

9/89

وزارة التعليم و البحث العلمي
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE

المكتبة الوطنية للدراسات والبحوث
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

*Simulation numerique d'associations
convertisseurs statiques - moteur
a courant continu en vue de
L'etude du fonctionnement
L'aide a la determination des regulateurs*

Proposé Par :

M. K. MOUMEN

Etudié par :

TABERKOKT Djamel

MEFLAH Mahdi

Dirigé par :

M. K. MOUMEN

PROMOTION : JUIN 89

DEDICACES

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

Je dédie ce mémoire:

- A Ma MERE
- A Mon PERE
- A Mes frères et ma soeur
- A Mes deux nièces SALIMA et AMINA
- A toute ma famille
- A tous mes amis.

MEFLAH
MAHDI

Je dédie ce modeste travail:

- A Ma Chère MERE
- A Mon Chèr PERE
- A tous mes chers frères et soeurs
- A toute ma famille
- A tous mes chers amis
- A Tous les croyants d'un seul et unique DIEU et son prophète MOHAMMED que le salut de Dieu sera sur lui.
- Aux Ames des Martyrs du Mouvement ISLAMIQUE (Imam HASSEN EL BENNA, SAID KOUTUB etc ...)
- A Ces Héros de L'INTIFADA PALESTINNIENE.

TABERKOKT
DJAMEL

AVANT - P R O P O S

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

***** REMERCIEMENTS *****

Nous tenons à remercier vivement notre promoteur M. KAMAL MOUMEN pour nous avoir proposé ce sujet et pour son aide précieuse à l'élaboration de ce mémoire ainsi que pour les brillants conseils qu'il n'a cessé de nous donner.

Nous tenons aussi à remercier toutes les personnes qui ont participé, de près ou de loin, par leurs aide et conseils. Nous nous permettons de citer nommément, les enseignants :

Mme BENHAMZA
MM CHEKIREB
GACI
MAHMOUDI
STIHI

Nous n'oublions pas d'adresser nos vifs remerciements au personnel du Centre de Calcul, pour le dévouement, la présence à nos côtés et les aides au niveau informatique: nous nous permettons de citer particulièrement : Messieurs HOCINE et ABDELKADER.

De même, nos remerciements sincères vont au personnel de la Bibliothèque et notamment à Monsieur SALAH.

4.1.2 Allumage à demi-sinusoides	30
4.2 Algorithme et programme	30
4.2.1 Remarques	30
4.2.2 Sous-programme référence de phases ...	31
4.2.3 Sous-programme en forme, réinitialisation ; et dents de scie ..	31
4.3 Résultats (graphiques) obtenus par exécution des sous-programmes de l'allumeur	39
4.4 Allumeur pour pont tout thyristors	33
4.4.1 Schéma synoptique	33
4.4.2 Remarques	33
4.4.3 Algorithme et sous-programme	33

**Chapitre III : MODELISATION DU MOTEUR A COURANT CONTINU A
EXCITATION CONSTANTE
SIMULATION DE SON FONCTIONNEMENT EN REGIME
LIBRE**

III-1 MODELE DE CONNAISSANCE DU MOTEUR A COURANT	35
1.1 Schéma moteur-charge	35
III-2 MODELE	35
III-3 STABILITE MECANIQUE	36
III-4 INTEGRATION DES EQUATIONS DU FONCTIONNEMENT	37
4.1 Mise en forme des équations	37
4.2 Algorithme de calcul	38
4.3 Programmation de la méthode de Kutta-Runge ...	39
III-5 REMARQUE	40
III-6 EXEMPLE-DE REPONSES EN REGIME LIBRE	41

**Chapitre IV-DIFFERENTS TYPES DE REGULATIONS ET ALGORITHMES
DES REGULATEURS RETENUS**

IV-1 INTRODUCTION	43
IV-2 TYPE DE REGULATION	44
2.1 Principales methodes de regulation pour systemes multivariables	44
2.2 Régulation parallele	44
2.3 Régulation à boucles lineaires en cascade ...	45
IV-3 REGULATION DE VITESSE	46
3.1 Régulation à action proportionnelle et integrale	46
3.1.1 Fonction de transfert du regulateur	47
3.1.2 Fonction de transfert de Ω	47
3.1.3 Réponse à une variation de Ref	49
3.1.4 Réponse à une variation de Γ_r	50
IV-4 DETERMINATION DES PARAMETRES DU REGULATEUR PI ..	51
IV-5 REGULATION DE COURANT	55
5.1 Dynamique du convertisseurs	55
5.2 Fonction de transfert du régulateur	55
IV-6 DETERMINATION DU REGULATEUR-STABILITE	57
IV-7 SIMULATION NUMERIQUE DU REGULATEUR	59
7.1 Définition des paramètres de calcul	59
7.2 Méthodes simples de discrétisation	59
7.3 Algorithme de calcul et sous-programme dans	

le cas général	60
7.4 Sous-programme du régulateur	60
Chapitre V- PRESENTATION DU PROGRAMME GLOBAL	
V-1 INTRODUCTION	63
V-2 TEXT DE PRESENTATION DU PROGRAMME	64
V-3 ENTREE DES PARAMETRES DU MOTEUR	66
V-4 MENU	66
4.1 Structure d'alimentation	66
4.2 Méthodes de calcul de la tension d'alimentation	66
4.3 Choix du type d'allumage	67
4.4 Choix de la régulation	68
4.5 Structure de la commande	68
4.6 Choix des courbes	68
V-5 REMARQUES ET AUTRES PARAMETRES	69
V-6 RESUMEE DU MENU	69
V-7 SEQUENCE D'APPEL DES SOUS-PROGRAMMES	71
7.1 Rappels et remarques	71
7.2 Diagramme des séquences d'appel des sous-programmes	72
V-8 CHOIX DU PAS DU CALCUL EXPOSE DU PROBLEME	73
8.1 Allumage	73
8.2 Sensibilité de la commande U_c	75
V-9 REMARQUE	76
CONCLUSION GENERALE.....	77

ANNEXE

BIBLIOGRAPHIE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

I N T R O D U C T I O N

INTRODUCTION

Le développement ininterrompu dans le domaine des systèmes informatiques rend l'utilisation des ordinateurs de plus en plus intense dans un très grand nombre d'applications .

En plus des traitements de données et des résolutions de problèmes à aspects scientifiques (statistiques, analytiques, algébriques, ...) les ordinateurs interviennent dans:

- la commande en temps réel de systèmes physiques
- la simulation

Ce dernier domaine qui englobe la "conception assistée par ordinateur" et la "fabrication assistée par ordinateur" présente, quand la simulation est bien menée, une importance considérable.

En effet, la simulation permet :

- de déterminer quel serait le comportement du système réel pour telle ou telle stratégie de commande;
- de représenter le comportement de certaines grandeurs réelles difficilement accessibles, ou pas du tout accessibles, à la mesure;
- de ne pas immobiliser le système réel de production et donc causer des arrêts coûteux de la production;
- de ne pas consommer de l'énergie (quand le système est lourd) pour des essais expérimentaux répétitifs;
- d'éviter l'implantation de commandes prohibitives pour le système et / ou dangereuses pour l'opérateur humain (risques d'embalement, de surintensité, de surtension, de surpression, de suréchauffement, ...).

L'objet sur lequel porte notre programme de simulation concerne les associations convertisseurs statiques - moteur à courant continu.

Les convertisseurs statiques retenus, dans notre cas, sont :

- pont triphasé à diodes - hacheur
- pont de Graëtz mixte
- pont de Graëtz tout thyristors.

La simulation concernant la commande (amorçages et désamorçages de semi-conducteurs) de ces convertisseurs se fait globalement telle qu'elle est réalisée

par les prototypes habituels, c'est-à-dire, que sont simulés,
pour les ponts commandables, les étages :

- référence de phase avec la mise en forme (créneaux)
- signal de référence (dents de scie ou demi-sinusoides)
- comparateur
- aiguillage des impulsions

pour le hacheur :

- dents de scie
- comparateur

(pour le pont à diodes, les commutations "naturelles" sont obtenues par comparaison des tensions du réseau).

Le programme se voulant **universel**, sont considérés :

- quatre types de commande :

- 1) sans régulation
- 2) avec régulation de vitesse seule
- 3) avec régulation de courant seule
- 4) avec régulation de vitesse et de courant

- deux types de matérialisation de cette commande :

- 1) commande hybride (la valeur de la tension de commande u_c déterminée par microprocesseur, est échantillonnée)
- 2) commande analogique

- La charge a la forme générale $C_0 + C_1\Omega + C_2\Omega^2$, où Ω est la vitesse angulaire et C_0 , C_1 et C_2 des coefficients à introduire (INPUT) par l'utilisateur du programme.

Plusieurs autres options sont considérées et présentées dans ce mémoire.

La présentation de ce dernier s'articule sur cinq chapitres :

Le premier chapitre présente les convertisseurs statiques considérés, leurs principes de fonctionnement, les algorithmes de leurs simulations ainsi que les tensions délivrées pour certaines valeurs de la consigne de commande.

Le second chapitre est consacré aux prototypes électroniques qui sont habituellement utilisés pour générer les impulsions d'allumage et (éventuellement, cas du hacheur) d'extinction. Ainsi, nous donnerons les algorithmes mis en œuvre pour

la simulation de ces prototypes et les signaux obtenus par exécution des sous-programmes correspondants .

Le troisième chapitre présente le modèle de connaissance du moteur à courant continu fonctionnant à excitation constante. Les équations de fonctionnement et l'algorithme correspondant à l'intégration de ces équations différentielles régissant ce fonctionnement y sont présentés.

Le quatrième chapitre présente les méthodes utilisées pour la détermination des différentes régulations possibles. Nous y donnons aussi les sous-programmes élaborés pour la réalisation de la simulation de ces différentes régulations .

Le cinquième chapitre nous permet de présenter l'ensemble de notre programme avec les différents choix : régulation; commande hybride; commande analogique; transitoires ou effets des convertisseurs sur le courant et la vitesse en régime permanent ainsi que divers autres aspects ou questions. Une sélection de résultats, parmi d'innombrables réponses, y est présentée.

CHAPITRE I

P R E S E N T A T I O N

M O D E L I S A T I O N

et SIMULATION des Fonctionnements
des CONVERTISSEURS STATIQUES

I-1 INTRODUCTION

Dans ce chapitre nous présentons successivement, en rappelant leurs modes de fonctionnement, les convertisseurs statiques retenus par notre étude, c'est à dire :

- pont à diodes + hacheur
- pont de Graëtz mixte
- pont tout thyristors.

Après leurs présentations, nous donnons les modèles mathématiques correspondants utilisés dans nos sous programmes. Nous donnons ensuite quelques réponses des tensions redressées obtenues par l'exécution des sous programmes considérés pour quelques valeurs de la consigne.

I-2 Pont à diodes - hacheur.

2.1 Schéma du pont

Le schéma du pont à diodes est celui donné par la figure N°1.

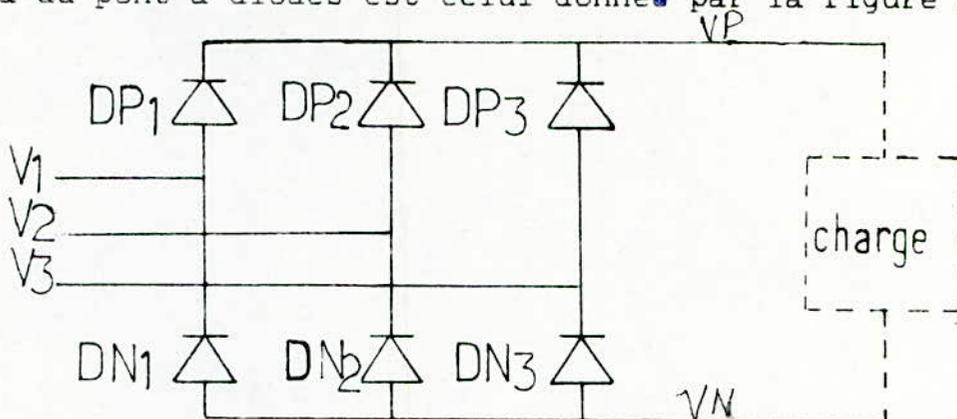


Fig 1: Montage pont à diodes

2.2 Fonctionnement.

Dans ce montage, les diodes DP_i ($i=1$ à 3) du commutateur positif sont reliées par leurs anodes aux potentiels V_i et les diodes DN_j ($j=1$ à 3) par leurs cathodes à ces mêmes potentiels V_j .

Une diode est conductrice, quand-t-elle voit à son anode un potentiel supérieur à celui vu à sa cathode (polarisation directe).

Ainsi à chaque fois une diode DP_i conduit quand V_i est le plus fort parmi les trois (3) potentiels et DN_j quand V_j en est le plus faible.

En supposant négligeable la chute de tension entre anode et cathode d'une diode qui conduit, il vient:

Tension délivrée par le pont $VP - VN = V_i - V_j$ (avec V_i potentiel le plus fort parmi les trois et V_j potentiel le plus faible) donc les potentiels VP et VN (en trait gras) sont portés par les tensions correspondants aux V_i tel qu'indiqués par la figure N°2.

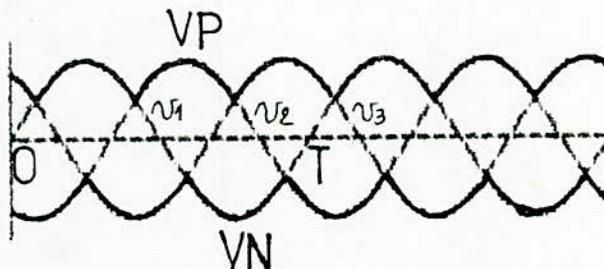


Fig 2: Potentiel VP , VN

La tension $U_{red} = VP - VN$ est donnée par la figure 3 (elle est constituée de six (6) arches, de 60 degrés électriques chacune par période du réseau).

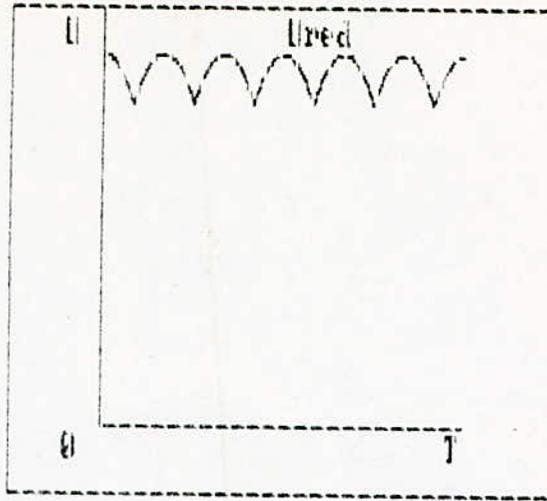


Fig 3: Tension redressée Ured.

La valeur moyenne de la tension redressée s'obtient par intégration sur 1/12 de période du réseau par exemple.

$$U_{moy} = \frac{6}{\pi} \cdot V_{eff} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3}\right)$$

$$= 1,65 \cdot V_{eff}$$

ou V_{eff} : est la valeur efficace de la tension simple à l'entrée du pont.

2.3 Courant en amont du pont. (problème d'harmoniques).

En supposant les commutations entre diodes idéales (instantanée), à chaque instant deux et deux phases seulement conduisent. Avec cette hypothèse les courants en amont du pont sont des ondes carrées représentées par des créneaux de 120° (degrés) alternativement positifs et négatifs séparés d'intervalles de 60° (degrés) Fig N°4.

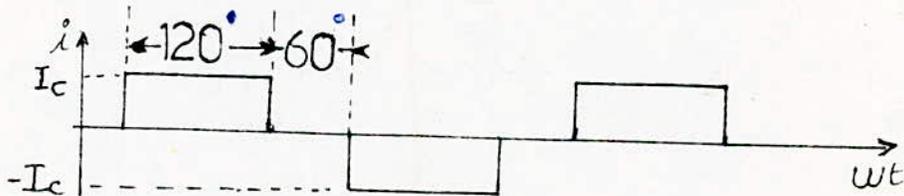


fig4:

Ceci introduit des harmoniques en amont du pont.

