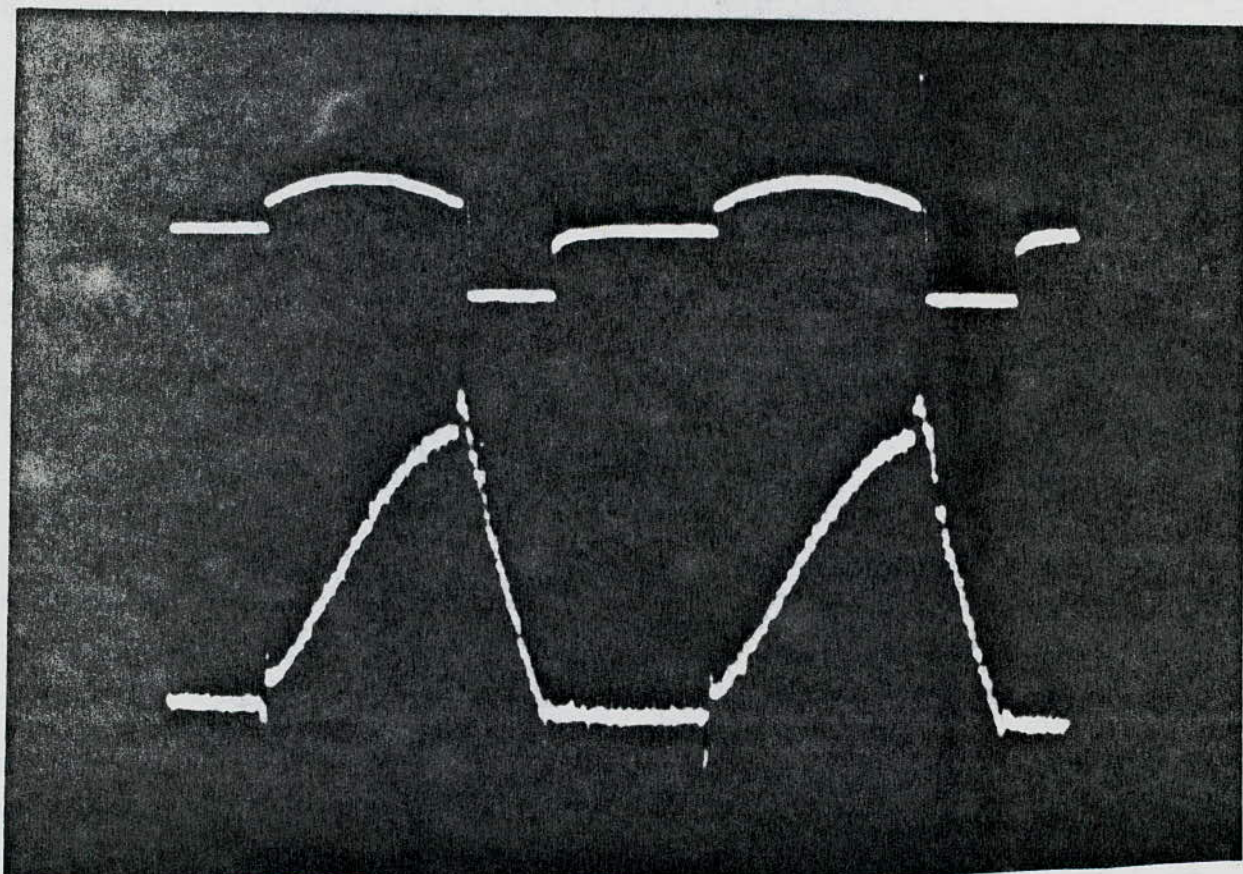
Ondes de courant i et tension d'alimentation v , $\alpha = 55,8^\circ$
Alimentation d'un moteur à courant continu.



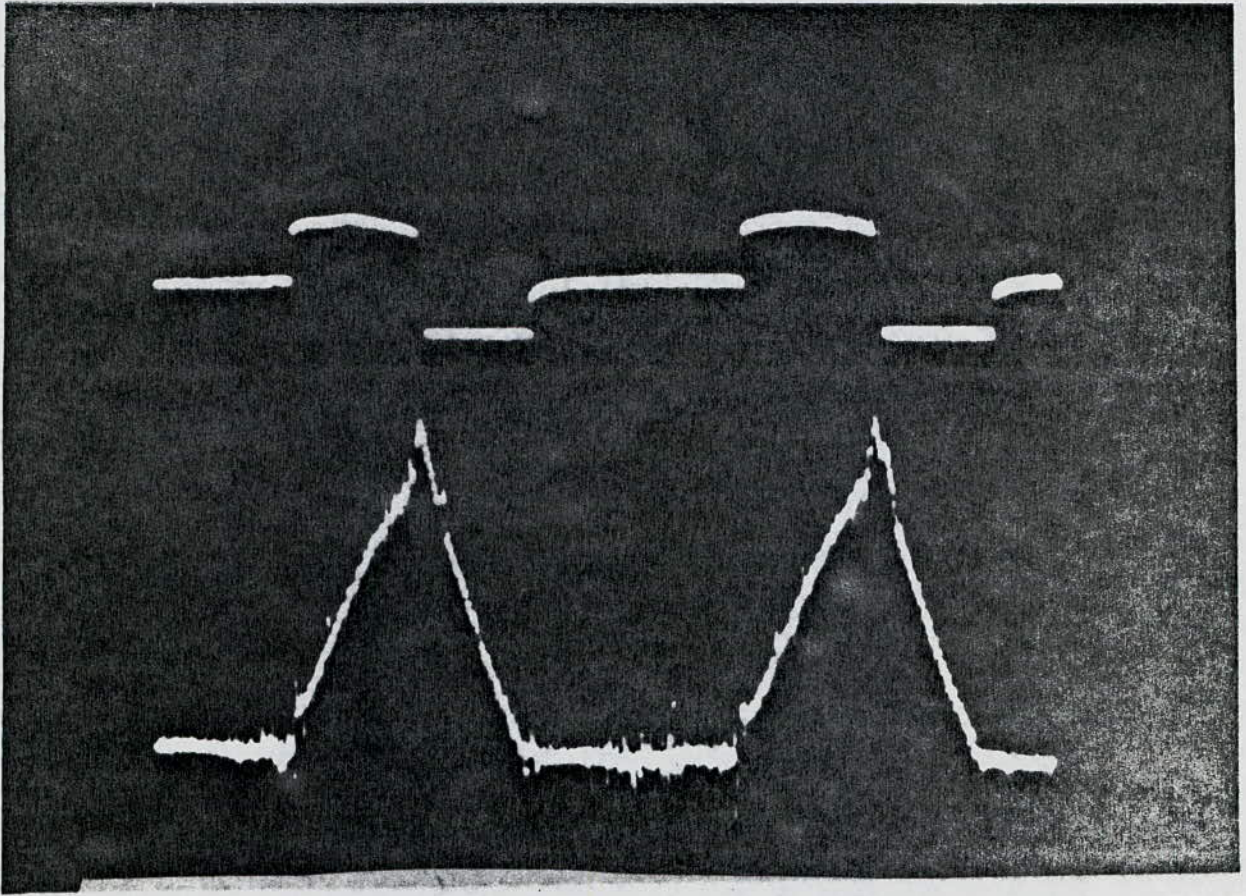
Ondes de courant i et tension d'alimentation v , $\alpha = 72^\circ$
Alimentation d'un moteur à courant continu.