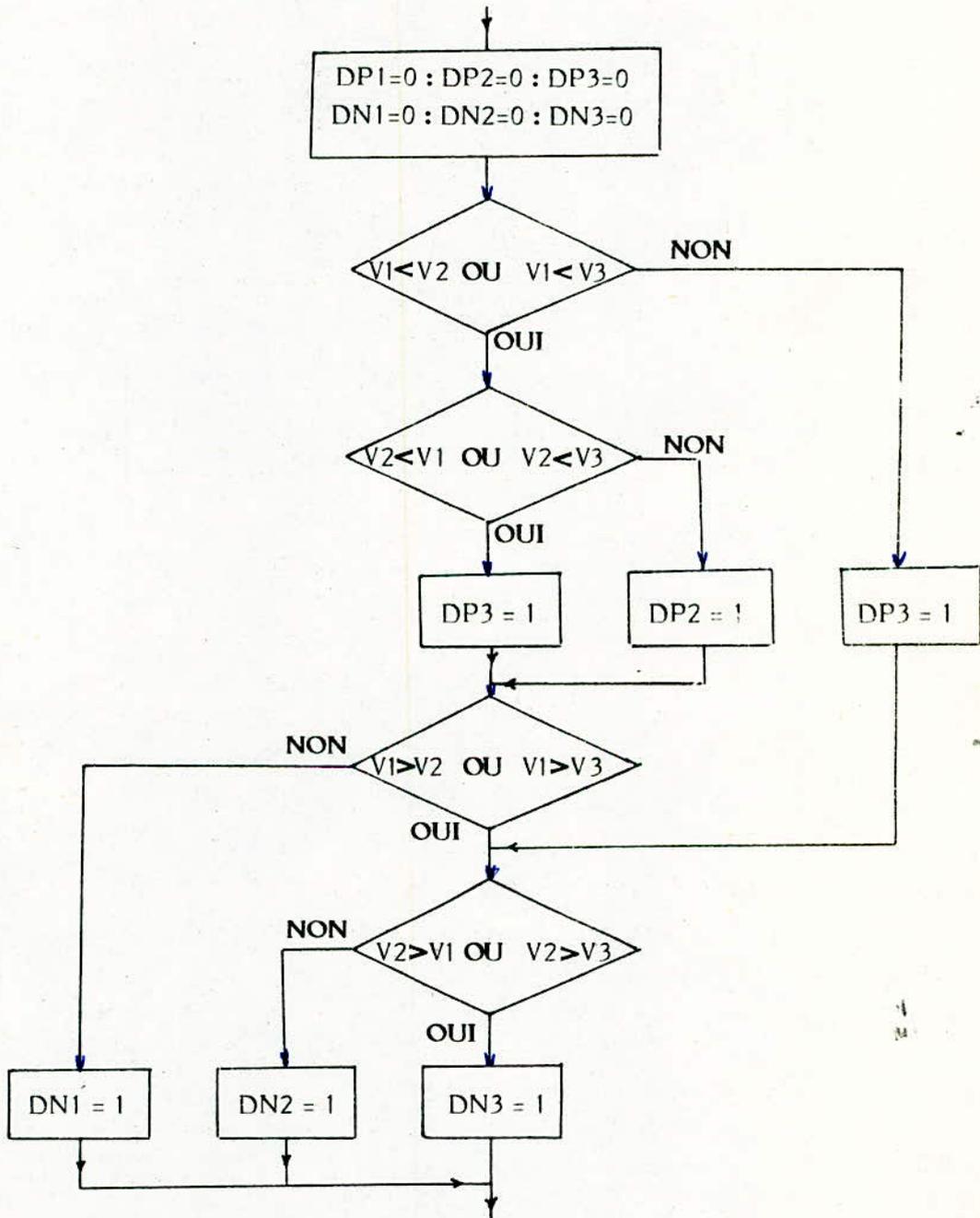
En générale, et selon l'importance de la puissance électrique absorbée au réseau, pour ne pas affecter ce dernier par de fortes harmoniques, on incorpore un transformateur habituellement triangle-étoile

2.4 Modélisation mathématique du pont:

On affecte à chaque diode DP_i et DN_j une variable logique égale à 1 quand l'élément est conducteur et 0 quand t'il est bloqué. La tension U_{red} est alors donnée par l'expression.

$$U_{red} = (DP_1 - DN_1) \cdot V_1 + (DP_2 - DN_2) \cdot V_2 + (DP_3 - DN_3) \cdot V_3$$

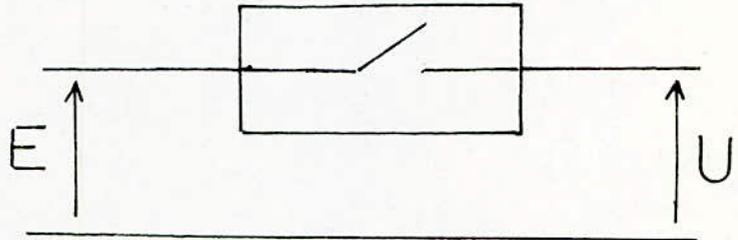
Organigramme du fonctionnement
du Pont à Diodes



2.6 Hacheur.

Dans le cas de notre travail, nous considérons un hacheur parfait pouvant être symbolisé par un simple contacteur qui, fermé, délivre une tension égale à celle vue à l'entrée et ouvert, donne une tension de sortie nulle.

2.7 Schéma de principe.



2.8 Fonctionnement:

Trois type de fonctionnement peuvent être réalisés :

- à fréquence de hachage constante et rapport cyclique variable
- à fréquence de hachage variable et rapport cyclique constant
- à fréquence de hachage variable et rapport cyclique variable

Dans notre cas, on considère le premier type de fonctionnement. La valeur moyenne de la tension vue à la sortie du hacheur est :

$$U_{\text{moy}} = E \frac{T_f}{T_0 + T_f} = E \frac{T_f}{T_h}$$

ou T_f est le temps de fermeture par période T_h de hachage et T_0 est le temps d'ouverture.

On définit un coefficient cyclique par :

$$\alpha = \frac{T_f}{T_h} \quad (\text{théoriquement } 0 \leq \alpha \leq 1)$$

on a : $U_{\text{moy}} = \alpha \cdot E$

La réalisation de α est généralement obtenue par comparaison d'une tension de commande U_c et d'un signal U_d en dents de scie ou triangulaire.

Dans le cas de notre programme nous avons retenu U_d sous forme de dents de scie. le sous programme correspondant est donné dans le chapitre suivant.

On obtient à titre d'exemple pour E constant le fonctionnement indiqué par la figure N°6.

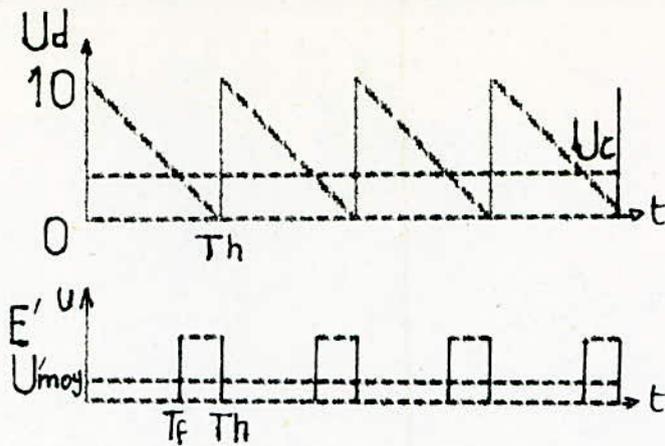


Fig 6:

On a: $\alpha = \frac{Uc}{UN}$ et donc $Umoy = E \frac{Uc}{UN}$

2.9 Simulation:

La simulation du hacheur est obtenue de façon très simple. Au signal de dents de scie Ud considéré au paragraphe précédent on compare la tension de commande Uc on a alors:

$$U_{hacheur} = \begin{cases} E & \text{si } Uc > Ud \\ 0 & \text{autrement.} \end{cases}$$

Le sous programme se traduit par:

```
IF Uc < Ud then Ured = 0
RETURN
```

NB: La tension de sortie du pont à diodes est désignée par URED de même que la tension délivrée par le hacheur. L'exécution de ce sous programme donne le signal représenté par la figure 6.

I-3 Pont mixte:

Comme pour le pont à diodes, le pont mixte est constitué de deux commutateurs.

Un commutateur positif constitué par des thyristors (ou transistors) et un commutateur négatif (positif) de diodes.

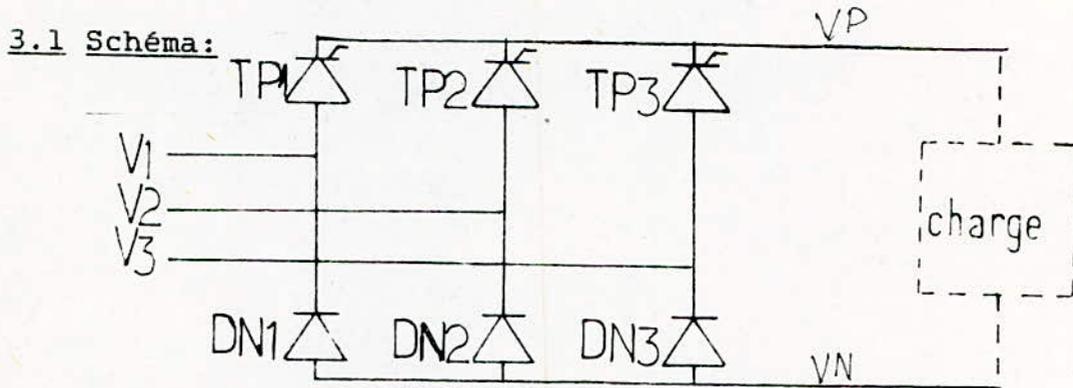


Fig 3.1: Montage pont mixte

3.2 Fonctionnement:

Dans ce montage les thyristors TP_i ($i = 1$ à 3) du commutateur positif sont reliés par leurs anodes aux potentiels V_i et les diodes DN_j ($j = 1$ à 3) par leurs cathodes à ces mêmes potentiels.

pour le commutateur positif

Un thyristor est amorcé quand, voyant à son anode un potentiel supérieur à celui existant à sa cathode, il reçoit à sa gachette une impulsion d'allumage.

Le thyristor précédemment conducteur se bloque alors :

On dit qu'il y'a eu commutation entre les deux thyristors.

pour le commutateur négatif

Une diode est conductrice quand elle est polarisée en direct, c'est-à-dire quand elle voit à son anode un potentiel supérieur à celui existant à sa cathode.

Ainsi à chaque fois, une diode DN_j conduit quand V_j est plus faible des trois (3) potentiels.

Dans les potentiels VP et VN à la sortie du pont, sont portés par les tensions correspondant aux V_i tels que indiqués par la figure N° 3.2.

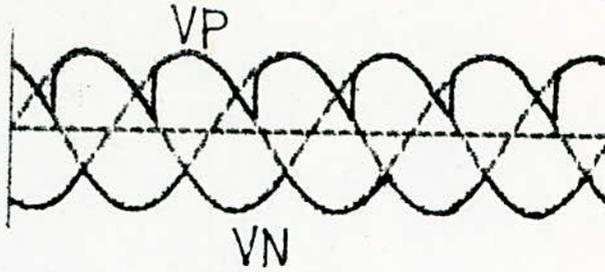


Fig 3.2: potentiel VP et VN

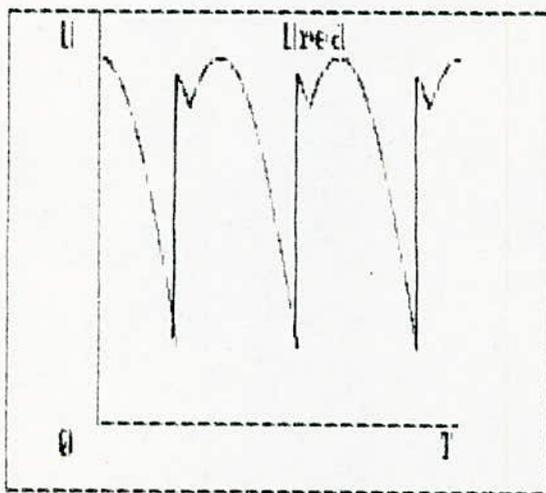
Remarques

- 1) Si aucun thyristor du commutateur positif n'est conducteur (cas où, par exemple, le circuit d'allumage est à l'arrêt) alors aucune diode n'est conductrice (le circuit de puissance étant ouvert)
- 2) Les instants de commutation entre diodes sont déterminées par les seules tensions du réseau.

Les instants de commutation des thyristors sont déterminés, quand à eux, par l'angle de retard choisi.

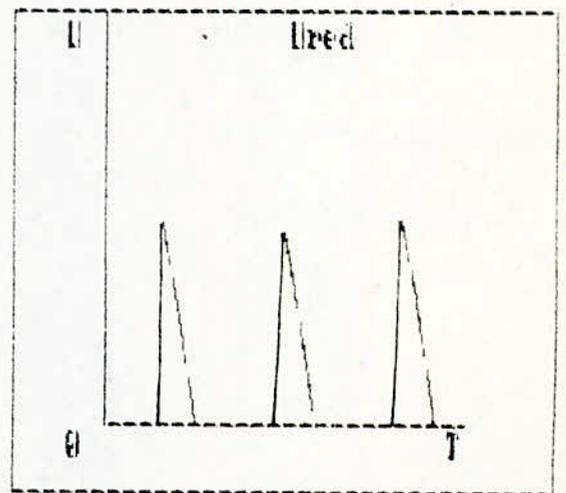
Ainsi, si cet angle est supérieur à 60° (degrés), il y'a "chevauchement", dans le sens où un thyristor et une diode d'une même branche (T_{Pi} et D_{Ni}) sont en état de conduction donc $VP = VN$

Dans ce cas, s'il y'a effectivement courant dans la charge (cas de charge inductive) alors nous sommes en présence de fonctionnement en roue libre ($VP - VN = 0$), figure N° 3.3.b



$\alpha = 30^\circ$

a)



$\alpha = 150^\circ$

b)

Fig 3.3: fonctionnement en roue libre

La valeur moyenne de la tension redressée est donnée par l'expression :

$$U_{\text{moy}} = \frac{6}{\pi} \sqrt{2} V_{\text{eff}} \sin \frac{\pi}{3} \left(\frac{1 + \cos \alpha}{2} \right)$$

soit encore

$$U_{\text{moy}} = \frac{3 \sqrt{6}}{2 \pi} V_{\text{eff}} (1 + \cos \alpha)$$

où V_{eff} est la valeur efficace de la tension simple à l'entrée du pont.

Théoriquement, cette valeur moyenne peut varier entre

$$0 \text{ et } \frac{3 \sqrt{6}}{\pi} V_{\text{eff}} \quad (\approx 1,65 V_{\text{eff}})$$

3.3 Courant en Amont de Pont

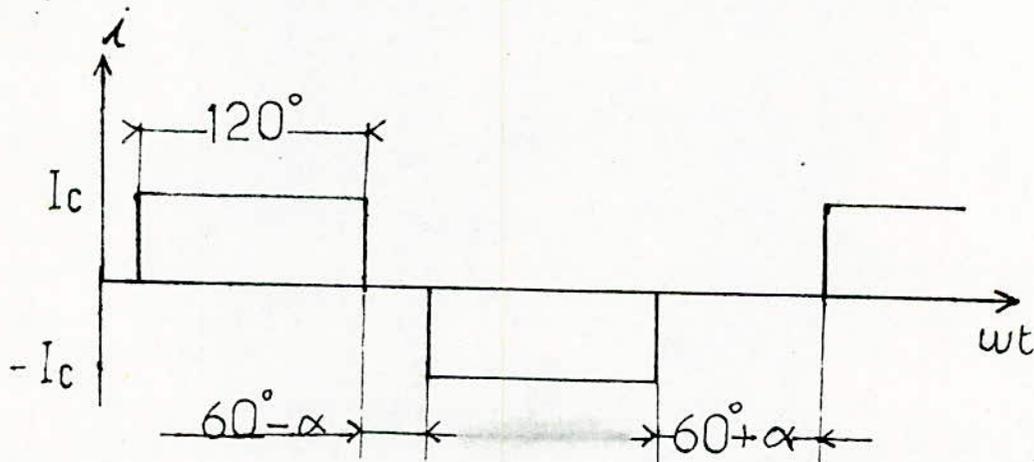
3.3.1 en absence de chevauchement

($\alpha < 60^\circ$)

En supposant

- idéale (instantannée), la commutation
- nulles, les chutes de tension des semi-conducteurs quand ils conduisent
- constant, le courant I_c dans la charge

Alors, en régime permanent, les courants en amont du pont ont la forme :



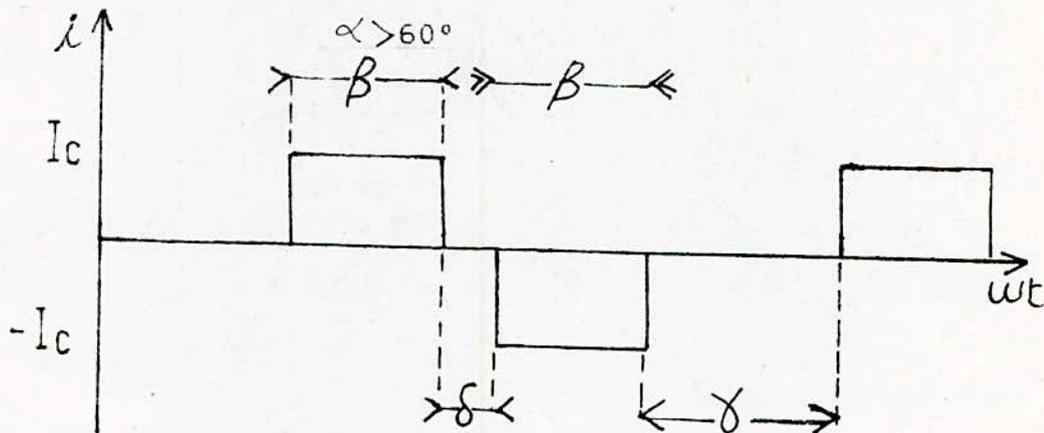
$$\beta = 180^\circ - \alpha$$

$$\gamma = 60^\circ + \alpha \quad \delta = \alpha - 60^\circ \quad : \delta \text{ intervalle de chevauchement}$$

3.3.2 en présence de chevauchement

($\alpha > 60^\circ$)

Dans l'intervalle de chevauchement le courant dans la phase correspondante est nul :



La valeur efficace du courant rectangulaire est:

1) pour $\alpha < 60^\circ$:
$$I_{\text{eff}} = I_c \sqrt{\frac{2}{3}}$$

2) pour $\alpha > 60^\circ$:
$$I_{\text{eff}} = I_c \sqrt{\frac{180^\circ - \alpha}{180}}$$

3.4 Modélisation Mathématique du Pont

Nous affectons à chaque élément semi-conducteur une variable logique, à 1 lorsque l'élément est conducteur et à 0 quand il est bloqué.

La tension U_{red} est alors donnée par l'expression:

$$U_{\text{red}} = (TP1 - DN1) \times V1 + (TP2 - DN2) \times V2 + (TP3 - DN3) \times V3$$

3.5 Organigramme de la Simulation Numérique du Pont Mixte

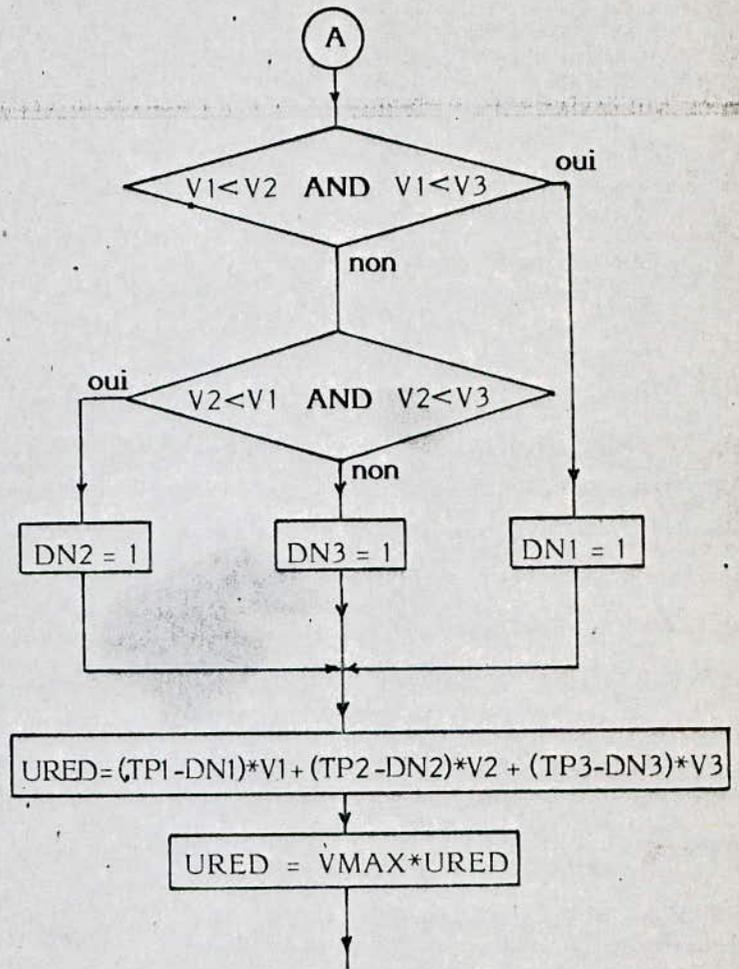
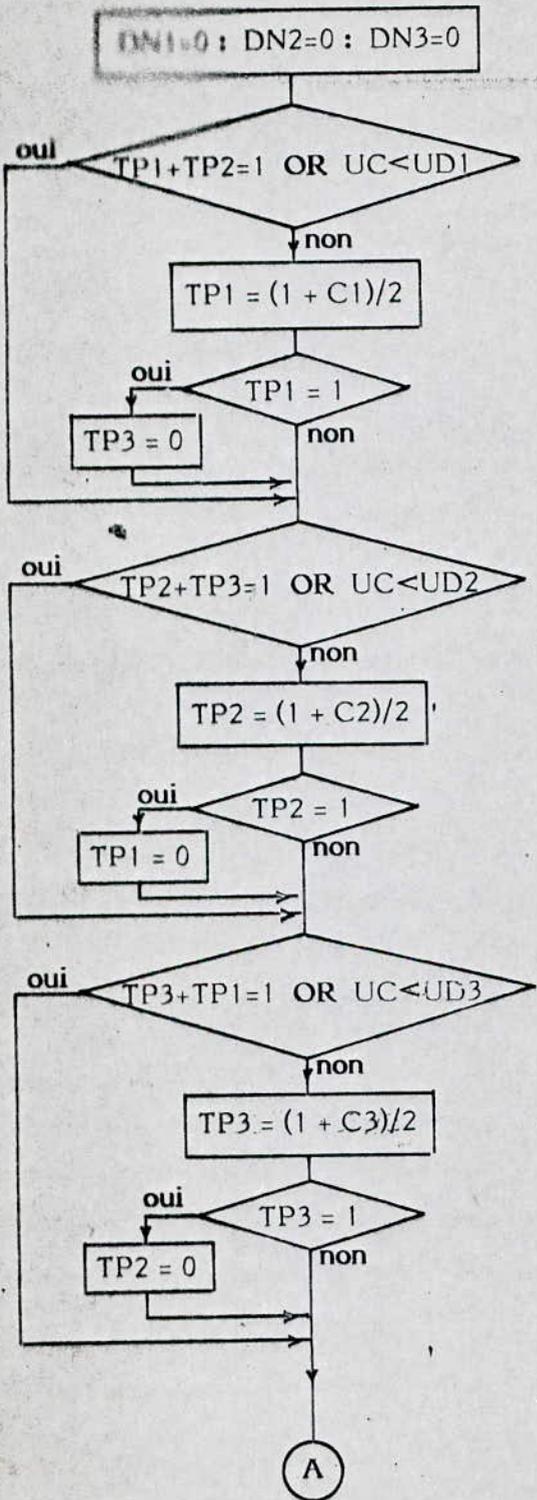
- les variables logiques DN_i représentant l'état des éléments redresseurs du commutateur à diodes, sont positionnées à 1 par simple comparaison des fonctions représentant les tensions v_i (i allant de 1 à 3)

- les variables logiques TP_j représentant l'état des éléments redresseur du commutateur à thyristors sont positionnés à 1

si $\left\{ \begin{array}{l} U_c > U_{Dj} \\ TP_{j+1} = 0 \dots\dots\dots j+1: \text{thyristor suivant dans l'ordre} \\ \text{d'allumage} \\ C_j = 1 \dots\dots\dots \text{signal suppression (suppression} \\ \text{si } C_j = -1) \end{array} \right.$

U_{Dj} représente le signal soit en dents de scie soit sinusoidal synchronisé avec les tensions v_j vues à l'entrée du pont

Nous obtenons l'organigramme donné à la page suivante.



Organigramme donnant les conditions de commutation du Pont Mixte

I-4 PONT TOUT THYRISTORS

4.1 Schéma du pont

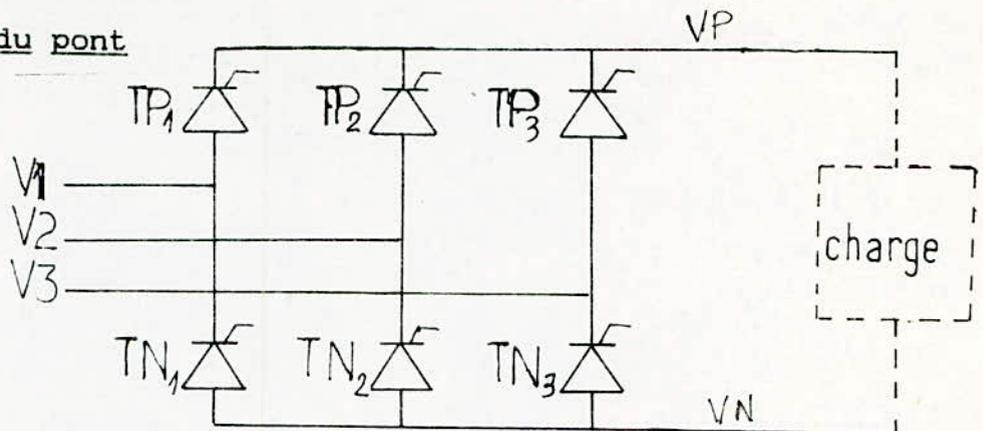


Fig 4.1 : Pont de Greatz à thyristors

4.2 Fonctionnement

Le pont est constitué de deux commutateurs comprenant trois thyristors chacun .

Les thyristors TP_i du commutateur positif sont reliés respectivement aux potentiels v_i par leurs anodes respectives et les thyristors TN_j du commutateur négatif sont reliés, à ces memes potentiels v_j , par leurs cathodes respectives.

En retard d'un angle α par rapport aux points de "commutation naturelle", les thyristors TP_i et TN_j reçoivent, cycliquement, des impulsions d'allumage (suivies d'impulsions de "rappel à 60° ")

L'amorçage, par une impulsion, d'un thyristor entraîne le blocage du thyristor du meme commutateur qui conduisait à l'instant précédant l'envoi de cette impulsion. On dit qu'il y'a commutation entre les deux thyristors .

Pour comprendre le principe de la commutation, il suffit d'en prendre un exemple.

Supposons que TP_1 est entrain de conduire . On a alors $VP = v_1$

A α degrés de la position de la commutation naturelle entre TP_1 et TP_2 (position ou v_2 devient supérieur à v_1) envoyons une impulsion à ce dernier thyristor .

A cet instant, théoriquement, on a :

$$VP = \frac{v_1 + v_2}{2} > v_1 \quad \text{donc } TP_1 \text{ est } \underline{\text{polarisé en inverse}} \text{ et se bloque}$$

$$V_P = \frac{V_1 + V_2}{2} < V_0 \text{ donc TP2 est polarisé en directe (une impulsion le débloque)}$$

Le diagramme suivant donne une séquence d'allumage des thyristors.

! TP1 ! TP2 ! TP3 ! TP1 ! TP2 ! TP3 !	commutateur positif

TN2 ! TN3 ! TN1 ! TN2 ! TN3 ! TN1 !	commutateur négatif

Pour un retard donné α , chaque thyristor conduit sur un tiers de période et reste bloqué sur les deux autres tiers (:" conduction 120 ").

Les prototypes d'allumage, permettant la définition des instants de commutation, sont généralement basés sur la comparaison d'une tension de commande U_c avec un signal triphasé en dents de scie ou sinusoidal (commande par " coincidence "). Ces prototypes sont présentés au chapitre III .

Comme dans le cas précédent, les potentiels V_P et V_N , à la sortie du pont, sont portés par le réseau v triphasé tel que (en trait gras) l'indique la figure suivante .

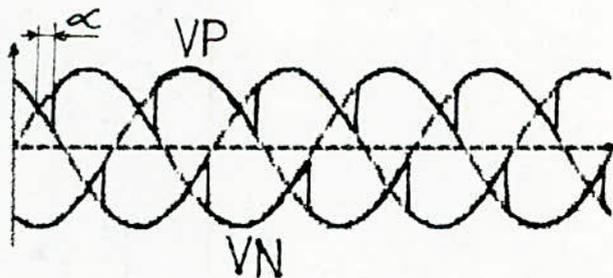


Figure 4.2 potentiels V_P et V_N , à la sortie du pont

La valeur moyenne de la tension redressée s'obtient par intégration sur, par exemple, 1/6 de la période du réseau (1/6, par raison de la symétrie).

On obtient :

$$U_{moy} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_{eff} \cos \alpha$$

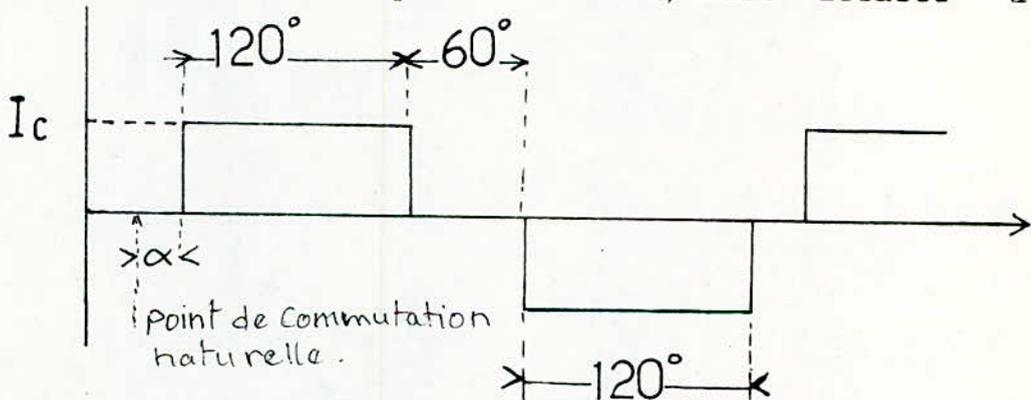
(U_{moy} tout thyristors = U_{moy} Pont à diodes $\cos \alpha$)

4.3 Courant en amont du pont

Si on néglige le phénomène d'empiètement, pour α donné, chaque élément redresseur laisse passer, cycliquement, sur des

intervalles de temps égaux à $T/3$ (ou 120° d'angle électrique) un courant I_c que nous pouvons considérer constant (lissage).

Pour une phase, la forme d'onde de courant à l'entrée du pont est donc carrée (cas de commutation idéale) identique à celle obtenue dans le cas d'un pont à diodes, mais décalée de degrés.



La valeur efficace du courant rectangulaire de ligne est :

$$I_{eff} = I_c \sqrt{2/3}$$

4.4 Modélisation du pont

Nous affectons, à chaque thyristor du commutateur positif et à chaque thyristor du commutateur négatif une variable logique, respectivement TP_i et TN_j .

Ces variables sont positionnées à 0 quand les thyristors correspondants sont bloqués et à 1 quand ils sont conducteurs.

La tension redressée est alors donnée par l'expression :

$$U_{red} = (TP_1 - TN_1) V_1 + (TP_2 - TN_2) V_2 + (TP_3 - TN_3) V_3$$

4.5 Organigramme de simulation du pont tout thyristors

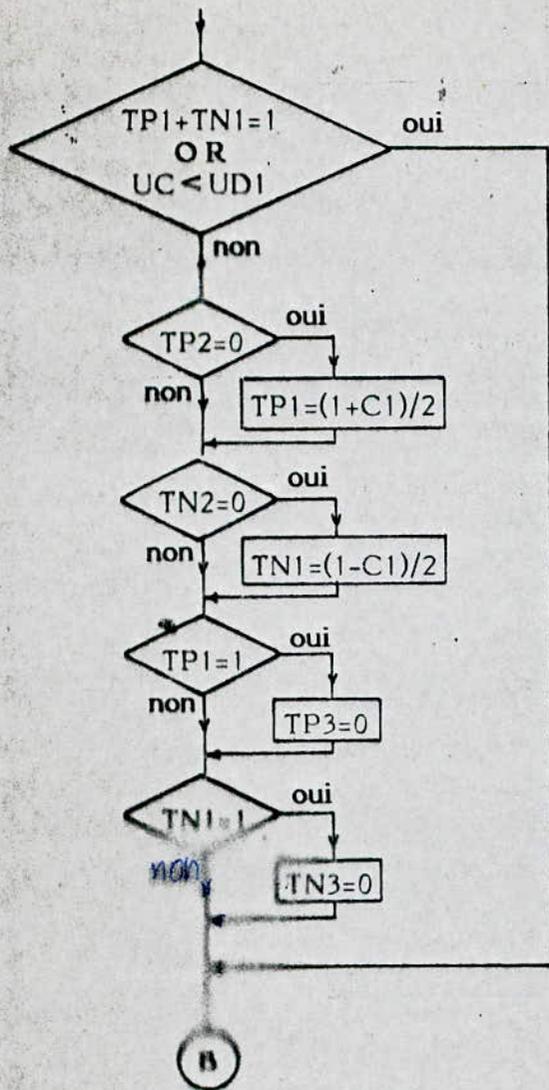
Comme dans le cas du pont mixte, les instants de commutation entre deux thyristors sont déterminés par comparaison d'une tension de commande U_c et un signal U_{Di} triphasé en dents de scie ou sinusoïdal, synchronisé avec les tensions v_i . Comme nous l'avons déjà mentionné, une présentation plus étendue du procédé (coïncidence) d'allumage est donné au chapitre suivant .