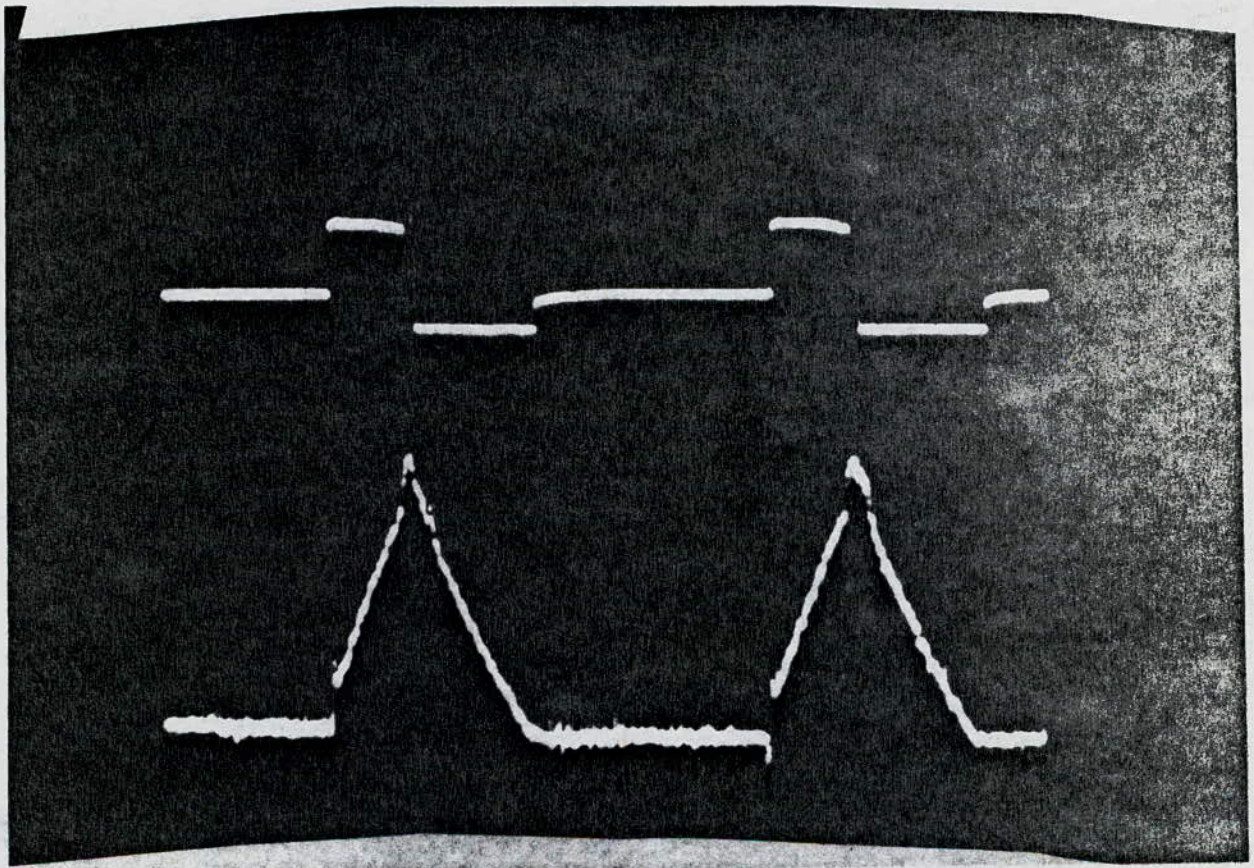
Ondes de courant i_2 et tension u_c , $\alpha = 36^\circ$
Alimentation d'un moteur à courant continu.



Ondes de courant i_2 et tension u_c , $\alpha = 50,4^\circ$
Alimentation d'un moteur à courant continu.



Ondes de courant i_2 et tension v_c , $\alpha = 64,8^\circ$
Alimentation d'un moteur à courant continu.



Ondes de courant i_2 et tension v_c , $\alpha = 75,6^\circ$
Alimentation d'un moteur à courant continu.