Exemple de commutation de TP3 à TP1
(ou de TN3 à TN1)

$$\left. \begin{array}{l} \text{si TP1 (ou TN1) = 0} \\ \text{et si TP2 (ou TN2) = 0} \\ \text{et si } U_c > U_{Di} \end{array} \right\} \implies \left\{ \begin{array}{l} \text{allumer TP1 (ou TN1)*} \\ \text{et} \\ \text{éteindre TP3 (ou TN3)*} \end{array} \right.$$

Nous obtenons l'organigramme suivant:

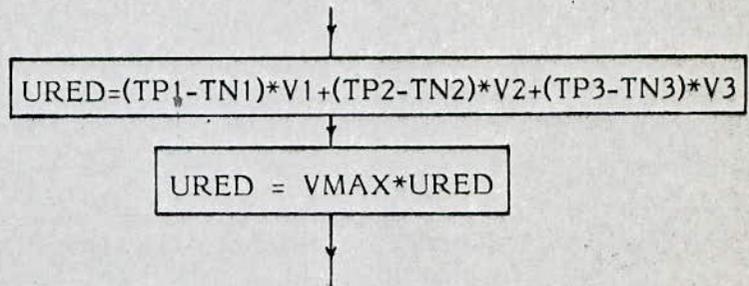
* : la décision de changement d'état entre TP_i ou TN_i ce fait en tenant compte de l'état du signal créneau C_i (signal de suppression).



Pour les phases B et C,
les organigrammes se déduisent
de l'organigramme ci-contre

en faisant la permutation circulaire
des indices : 1 → 2 ; 2 → 3 et 3 → 1

la phase C renvoie au calcul de URED



(B) : renvoi sur l'organigramme du bras de la phase B

Organigramme donnant les conditions de commutation du pont de Graëtz
tout thyristors

CHAPITRE II

PROTOTYPES de COMMANDE (Allumage)
et SIMULATION de leurs Fonctionnements

II-1 Introduction

Les "allumeurs" des convertisseurs statiques sont généralement conçus sur la base de réalisation d'un certain nombre d'opérations parmi :

- la mise en forme (créneaux) de la référence de phase
- la génération d'un signal de référence (triangulaire; en dents de scie; ou en demi-sinusoïde)
- la comparaison
- l'aiguillage des impulsions
- les seuils minima ou maxima pour les butées
- l'inhibition des impulsions (dans le cas d'incorporation de D.P.E. (**))

...

Les fonctions comparaison; intégration (pour signal en dents de scie ou triangulaire) sont généralement réalisées à base de circuits incluant des amplificateurs opérationnels.

Des circuits **CR** ou encore des monostables servent à la réalisation d'impulsions à partir de créneaux (dérivation) ou encore à fixer la largeur de ces impulsions.

Des portes logiques sont quelques fois utilisées et ce, notamment, pour l'aiguillage et l'inhibition . De même, des mémoires de type bascules **RS** peuvent être utilisées pour la mémorisation des défauts ayant causé l'inhibition.

Des transistors, enfin, servent à amplifier ces impulsions avant de les injecter aux transformateurs d'impulsions servant d'isolation galvanique.

Dans ce chapitre, nous rappelons brièvement ces quelques points et nous donnons les algorithmes de simulation des fonctions considérées.

* : D.P.E. "dispositif de protection électronique", basé sur la mesure de l'intensité, la comparaison et le basculement de l'état de la cellule mémoire (dans le cas de sur-intensité).

II - 2 Prototype d'Allumage d'un Hacheur

Les hacheurs considérés fonctionnent à fréquence de hachage constante.

La tension de référence, en général sous forme de triangles ou de dents de scie, est de même fréquence ($1/T$).

Ces signaux périodiques sont réalisés à l'aide de circuits à base d'amplificateurs opérationnels (Voir ANNEXE).

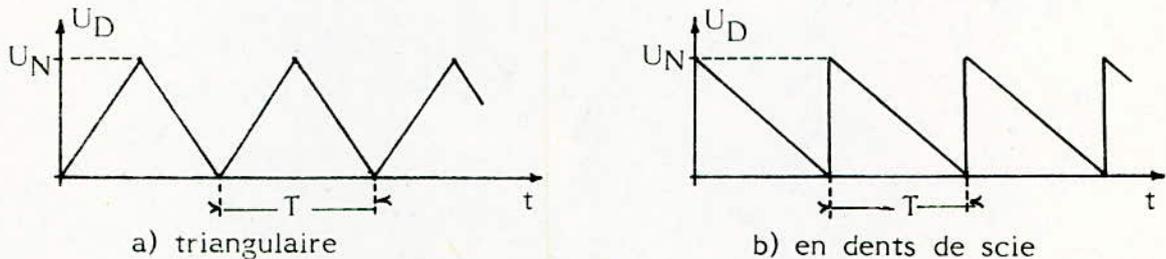


Figure II-1 : signal de référence

Les instants d'allumage sont déterminés par la coïncidence de tels signaux avec une tension de commande U_C .

si $U_C > U_D$ alors $TP = 1$ et $U_{RED} = TP \times E = E$

sinon $TP = 0$ et $U_{RED} = TP \times E = 0$

Dans le cas d'un hacheur à transistor, cette démarche traduit fidèlement le fonctionnement du hacheur et de son allumeur.

Dans le cas d'un hacheur à thyristors, deux impulsions sont nécessaires par cycle :

- l'impulsion d'allumage et
- l'impulsion d'extinction.

Dans le cas réel, ces impulsions sont obtenues par dérivation, à l'aide d'un circuit CR, du signal créneau. Les impulsions obtenues commandent ensuite, alternativement, le déblocage des transistors d'amplification **T1** et **T2**, montés en complémentaires.

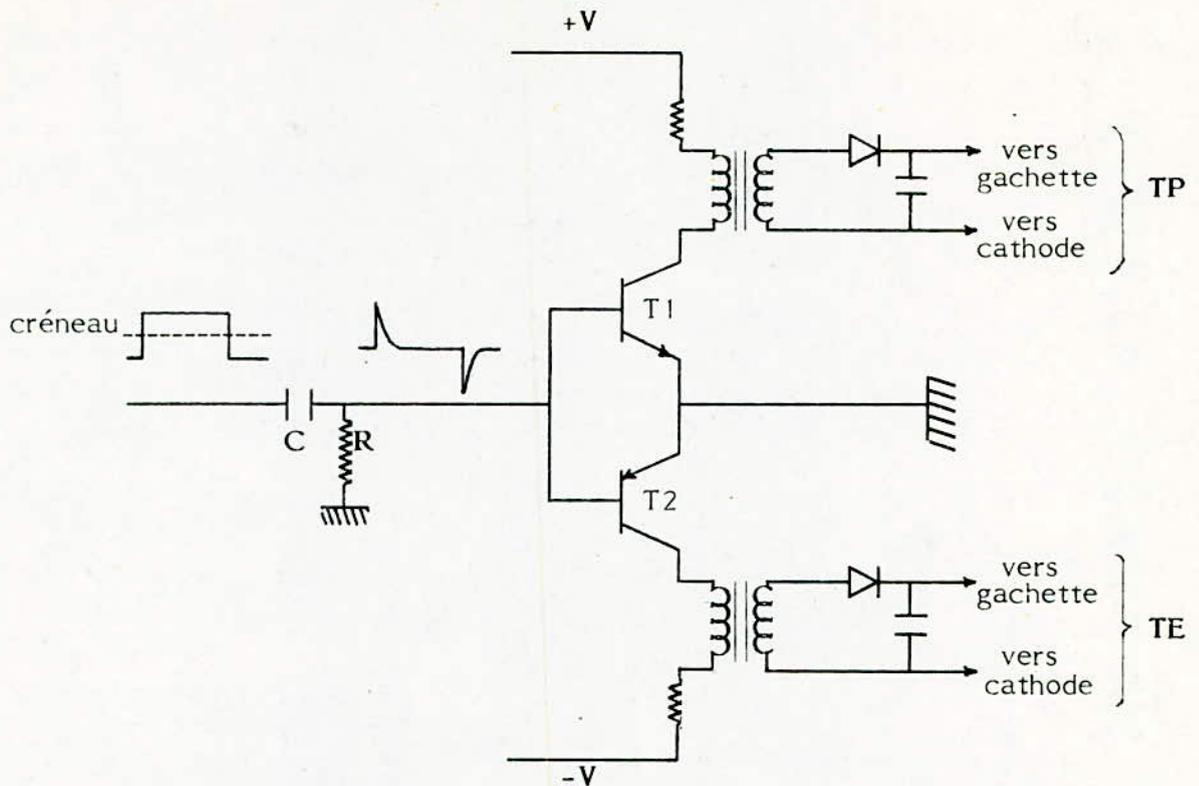


Figure II-2 : Débloqué alterné des thyristors TP et TE (respectivement "Principal" et d' "Extinction") à l'aide d'un montage à deux transistors T1 et T2 montés en "complémentaire".

Impulsion positive \rightarrow T1 débloqué le hacheur est fermé
 impulsion négative \rightarrow T2 débloqué et l'allumage de TE qui s'en suit entraîne le blocage de TP (le hacheur est ouvert)

II - 3 Algorithme de Simulation pour un Allumeur de Hacheur

Dans notre travail, nous avons considéré, comme tension de référence, un signal en dents de scie.

3.1 Réalisation du signal en dents de scie

3.1.1 remarques préliminaires

- Dans le programme principal, on définit :
 - U_N valeur maximale de la dent de scie
 - H pas de calcul
- L'intégration des équation différentielles par la méthode de KUTTA-RUNGE utilise le demi pas ($\frac{1}{2} H$)

- Dans cette dernière méthode, le calcul des dérivées est fait quatre fois par pas H . Deux fois sur quatre le temps t augmente de $\frac{1}{2}H$ et les deux autres fois il reste constant.

On définit une variable (IG dans notre programme) qui prend la valeur :

0 quand t n'augmente pas et
1 quand t augmente (de $H/2$)

On définit ainsi, dans le programme principal, une hauteur "palier élémentaire" DU , par demi-pas ($H/2$):

$$DU = \frac{1}{2} U_N \times H / T_F \quad \text{où } T_F \text{ est la période de hachage.}$$

3.1.2 sous-programme "signal dents de scie"

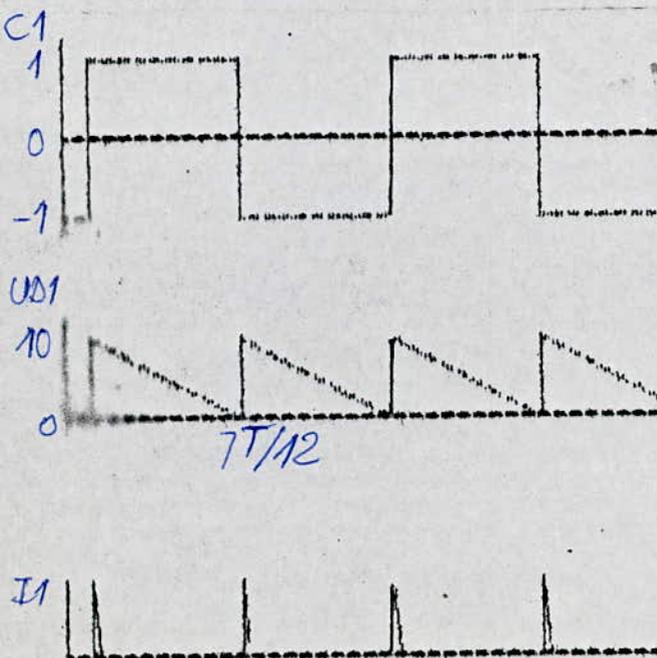
Le sous-programme "signal dents de scie" n'est appelé que si $IG \neq 0$ (t augmente de $H/2$).

Le signal étant représenté par UD , le sous-programme s'écrit :

```
UD = UD - DU
IF UD < 0 THEN UD = UN      (réinitialisation de la dent de scie)
RETURN
```

3.2 Résultat obtenu par l'exécution du sous-programme

Nous donnons ci-dessous le résultat (graphique) donné par l'exécution de ce sous-programme.



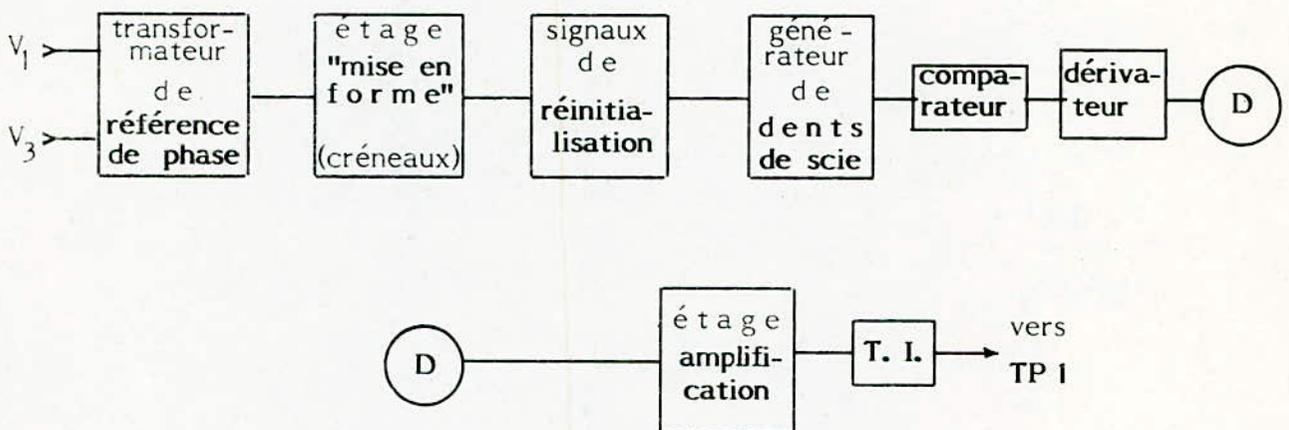
L'allumage du hacheur se fait quand $UC > UD$ et son extinction quand $UC < UD$.

II- 4 Modèle d'Allumeur pour Pont de Graëtz à Thyristors

4.1 Allumeur pour pont mixte

4.1.1 allumeur à générateur de dents de scie

Le schéma synoptique, pour une phase, d'un tel allumeur est le suivant :



légende : T. I. : transformateur d'impulsions (servant d'isolateur galvanique).

Figure II-4 : schéma synoptique, pour une phase (A), de l'allumeur d'un pont mixte.

étage "transformateur de référence de phase"

Le transformateur de référence de phase (en général 220V / 12V) permet de situer les origines des retards α à l'allumage.

Ces origines sont :

pour la phase	A	à l'instant où	V_1	devient supérieur à	V_3
"	"	"	V_2	"	"
"	"	"	V_3	"	"

L'entrée du transformateur que nous considérons dans le schéma synoptique (phase A) est donc $V_1 - V_3$.

étage de mise en forme

consiste en un simple comparateur (sortie C1 pour la phase A).

si $V_1 - V_3 < 0$ alors C1 est à l'état bas (dans notre programme C1 = -1)

si $V_1 - V_3 > 0$ alors C1 est à l'état haut (C1 = 1)

étage réinitialisation

A chaque basculement du créneau (C1) on doit réinitialiser la dent de scie UD1 (réinitialisation = remettre UD1 égal à UN).

En pratique, on peut, par exemple, dériver le signal créneau à l'aide d'un simple circuit RC :

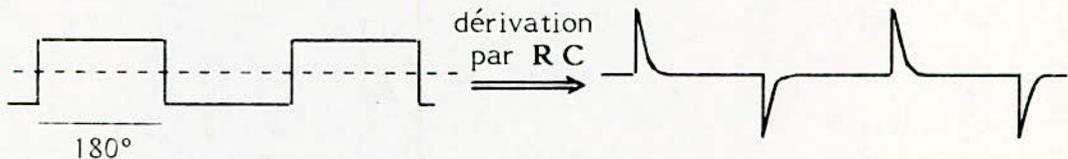


Figure II-5 : dérivation d'une onde de tension créneau par un circuit RC.

Par séparation des impulsions positives des négatives (amplificateurs opérationnels + diodes pour écrêtage), inversion puis recombinaison (somme) on obtient des impulsions de même signe et séparées de 180° ($T/2$).

Ces impulsions servent à mettre, un court instant, un transistor en saturation. Ce dernier, à chaque déblocage, décharge rapidement un condensateur délivrant une rampe de tension (voir ANNEXE).

étage dents de scie

Un condensateur chargé à courant constant permet l'obtention d'une rampe de tension (décroissante dans notre cas). Ce condensateur, court-circuité (déchargé) un court instant tous les 180° ($T/2$), voit sa tension prendre la forme d'un signal en dents de scie UD1.

étage comparaison

On compare le signal précédent UD1 à la tension de commande UC. La sortie est un créneau.

Le créneau est

à l'état bas quand $UC < UDI$

et haut quand $UC > UDI$

étage dérivateur

En général cet étage est constitué d'un simple circuit **RC**. Il permet l'obtention d'impulsions, à partir d'un signal "créneau".

Pour le pont mixte, on a un seul semi-conducteur commandable par bras. Donc, pour une phase, on n'a besoin que d'une impulsion tous les 360° . On peut alors supprimer une impulsion sur deux (par exemple les impulsions négatives) et ce par écrêtage à l'aide d'une simple diode.

étage amplificateur

Les impulsions obtenues à la sortie de l'étage précédent sont amplifiées à l'aide d'un transistor (coefficient d'amplification de courant: β).

La valeur du courant impulsionnel obtenu doit être à même d'allumer un thyristor (200 à 500 mA, voire plus).

étage transformateur d'intensité

Cet étage sert d'isolation galvanique.

4.1.2 allumeur à demi-sinusoïdes

A part l'étage "générateur de dents de scie" qui est supprimé, tous les autres sont considérés.

Une combinaison des signaux sinusoïdaux (sur les trois phases) permet de reconstituer, facilement, six signaux sinusoïdaux (trois et leurs inverses) synchronisés avec les origines du retard α à l'allumage.

Dans le cas du pont mixte, trois (seulement) signaux sont nécessaires.

4.2 Algorithme et programme

4.2.1 remarques

- a) Comme dans le cas du hacheur, nous définissons une variable IG (la même) qui prend la valeur

0 quand t n'augmente pas
 et 1 quand t augmente d'un demi-pas (H/2)

Les sous-programmes correspondant aux étages de l'allumeur ne sont appelés que si $IG \neq 0$.

b) Tous ces sous-programmes sont communs à l'allumeur du pont tou thyristers.

c) Dans le programme principal nous

- définissons : $W = 2\pi/\text{période}$; $PI2 = 2\pi/3$; $PI3 = \pi/3$ et
- initialisons $V2$; $V3$; $UD1$; $UD2$; $UD3$

d) Nous choisissons 1 comme amplitude de $V1$, $V2$ et $V3$. La multiplication par $VMAX$ est faite une seule fois au niveau de $URED$ ($URED = VMAX * URED$).

4.2.2 SP références de phases

```
WT = W * T
V1 = SIN(WT) : V2 = SIN(WT-PI2) : V3 = SIN(WT + PI2)
RETURN
```

4.2.3 SP Mise en forme; Réinitialisation; et dents de scie

Les trois créneaux sont représentés par $C1$, $C2$ et $C3$. Trois variables $CI1$, $CI2$ et $CI3$ permettent de mémoriser les valeurs précédentes respectives de $C1$, $C2$ et $C3$. Ceci est nécessaire pour savoir si le créneau C_i ($i = 1, 2, 3$) a basculé ou pas. Les instants de basculement correspondent à la génération d'impulsions de réinitialisation ($UD_i = UN$).

Le SP (sous-programme) est donné par :

```
UD1 = UD1 - DU : UD2 = UD2 - DU : UD3 = UD3 - DU      dents de scie *
CI1 = C1 : CI2 = C2 : CI3 = C3                          mémorisation

IF V1. V3 THEN C1 = 1 ELSE C1 = -1
IF V2. V1 THEN C2 = 1 ELSE C2 = -1
IF V3. V2 THEN C3 = 1 ELSE C1 = -1                      } mise en forme

IF CI1 C1 THEN UD1 = UN : RETURN
IF CI2 C2 THEN UD2 = UN : RETURN
IF CI3 C3 THEN UD3 = UN : RETURN                       } réinitialisation
```

* : Dans notre sous-programme, nous avons d'autres instructions qui correspondent à la commande en Arccosinus :

$$\left. \begin{aligned} UN2 &= UN/2 \\ PI3 &= \pi/3 \end{aligned} \right\} \text{ sont définis dans le programme principal}$$

$$WT = W * T \quad \text{calculé dans le sous-programme référence de phase}$$

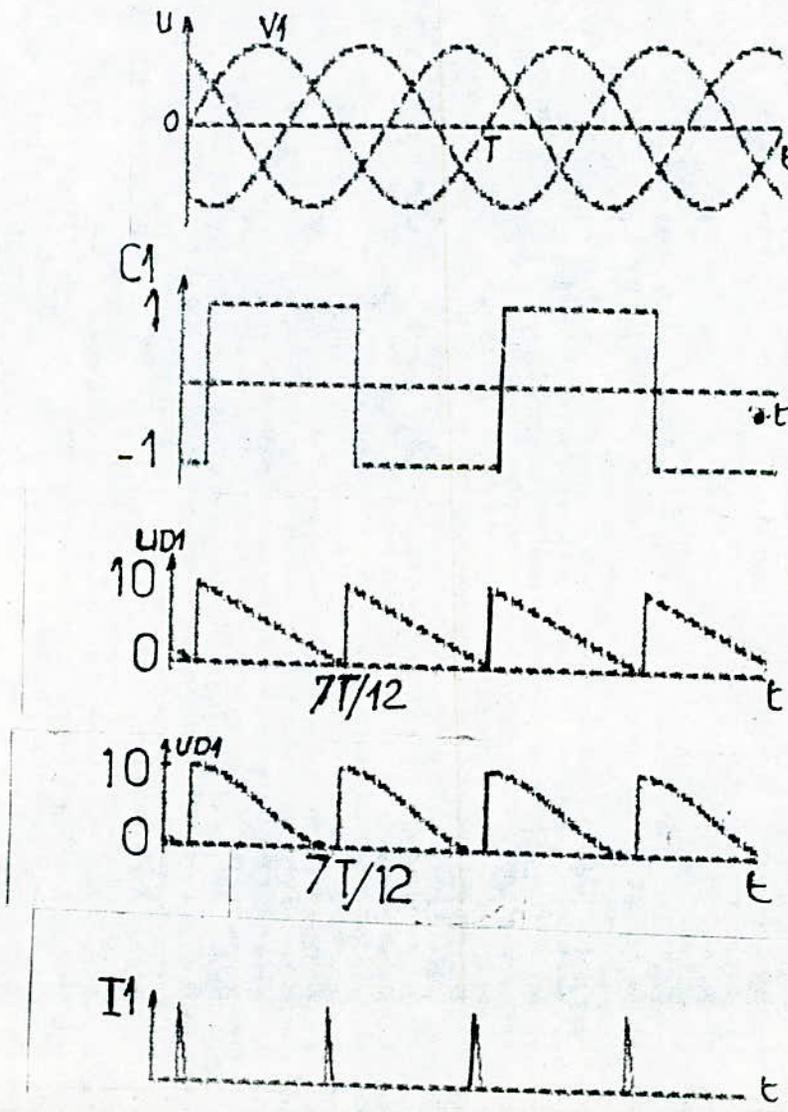
on alors :

$$UD1 = UN2 * C1 * \sin(WT + PI3) + UN2$$

$$UD2 = UN2 * C2 * \sin(WT - PI3) + UN2$$

$$UD3 = UN2 * C3 * \sin(WT) + UN2$$

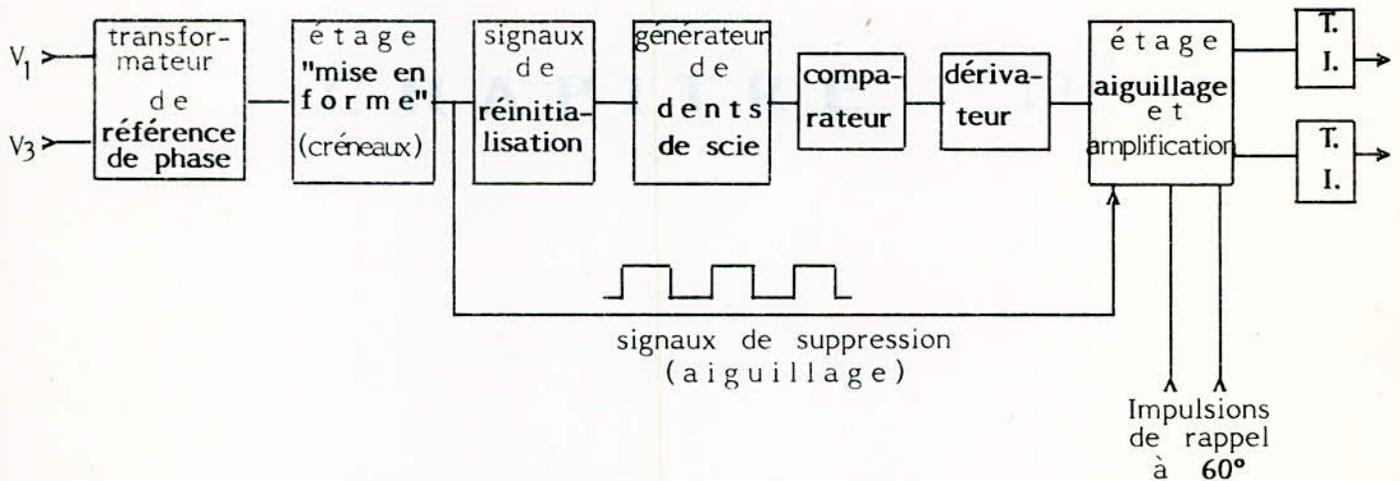
4.3 Résultats (graphiques) obtenus par exécution des SPs de l'allumeur



4.4 Allumeur pour pont de Graëtz tout thyristors

Le schéma synoptique, pour une phase (exemple : la phase A), d'un tel allumeur est le suivant :

4.4.1 schéma synoptique



Les impulsions délivrées par les T. I. (transformateurs d'intensité) sont envoyées aux gâchettes des thyristors TP1 et TN1 du bras de la phase A du pont de Graëtz.

Figure II-7 : Schéma synoptique de l'allumeur d'un pont de Graëtz (pour une phase).

4.4.2 remarques

Nous avons les mêmes étages que dans le cas du pont mixte. Cependant, étant donné que dans le cas "tout thyristors" il y'a deux semi-conducteurs commandables par bras (donc par phase), nous devons aiguiller les impulsions d'allumage sur l'une ou l'autre des gâchettes correspondantes.

Contrairement au pont mixte, dans le cas du pont tous thyristors, deux commutateurs sont à commander et, pour assurer la fermeture du circuit continu de puissance (notamment au démarrage et dans les cas de fonctionnement à I_c discontinu) nous introduisons des impulsions de rappel dites à 60° .

4.4.3 algorithme et sous-programme

Comme nous l'avons signalé au paragraphe 4.2.1. b), ces sous-programmes sont les mêmes que pour le pont mixte.

CHAPITRE III

MODELISATION

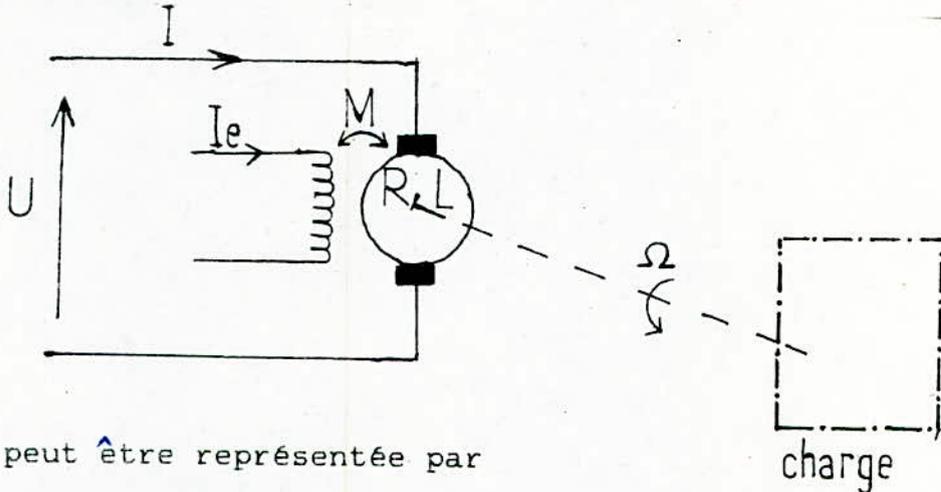
du **Moteur** à Courant Continu à Excitation Constante

SIMULATION

de son Fonctionnement en Régime Libre

III-1 Modèle de Connaissance du Moteur à Courant Continu

1.1 schéma moteur-charge



La charge peut être représentée par

- un moment d'inertie J_{ch} reporté (*) sur l'arbre du moteur qui s'ajoute au moment d'inertie propre J_m du moteur (on posera $J = J_{ch} + J_m$)
- un couple résistant Γ_{ch} reporté (*) à l'arbre du moteur

III-2 Modèle

Le modèle proposé considère les hypothèses suivantes :

- non saturation du circuit magnétique
- pertes dans le fer négligeables
- réaction magnétique d'induit non significative

Dans ces considérations, nous déduisons les équations décrivant ce modèle :

équation électrique :

$$U = E + R I + L \frac{dI}{dt}$$

(*) : si on utilise un réducteur de vitesse de rapport N , les moments d'inerties sont divisés par N^2 et les couples reportés divisés par N .

équation mécanique :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = \Gamma_{em} - \Gamma_r$$

où
 - Γ_r représente la résultante du couple opposé par la charge (et le réducteur éventuel) et le couple résistant propre au moteur (très généralement négligeable)

- R et L, respectivement la résistance et l'inductance de l'induit
- E la force contre électromotrice

Dans le cas où le courant d'excitation est constant, le couple électromagnétique Γ_{em} et la force contre électromotrice E sont des fonctions linéaires (simples) de respectivement le courant d'induit I et la vitesse angulaire Ω . Nous avons :

$$\Gamma_{em} = k I \quad \text{et} \quad E = k \cdot \Omega$$

avec $k = M I_e$

III-3 Stabilité Mécanique (régime permanent)

Quand il existe, le régime permanent est atteint lorsque :

$$\Gamma_{em} = \Gamma_r \quad (\text{équilibre})$$

Dans le plan "couple_vitesse", la condition de stabilité est :

$$(\Gamma_{em} - \Gamma_r) \cdot \Delta\Omega < 0 \quad (\text{autour du point d'équilibre})$$

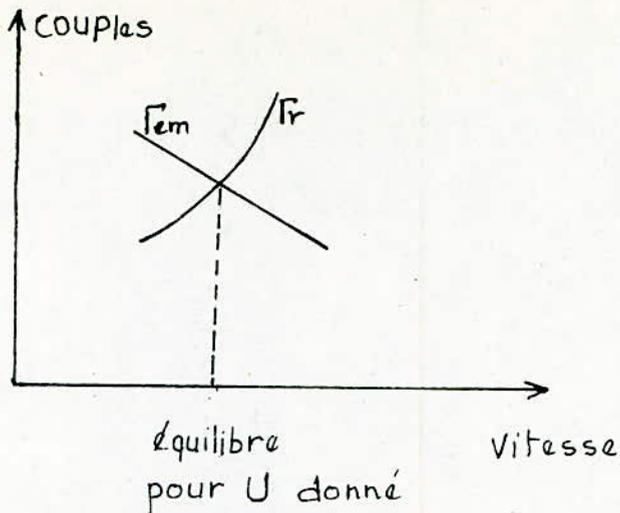
Cette condition est réalisée dans notre cas puisque :

$$\Gamma_r = C_0 + C_1\Omega + C_2\Omega^2$$

est une fonction croissante de Ω (les C_i , i allant de 0 à 2, étant positifs ou nuls) et pour :

$$\frac{dI}{dt} = 0, \quad \Gamma_{em} = k I = k \frac{U - k\Omega}{R} \quad \text{est une fonction}$$

décroissante de Ω



III-4 Intégration des équations de fonctionnement

4.1 Mise en forme des équations

Considérons le modèle de connaissance donné au paragraphe précédent. Nous avons:

$$U = k \Omega + R I + L \frac{dI}{dt}$$

$$J \frac{d\Omega}{dt} = k I - \Gamma_r$$

En vue de l'application de la méthode d'intégration de KUTTA - RUNGE (du quatrième ordre), mettons ces équations sous la forme :

$$\dot{X} = A X + B U$$

il vient:

$$\frac{dI}{dt} = -\frac{R}{L} I - \frac{k}{L} \Omega + \frac{1}{L} U$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{k}{J} I - \frac{1}{J} \Gamma_r$$

Dans notre programme, nous avons désigné les différentes grandeurs de la manière suivante :

$$Y1 = I \qquad K1 = \frac{dI}{dt}$$

$$Y2 = \Omega \qquad K2 = \frac{d\Omega}{dt}$$

$$K = k \qquad J = J$$

$$CR = \Gamma_r \qquad Ured = U$$

Les équations deviennent:

$$K1 = \frac{(Ured - R Y1 - K Y2)}{L}$$

$$K2 = \frac{(K Y1 - CR)}{J}$$

4.2 Algorithme de calcul (méthode de KUTTA-RUNGE du 4ème ordre)

Désignons par H le pas d'intégration. Pour chaque ième pas, nous avons quatre itérations (4ème ordre) que nous indiquerons, dans l'ordre normal, par i1, i2, i3 et i4.

N° Pas	N° Itérations			
i	i1	i2	i3	i4

on pose

$$K1(t) = F1(t, Y1, Y2) \quad ; \quad t \text{ apparaissant à travers } Ured$$

$$K2(t) = F2(t, Y1, Y2) \quad ; \quad t \text{ apparaissant à travers } CR$$

Pour la variable Y1 (par exemple), la méthode de KUTTA-RUNGE du 4ème ordre se traduit par:

$$Y(1) = \frac{H}{6} [K1(i1) + 2 K1(i2) + 2 K1(i3) + K1(i4)]$$

avec

$$K1(i1) = F1(t_i, Y1, Y2)$$

$$K1(i2) = F1\left(t_i + \frac{H}{2}, Y1 + H \frac{K1(i1)}{2}, Y2 + H \frac{K2(i1)}{2}\right)$$

$$K1(i3) = F1\left(t_i + \frac{H}{2}, Y1 + H \frac{K1(i2)}{2}, Y2 + H \frac{K2(i2)}{2}\right)$$

$$K1(i4) = F1(t_i + H, Y1 + H K1(i3), Y2 + H K2(i3))$$

Les $K2(i1)$; $K2(i2)$; $K2(i3)$ et $K2(i4)$ sont calculés de manière similaire.

En suite il vient:

$$Y1(t_i+H) = Y1(t_i) + \Delta Y1$$

de même pour $Y2$:

$$Y2(t_i+H) = Y2(t_i) + \Delta Y2$$

4.3 Programmation de la méthode de KUTTA-RUNGE (4ème ordre)

Dans notre programme, la valeur de $Y1(t_i)$ est mémorisée par $Z1$. De même $Z2$ mémorise $Y2(t_i)$

Les $K1(i1)$; $K1(i2)$; $K1(i3)$ ne sont pas mémorisés de même pour $K2(i1)$; $K2(i2)$ et $K2(i3)$.

$F1$ et $F2$ servent à accumuler, à chaque pas d'itération:

$$K1(i1)$$

$$\text{puis } K1(i1) + 2 K1(i2)$$

$$\text{puis } K1(i1) + 2 K1(i2) + 2 K1(i3)$$

de même pour $P2$ et les $K2(i1)$; ...

Une variable IG est introduite. Elle est positionnée à

1 si t augmente de 0.5 H.

0 si t n'augmente pas

Cette variable IG permet de ne faire appel au sous-programme calculant URED que si T change (autrement la valeur de URED est inchangée).

Nous obtenons ainsi, comme programmation de la méthode d'intégration:

$$Z1 = Y1 \quad : \quad Z2 = Y2$$

$$IG = 0$$

Appel sous-programme calcul des dérivées

$$P1 = K1 \quad : \quad P2 = K2$$

$$Y1 = Z1 + 0,5.H.K1 \quad : \quad Y2 = Z2 + 0,5.H.K2$$

$$T = T + 0,5.H \quad : \quad IG = 1$$

Appel sous-programme calcul des dérivées

$$P1 = P1 + 2.K1 \quad : \quad P2 = P2 + 2.K2$$

$$Y1 = Z1 + 0,5.H.K1 \quad : \quad Y2 = Z2 + 0,5.H.K2$$

$$IG = 0$$

Appel sous-programme calcul des dérivées

$$P1 = P1 + 2.K1 \quad : \quad P2 = P2 + 2.K2$$

$$Y1 = Z1 + H.K1 \quad : \quad Y2 = Z2 + H.K2$$

$$T = T + 0,5.H \quad : \quad IG = 1$$

Appel sous-programme des dérivées

$$Y1 = Z1 + H \frac{(P1 + K1)}{6} \quad : \quad Y2 = Z2 + H \frac{(P2 + K2)}{6}$$

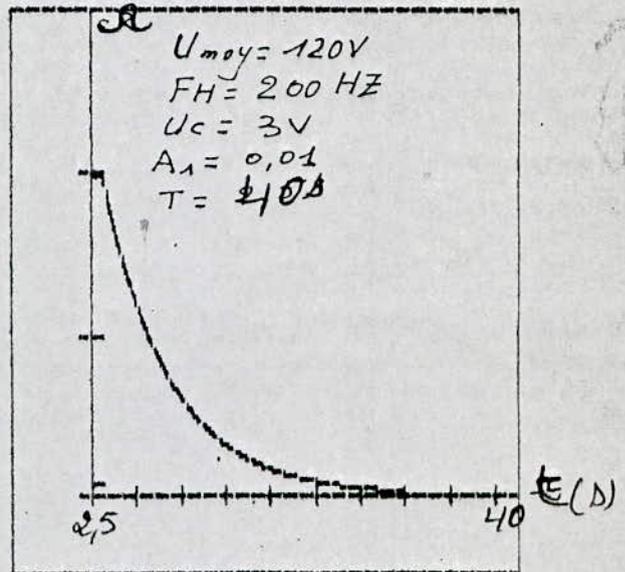
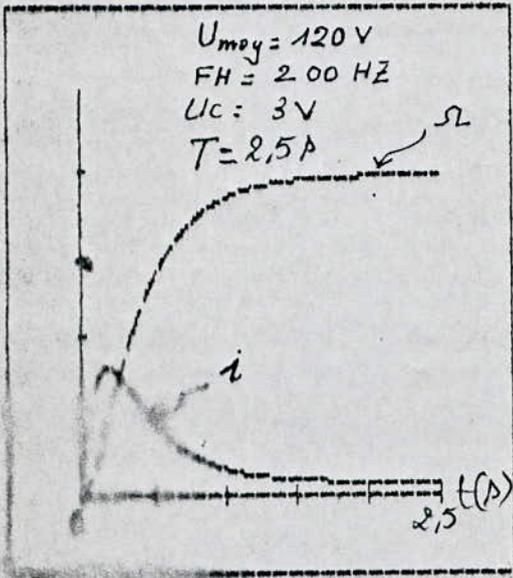
III-5 Remarque

dans le sous-programme de calcul des dérivées, un

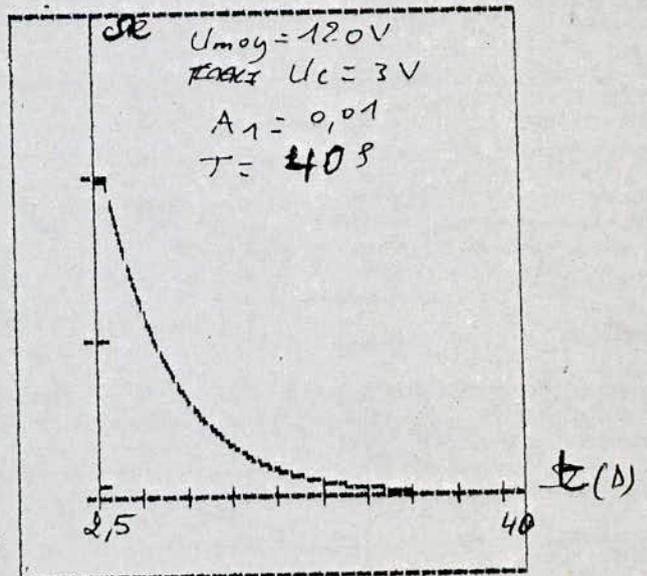
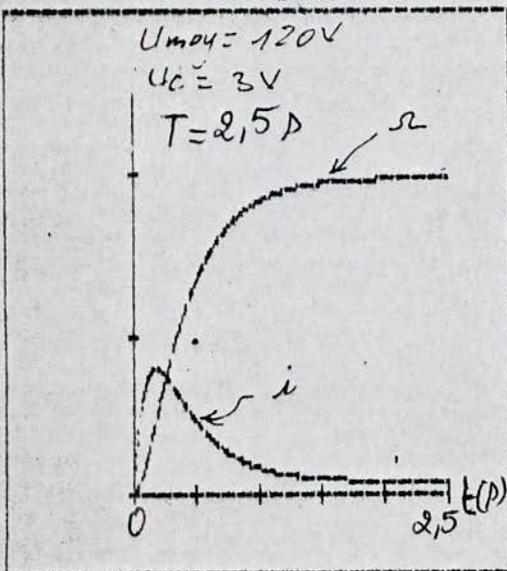
test est fait sur le signe de Y_1 : si $Y_1 < 0$ alors $Y_1 = 0$. Ce test permet de satisfaire au caractère unidirectionnel du sens du courant délivré par le convertisseur.

III-6 Exemple de réponses en régime libre

*** PONT A DIODES + HACHEUR ***



*** PONT MIXTE ***



CHAPITRE IV

Différents Types
de **REGULATIONS**
et **ALGORITHMES**
des Régulateurs Retenus

IV-1 INTRODUCTION

L'intéret de toute régulation est d'assurer un certain nombre de performances parmi :

- la stabilité
- l'écart statique
- la rapidité des transitoires
- le dépassement.

Deux types de régulation sont en général utilisés :

- régulation "parallèle"
- régulation "cascade"

Dans ce chapitre, après présentation des différents modes de régulations :

- nous examinons le cas de la régulation cascade que nous appliquons au moteur .

- nous donnons les sous programmes permettant la simulation numérique des régulateurs retenus en expliquant comment ces sous programmes sont gérés pour pouvoir réaliser :

- 1) soit la régulation de vitesse seule
- 2) soit la régulation de courant seul
- 3) soit la régulation de vitesse et de courant.

Nous montrons comment, à partir de ces mêmes sous- programmes on peut simuler une régulation réalisée :

- 1) soit de manière analogique
- 2) soit de manière hybride.

IV-2 Type de régulation

2.1 Principales méthodes de régulation pour systèmes multivariables

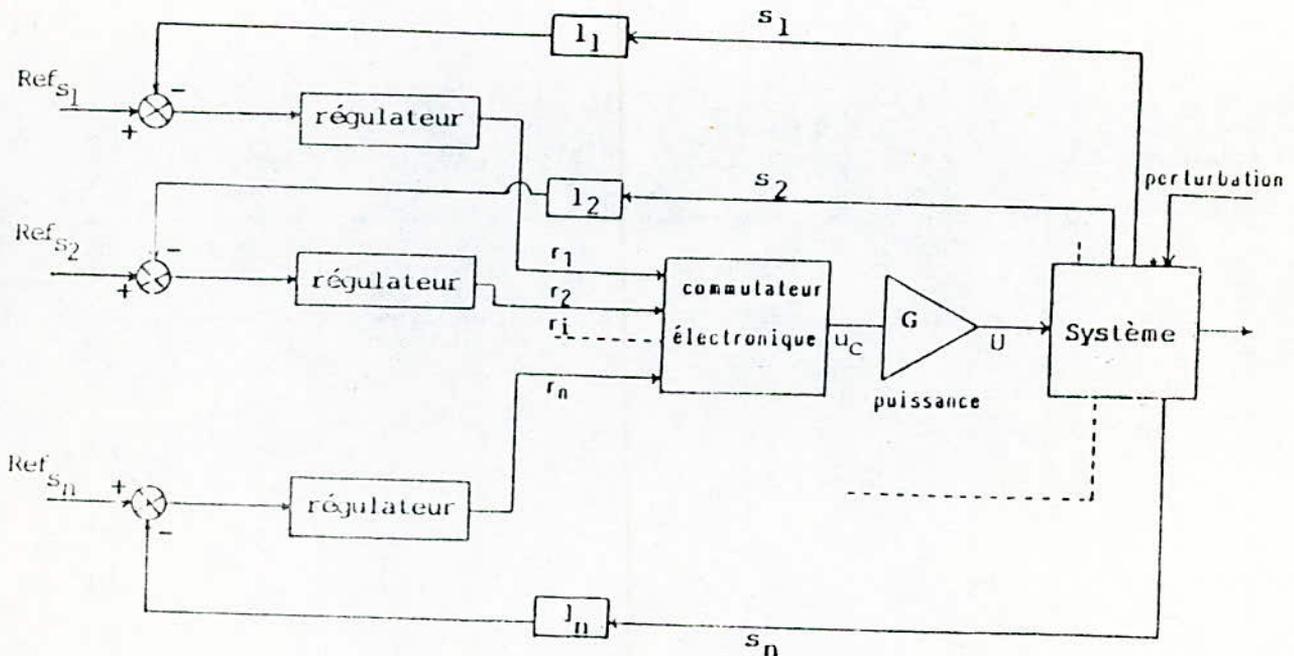
On peut citer quelques stratégies de commandes usuelles, notamment

- 1) Commande optimale basée sur la minimalisation d'un "coût" intégral (généralement à critère quadratique) portant sur les vecteurs d'état et de commande.
- 2) Assignation des pôles (en boucle fermée) par interaction pondérée des variables d'état [: $U = -L X \rightarrow X = (A - B L) X$]
- 3) Régulation parallèle ("parallel switching control system")
- 4) Régulation à boucles linéaires en cascade ("linear multiloops control system").

Nous ne présentons pas dans ce mémoire les méthodes 1) et 2) qui présentent un grand intérêt mais qui nécessitent une modélisation des perturbations.

2.2 Régulation parallèle

Schéma de principe

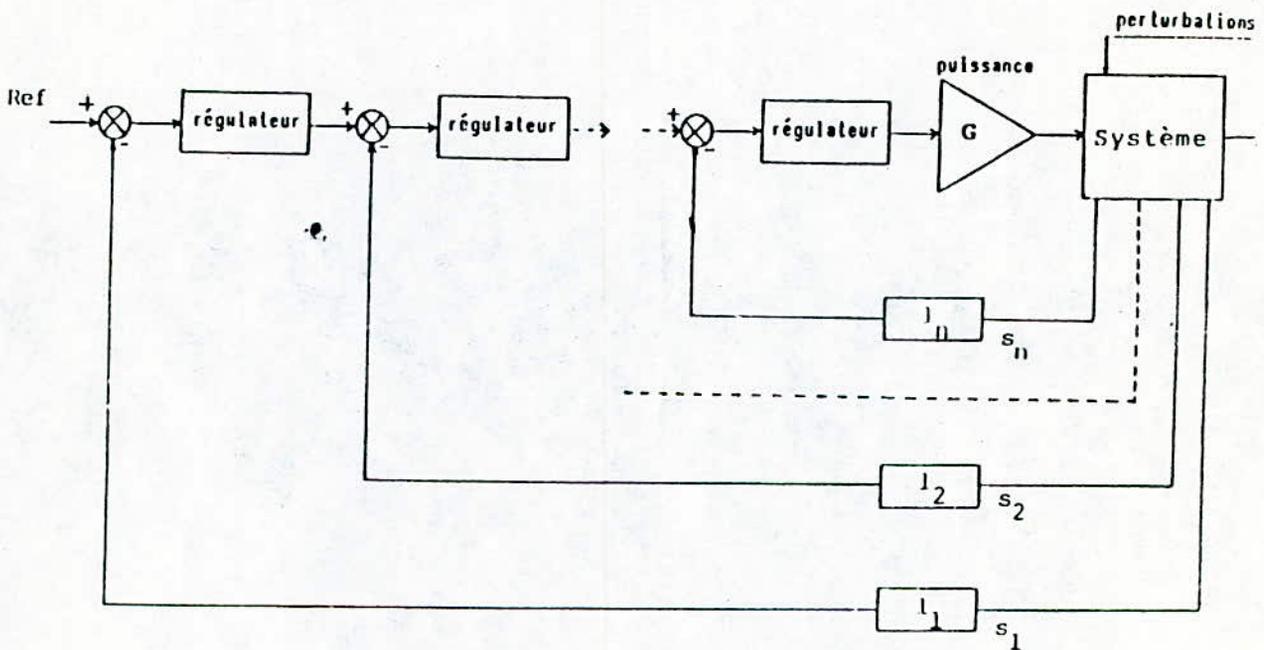


Remarque:

On peut optimiser séparément chaque boucle, mais à tout instant le système n'est régulé que par rapport à une seule variable (celle qui présente le plus fort ri).

2.3 Régulation à boucles linéaire en cascade

Schéma de principe



Remarques:

De s_1 à s_n , on doit s'assurer que s_{i+1} est au moins deux fois plus rapide que s_i .

Cette méthode ressemble à la décomposition en sous-systèmes simples, c'est-à-dire:

- la sortie de chaque sous système devient entrée pour le système suivant.

- pendant que le sous-système en question est en train de répondre à son entrée, cette dernière n'évolue quasiment pas.

Dans le cas du moteur à courant continu, on ne considère que deux variables :

- la vitesse
- le courant d'induit I.

La constante de temps mécanique ($J.R/k^2$) étant bien plus grande que la constante de temps électrique (L/R), la boucle externe sera celle de la vitesse .

Notons que l'étage amplificateur (puissance) correspond au pont de Graëtz et à son "allumeur". On lui attribue généralement une fonction de transfert

- d'ordre zéro (gain statique uniquement) ou encore
- d'ordre un. La constante de temps (dite "électronique") est alors d'environ 2ms .

L'une ou l'autre assimilation n'est faite que pour simplifier la détermination des différents correcteurs -cet étage n'est ni linéaire ni même continu, puisque les instants d'allumage sont obtenus par coïncidence-.

Par la suite nous présentons l'élaboration d'une régulation cascade vitesse-courant du moteur à courant continu.

IV-3 Régulation de vitesse

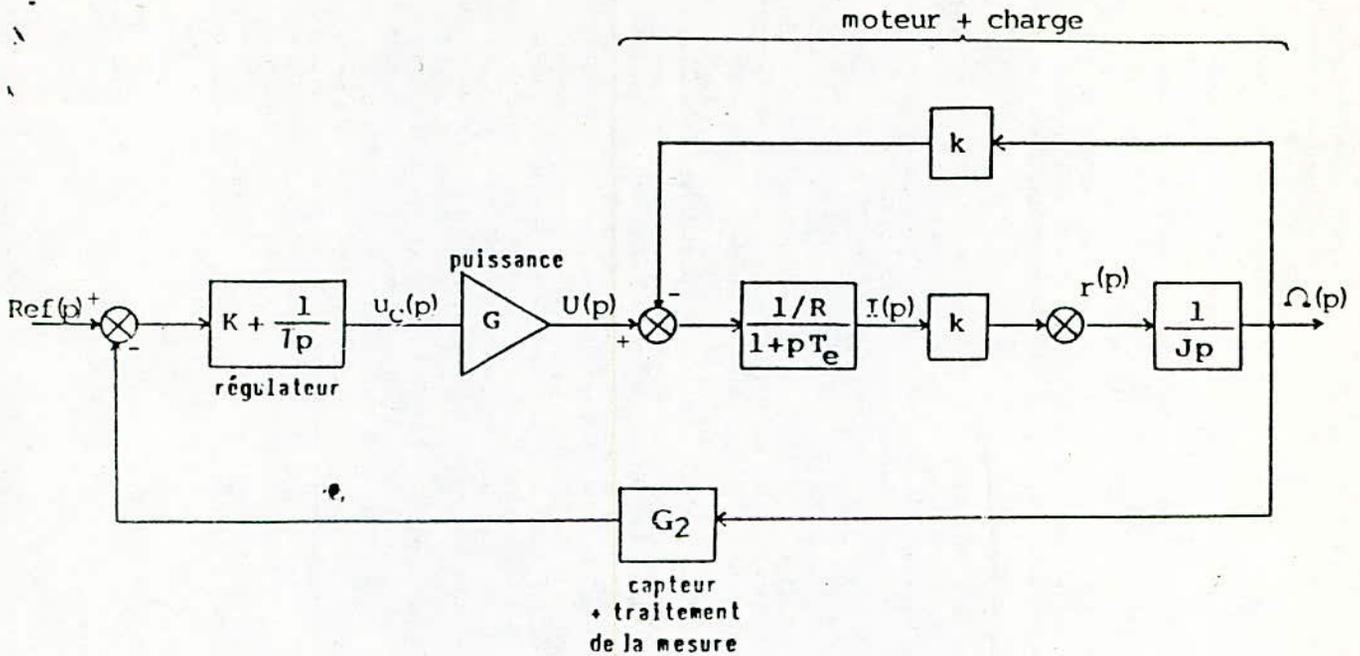
3.1 Régulation à action Proportionnelle et Intégrale

La vitesse est convertie en tension par :

- une génératrice tachymétrique ou
- un disque + compteur d'impulsion + convertisseur N/A

Nous supposons ce capteur sans constante de temps désignant par la fonction de transfert de la boucle de retour correspondante à la vitesse .

Le schéma fonctionnel d'une telle régulation est donné ci-après:



3.3 Fonction de transfert du régulateur

$$F(p) = K + \frac{1}{T_p p} = \frac{1}{T_p p} [1 + T_e p] \quad \text{avec } T = K T_p$$

T_p et K sont choisis (choix défini plus loin) de sorte que T soit égal à la plus grande constante de temps de la fonction de transfert de $\Omega(p)$ ("compensation" de la plus grande constante de temps).

3.4 fonction de transfert de Ω

Les calculs donnent :

$$\Omega(p) = \frac{1/k}{1 + p T_{em} + p^2 T_e T_{em}} U(p) = \frac{(1 + p T_e) R/k^2}{1 + p T_{em} + p^2 T_e T_{em}} \Gamma_r(p)$$

avec $T_e = L/R$ Cste de temps électrique
 $T_{em} = RJ/k^2$ Cste de temps mécanique
 $k = M.I_e$

le dénominateur peut se mettre sous la forme :

$$D(p) = 1 + pT_{em} + p^2 T_e T_{em} = (1 + pT'_e)(1 + pT'_{em})$$

avec, par exemple, $T'_{em} > T'_e$

Remarque:

si $T_e \ll T_{em}$ alors $\begin{cases} T'_e \# T_e \\ \text{et} \\ T'_{em} \# T_{em} \end{cases}$

en boucle ouverte

$$U(p) = \left(k + \frac{1}{Z_p} \right) \cdot G \cdot \text{Ref}(p) = \frac{1}{Z_p} [1 + T_p] \cdot G \cdot \text{Ref}(p)$$

avec G : gain statique du convertisseur

On choisit donc Z et K de sorte que $T = T'_{em}$
 (compensation de la plus grande constante de temps).

-La fonction de transfert en boucle ouverte devient :

$$\Sigma(p) = G_R \Omega(p) = G_R \left[\frac{G/k}{p(1 + pT'_e)} \text{Ref}_R(p) - \frac{(1 + pT_e) R/k^2}{(1 + pT'_e)(1 + pT'_{em})} \right] r(p)$$

On remarque que la reponse à $\text{Ref}_R(p)$ est encore du second ordre, donc la stabilité n'est pas dégradée.

La fonction de transfert en boucle fermée s'obtient en faisant :

$$U(p) = G. \underbrace{\frac{1}{\tau p} (1 + p T_{em})}_{\text{régulateur}} [\text{Ref}(p) - G_{\Omega} \Omega(p)]$$

on pose : $\nu' = G. \frac{G_{\Omega}}{k}$ et $\tau' = \frac{\tau}{\nu'}$

les calculs donnent :

$$\text{F.T.B.F: } \Omega(p) = \frac{1/G_{\Omega}}{1 + \tau' p + \tau' T_{e}' p^2} \text{Ref}_{\Omega}(p) - \frac{\tau' p (1 + T_e p) R/K^2}{(1+p T_{em})(1 + \tau' p + \tau' T_e' p^2)} \Gamma_r(p)$$

3.4.1 Réponse à une variation de Ref_{Ω}

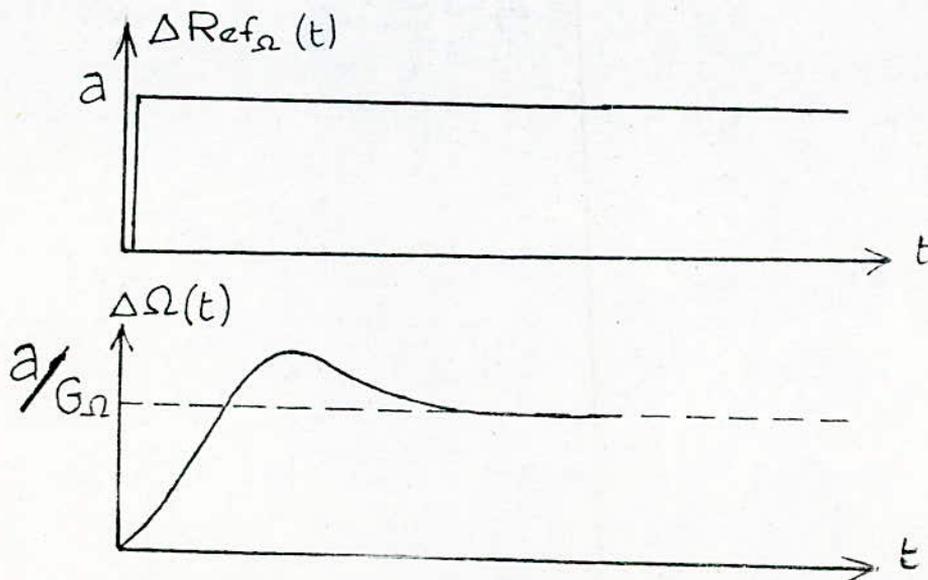
A couple $\Gamma_r(t)$ constant correspond $\Gamma_r(p) = 0$
on a alors:

$$\Omega(p) = \frac{1/G_{\Omega}}{1 + \tau' p + \tau' T_e' p^2} \text{Ref}_{\Omega}(p)$$

On voit que la réponse $\Delta\Omega(t)$ à une variation $\Delta\text{Ref}_{\Omega}(t)$ est du second ordre.

On choisit τ' (donc τ : $\tau' = \tau/\nu'$) de sorte à avoir un dépassement faible (en général $< 5\%$).

pour $\Gamma_r(t) = \text{Cste}$



En effet on a :

$$\lim_{t \rightarrow +\infty} \Delta \Omega(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p \Delta \Omega(p) \quad \text{avec} \quad \Delta \Omega(p) = \frac{1/G_{\Omega}}{1 + \tau' p + \tau' T_e p^2} \Delta \text{Ref}_{\Omega}(p)$$

$$\text{et} \quad \Delta \text{Ref}_{\Omega}(p) = \frac{a}{p}$$

il vient :

$$\lim_{t \rightarrow +\infty} \Delta \Omega(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p \Delta \Omega(p) = \frac{a}{G_{\Omega}}$$

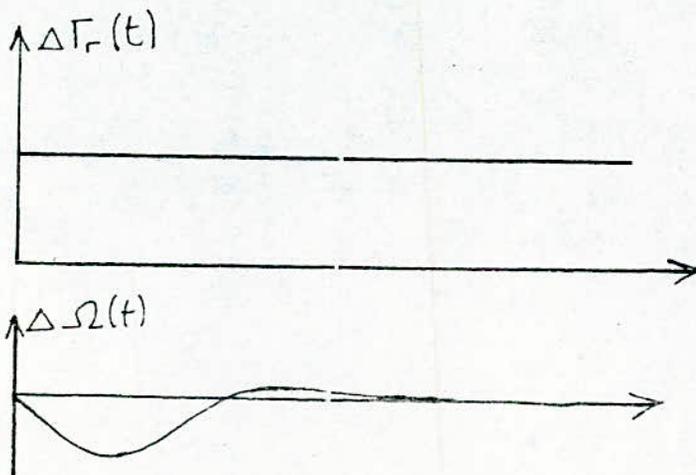
4.2 Réponse à une variation de Γ_r

A $\text{Ref}_{\Omega}(t)$ constant correspond $\text{Ref}_{\Omega}(p) = 0$. on a alors :

$$(p) = - \frac{\tau p (1 + T_e p) R/K^2}{(1 + p T_{em})(1 + \tau' p + \tau' T_e p^2)} \Gamma_r(p)$$

On voit que la réponse $\Delta \Omega(t)$ à une variation $\Delta \Gamma_r(t)$ est du troisième ordre. Mais du fait de l'introduction (par le régulateur) d'une racine nulle au numérateur ($p = 0 \rightarrow \Omega(p) = 0$), alors la vitesse reprend sa valeur initiale au bout d'un certain temps.

à $\text{Ref}_{\Omega}(t) = \text{Cste}$:



$$\lim_{t \rightarrow \infty} \Delta \Omega(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p \Delta \Omega(p) = 0$$

on vérifie facilement en prenant, par exemple, $\Delta \Gamma_r(t) = \frac{b}{p}$

V-4 Détermination des paramètres du régulateur P.I

La fonction de transfert du régulateur est :

$$F(p) = K + \frac{1}{\tau p} = \frac{1}{\tau p} [1 + T p] \quad \text{avec } T = K \cdot \tau$$

K est l'action proportionnelle et $1/\tau p$ l'action intégrale

La méthode de compensation de la constante de temps dominante impose :

$$T = T_{em}' \# T_{em}$$

on prendra donc

$$T = T_{em}$$

Pour la détermination de (donc de K, puisque $K = T/\tau$), reprenons la fonction de transfert en boucle fermée et en considérant $\Gamma_r(t) = G_{ste}$ (soit encore $\Gamma_r(p) = 0$).

On a :

$$\Omega(p) = \frac{1/G_{\Omega}}{1 + \tau' p + \tau' T_e' p^2} \text{Ref}(p)$$

$$\text{avec } \tau' = \tau/V' \quad \text{et} \quad V' = G \cdot \frac{G_{\Omega}}{k}$$

Le dénominateur peut être donc mis sous la forme canonique :

$$1 + \frac{2}{W} \xi p + \frac{p^2}{W^2}$$

$$\text{avec } \xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\tau'}{T_e'}}$$

Pour avoir un dépassement $\leq 5\%$ il faut prendre ξ tel que $\xi \geq 0.7$.
Or nous avons :

$$\xi = 0.7 \implies \tau' \approx 2 T_e$$

donc

$$\tau' \approx 2 T_e$$

(plus exactement: $\tau' = 2 T_e \implies \xi \approx 0.707$)

Comme : $\tau = \sqrt{\tau'}$ $\approx \sqrt{2} T_e$, il vient :

$$\tau = 2G \frac{G_R}{K} T_e$$

pour rappel : $T = T_{em}$

action proportionnelle

$$\begin{aligned} K_P &= T_{em} / \tau \\ &= T_{em} / (T_e \cdot 2G \frac{G_R}{k}) \end{aligned}$$

$$K_P = \frac{k}{2 G G_R} \frac{T_{em}}{T_e}$$

action intégrale

$$K_I = 1 / \tau$$

$$K_I = \frac{k}{2 G G_R T_e}$$

IV-5 Régulation de courant

5.1 Dynamique de convertisseur

Toute mise à jour de la valeur moyenne de U nécessite entre 0 et 6.66 ms (durée de deux arches de Ured). dans le cas d'un pont de Graetz triphasé.

et de 0 à 2 T_h (T_h période de hachage) dans le cas d'un hacheur fonctionnant à fréquence de hachage fixe.

On assimile généralement la fonction de transfert du convertisseur à celle d'un système continu du premier ordre. Cette assimilation n'est faite que pour pouvoir simplifier l'étude: il faut remarquer que l'allumage des semi-conducteurs commandables se faisant aux instants de "coïncidence" d'un signal de commande u_c avec un signal en dents de scie (ou triangulaire, ou sinusoidal), le convertisseur statique est un système discontinu.

Soit la fonction de transfert :

$$\frac{U(p)}{u_c(p)} = \frac{G}{1 + \theta p} \quad \theta: \text{dite Cste du temps électronique}$$

(dans le cas d'un pont de Graetz triphasé, on prend généralement

$\theta = 2 \text{ ms}$, et $\theta = \frac{T}{2}$ dans le cas d'un hacheur de période T_h)

L'expression de la transformée de Laplace de $I(p)$ est:

$$I(p) = \frac{T_{em} p / R}{D(p)} U(p) + \frac{1/k}{D(p)} \Gamma_r(p)$$

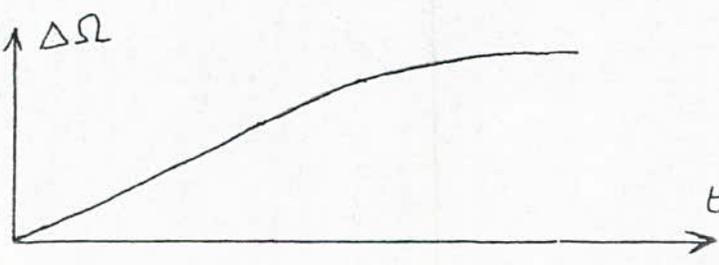
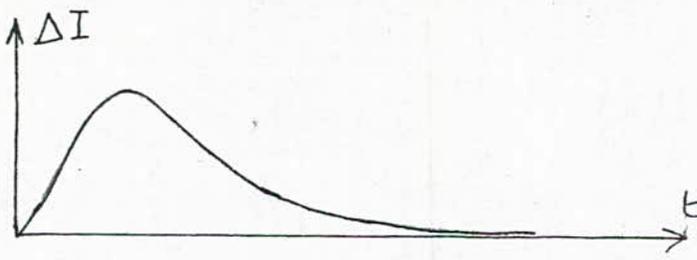
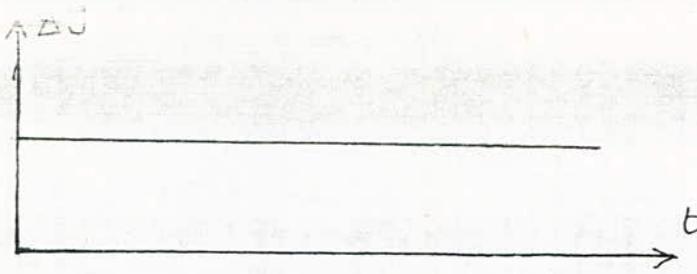
avec

$$D(p) = 1 + p T_{em} + p^2 T_e T_{em}$$

On peut vérifier que I atteint sa valeur maximale dans un temps voisin de T_e . Si on accélère la réponse en I à l'aide d'une action proportionnelle, la nouvelle constante de temps T_1 sera encore très petite devant T_{em} ($T_1 < T_e \ll T_{em}$).

On fait donc une hypothèse acceptable en supposant que Ω (donc E) reste constant pendant l'évolution de I .

On peut alors considérer que E n'intervient que comme perturbation pour la réponse en courant.



5.2 Fonction de transfert du Régulateur

Dans un premier temps, on néglige θ .

$\Omega(t)$ (donc $E(t)$) restant à peu près inchangé pendant le transitoire de I , alors $E(p)=0$ ($E(t)=\text{Cste} \implies E(p) = 0$)

La relation

$$U = E + R I + L \frac{dI}{dt}$$

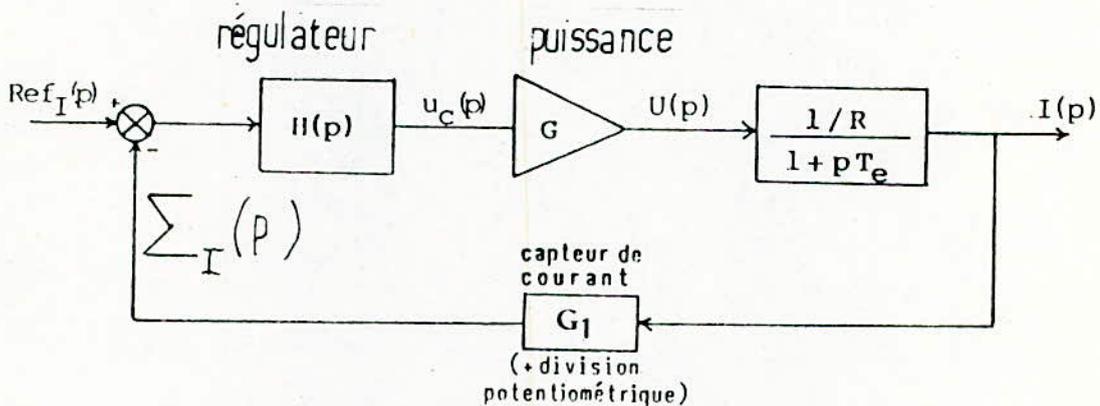
donne par transformée de Laplace

$$U(p) = E(p) + [R + p L] I(p)$$

soit encore ($E(p) = 0$)

$$U(p) = [R + p L] I(p) = R [1 + p T_e] \cdot I(p)$$

d'où le diagramme fonctionnel suivant :



En désignant par A la fonction de transfert de la chaîne directe et B la fonction de transfert de la chaîne de retour

$$\text{On a : } \frac{\Delta(p)}{E(p)} = \frac{A}{1 + A.B}$$

soit encore, en revenant à notre système:

$$\frac{I(p)}{\text{Ref}_I(p)} = \frac{H(p) \cdot G \frac{1/R}{1 + p T_e}}{1 + H(p) \cdot G \frac{1/R}{1 + p T_e} G_I}$$

Expression que nous pouvons encore mettre sous la forme :

$$\frac{I(p)}{\text{Ref}_I(p)} = \frac{1/G_I}{1 + \frac{R}{G \cdot G_I} \frac{1 + p T_e}{H(p)}}$$

H(p) a pour expression (régulateur P.I) :

$$H(p) = \frac{1}{\tau_1 p} (1 + p T_1) = K_1 + \frac{1}{\tau_1 p} \quad \text{avec} \quad K_1 = \frac{T_1}{\tau_1}$$

on prend $T = T_e$ (.... compensation de T_e)

il vient :

$$\frac{I(p)}{\text{Ref}_I(p)} = \frac{1/G_I}{1 + p T'_1}$$

avec $T' = \tau_1 / N'$ et $N'_1 = G \cdot G_I / R$

Remarque

Comme nous l'avons déjà signalé, en choisissant τ_1 suffisamment faible, T'_1 sera plus petit que T_e .

T'_1 devenant très petit devant la constante de temps mécanique, \mathcal{R} (donc E) peut être supposé constant pendant l'évolution de I (E(t) constant ==> E(p) = 0).

E peut être considéré comme perturbation pour la sortie I.

A cette remarque déjà faite, le choix d'un régulateur P.I permet de rendre I indépendant de E donc de \mathcal{R} .

Pour une étude affinée de la stabilité, introduisons la fonction de transfert proposée pour le convertisseur statique.

V-6 Détermination du régulateur-stabilité

Nous ne négligeons plus θ , cependant nous le supposons plus faible que T_e ($\theta < T_e$).

La fonction de transfert en boucle ouverte a pour expression :

$$\frac{\Sigma_T(p)}{\text{Ref}_T(p)} = \underbrace{\frac{1}{T'1 p}}_{\text{régulateur}} \frac{G}{1 + \theta p} \frac{1/R}{1 + p T_e} G_I$$

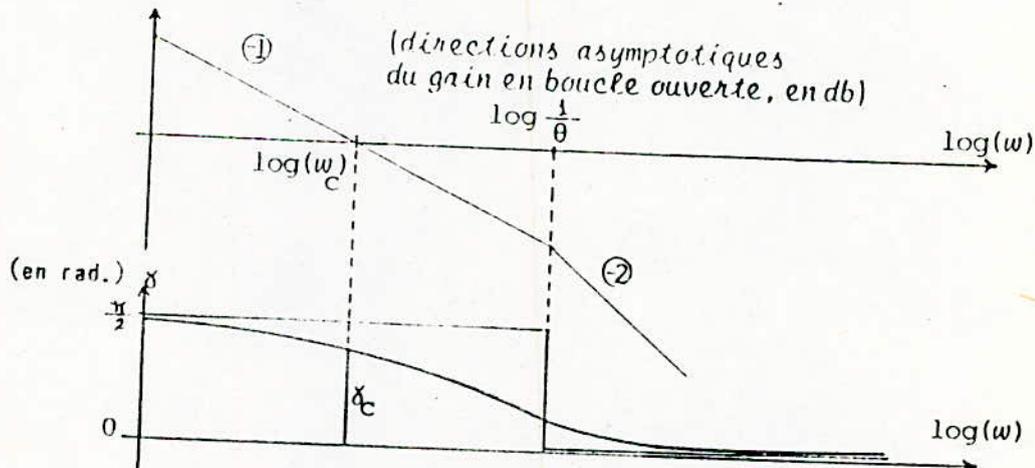
régulateur

Après simplification, nous obtenons pour expression de la fonction de transfert en boucle ouverte (F.T.B.O.) :

$$\text{F.T.B.O.} = \frac{1}{T'1 p (1 + \theta p)}$$

avec $T'1 = T1/N'1$ et $N'1 = G.G_I/R$

On considère alors le tracé de Bode correspondant à cette F.T.B.O.



Selon le critère de Bode, il y'a stabilité si $\gamma_c > 45^\circ$. (*)

Cette dernière condition est assurée si par exemple :

(*) (δ_c étant la marge de phase: $\delta_c = \phi + \pi$) -

$$Wc = \frac{1}{T'1} \leq \frac{1}{2} \frac{1}{\theta}$$

soit encore $T'1 \geq 2 \theta$

Dans le cas de notre programme :

$$H(p) = K1 + \frac{1}{\tau_1 p} = \frac{1}{\tau_1 p} (1 + Te p) \quad (====> K1 = \frac{Te}{\tau_1})$$

on a :

$$T'1 \geq 2 \theta$$

$$T'1 = \tau_1 / N'1 = 1 \frac{R}{G.G_I} \geq 2 \theta$$

d'où: $\tau_1 \geq 2 \theta G.G_I / R$ (*)

soit encore :

action intégrale $KI1 = \frac{1}{\tau_1} \frac{R}{2 \theta . G.G_I}$

action proportionnelle $KP1 = \frac{Te}{\tau_1} = Te KI1$

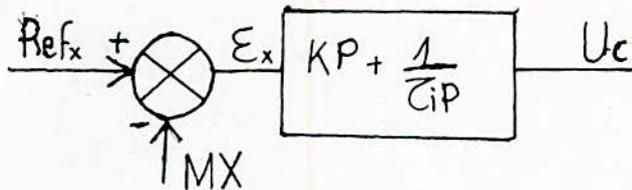
(*): On se contentera de vérifier l'égalité $\tau_1 = 2 \theta . G.G_I / R$

V-7 Simulation Numérique Du Régulateur

7.1 Définition des paramètres de calcul

Les régulateurs retenus sont de type :

Proportionnel- Intégral.



Refx sert de référence pour la variable X

Mx la mesure de cette même variable

ϵ_x écart (entre Refx et Mx)

Kp action proportionnelle

τ_i constante de temps d'intégration ($KI = 1/\tau_i$)

De façon générale on a :

$$U_c(t) - U_c(0) = K_P \cdot \epsilon(t) + \int_0^t \epsilon(\tau) d\tau$$

Pour des conditions initiales nulles, l'expression précédente devient :

$$U_c(t) = K_P \cdot \epsilon(t) + \int_0^t \epsilon(\tau) d\tau$$

7.2 Méthodes simples de discrétisation

Deux méthodes simples permettent le calcul approché de l'intégrale :

- approximation trapézoïdale
- approximation rectangulaire.

Pour un pas H assez petit, la deuxième méthode (qui ne nécessite pas la division par 2) est suffisamment précise. C'est cette

dernière que nous retenons.

Comme le sous programme de KUTTA - RUNGE quatrième ordre utilise le demi-pas $0,5.H$, les rectangles vont avoir pour cotés : $0,5.H$ et $\varepsilon(j)$ ou $\varepsilon(j)$ représente la valeur de l'écart à l'instant $t_{j+0,5.H}$.

Cette discrétisation de l'intégration s'écrit :

$$\begin{aligned} KI \int_0^{105.H} \varepsilon(\tau) d\tau &= KI \sum_{j=1}^n \left[\varepsilon(j) \cdot 0,5.H \right] \\ &= KH \cdot \sum_{j=1}^n \varepsilon(j) \end{aligned}$$

avec KH constante donnée par : $KH = KI \cdot 0,5.H$

7.3 Algorithme de calcul et sous programme dans le cas général

Le seul élément particulier dans le calcul est la mémorisation de la valeur de la somme (\sum) au pas précédent. Dans le cas général il vient :

$$ER = REF - MX$$

$$SX = SX + ER$$

$$UC = KP \cdot ER + KH \cdot SX$$

7.4 Sous programmes des régulateurs

de vitesse
de courant
de vitesse et de courant.

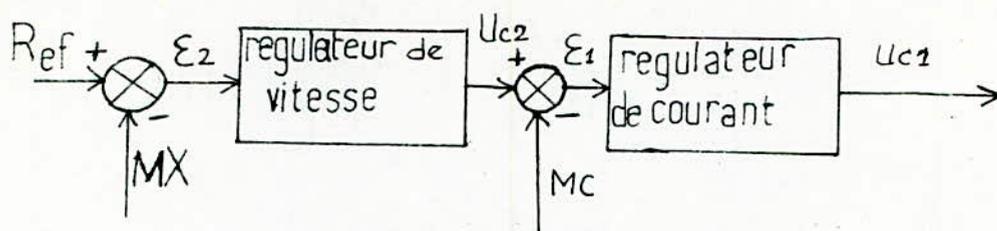
Dans notre cas, MX s'obtient par la multiplication de la valeur de X par un coefficient :

$$MX = G \cdot X$$

Cette constante G est représentée par :

G1 pour le courant
G2 pour la vitesse.

Avant de donner les sous programmes considérés, notons que, dans le cas d'une double régulation cascade, le schéma retenu est :



Ces sous programmes sont appelés de la manière suivante :

RE = 0 pas de régulation (sous programme non appelé)

RE = 1 régulation de vitesse

RE = 2 régulation de courant

RE = 3 régulation de vitesse et de courant.

ON RE GOSUB , , .

CHAPITRE V

P R E S E N T A T I O N

du PROGRAMME GLOBAL

V-1 INTRODUCTION

L'exécution du programme commence par la visualisation d'un texte, en trois pages, présentant l'objet traité et le mode d'utilisation.

pour gagner du temps, l'utilisateur peut, s'il en décide, ne pas faire apparaître ce texte sur la visue (et ce, notamment dans le cas où il aurait déjà utilisé ce programme).

Le choix du menu se fait sous forme de dialogue Machine/Utilisateur.

Tous les paramètres peuvent être entrés, chronologiquement, tel que le programme l'indiquera sur la visue. Le programme fait systématiquement un test sur la cohérence des paramètres entrés et, le cas échéant, demandera à l'Utilisateur de modifier le paramètre incohérent.

Cependant, il est possible, pour les paramètres de la machine, de les entrer à partir d'un fichier, si ces derniers y ont été déjà écrits.

Ce chapitre va commencer par la présentation des trois pages considérées plus haut pour ensuite présenter, dans l'ordre de son apparition, le menu du programme.

On donnera aussi les séquences d'appel des sous programmes concernés pour tel ou tel choix fait par l'utilisateur à partir du menu.

Enfin, certains éléments de calcul tels que erreurs de chutes ; sensibilité de la commande ; temps d'exécution sont discutés.

Ce programme permet de simuler le fonctionnement d'un MOTEUR A COURANT CONTINU alimenté par l'intermédiaire d'un CONVERTISSEUR STATIQUE dont le choix est laissé à l'utilisateur .

L'Allumage et le Fonctionnement des Convertisseurs Statiques se font de manière SIMILAIRE aux Systèmes REELS Correspondants : C'est à dire que les étages :

- Références de phases (Cas de ponts de Graëtz Commandables)
- Mise en Forme (Crénneaux)
- Générateur de Dents de Scie
- Comparateurs
- Aiguillage

de même que les Commutations :

Sont SIMULEES Tels qu'ils Fonctionnent REELLEMENT .

Le programme se voulant Universel, la Forme du COUPLE de CHARGE est à donner par l'Utilisateur .

La commande (Sans Régulation ; Avec Régulation de Vitesse ET/OU de Courant est laissé au CHOIX de l'Utilisateur :

Plusieur EFFETS (sur le courant; sur la Vitesse; sur le Couple; etc ...) peuvent être étudiier ; tels que :

- Défaut de phase dans le cas de pont de Graëtz Commandable
- Self de Lissage
- Fréquence de hachage

Un MODULE est consacré pour les tracés des différentes courbes :

- Tension Redressée
- Tension de Commande UC
- Courant d'Induit ; Couple Electromagnétique
- Vitesse de rotation
- ainsi que les Tensions du Réseau ; les Signaux en Dents de Scie Synchronisés ...

Pour exploiter ce programme , il suffira d'entrer

- Les paramètres de CHOIX et
- Les caractéristiques du Système chronologiquement tels qu'ils apparaitront sur l'écran .

V-3 Entrée des PARAMETRES DU MOTEUR

Après que l'utilisateur ait choisi (ou pas) de faire la lecture des trois pages de présentation sur la visue, arrive la phase de données des paramètres du moteur.

Le programme demande s'il doit considérer les paramètres (préalablement) mis sur fichier ou si l'utilisateur veut introduire directement ses valeurs.

Dans le deuxième cas, une fois ces valeurs introduites par l'utilisateur, le programme demande s'il faut écrire ces dernières dans un fichier pour d'éventuelles autres exécutions.

V-4 MENU

Après les définitions des paramètres de la machine, commence la présentation du MENU en vue d'un choix d'étude.

Successivement, l'utilisateur doit arrêter son choix sur la structure d'alimentation ;

sur la méthode de calcul de la tension d'alimentation ;
sur le type de commande (linéaire ou en arccosinus) ;
sur la régulation ;
sur les courbes à sortir ;...

4.1 Structure d'Alimentation

PONT à DIODES + HACHEUR	1
PONT MIXTE	2
PONT TOUT THYRISTORS	3

L'utilisateur doit entrer le N° correspondant à son choix. Ce N° est attribué à une variable (P).

4.2 Méthodes de Calcul de la Tension d'Alimentation

Tension instantannée impliquant les instants de commutations ...	1
Tension moyenne liée à U_c	2

Le N° introduit par l'utilisateur est affecté à F.

Dans le cas 1, la tension redressée $U_{red} = V_p - V_n$ est obtenue par exécution du sous-programme correspondant à la structure d'alimentation retenue.

Dans le cas 2, la valeur utilisée est la tension moyenne sur une période (par exemple) obtenue par:

$$U_{moy} = E \beta \quad \beta: \text{coefficient cyclique, cas du hacheur}$$

$$U_{moy} = E(1 + \cos \alpha)/2 \quad \alpha: \text{retard à l'amorçage, cas du pont Mixte}$$

$$U_{moy} = E \cos \alpha \quad \alpha: \text{retard à l'amorçage cas du pont tout Thyristors}$$

est déterminé par comparaison de U_c à un signal en dents de scie (ou triangulaire)

est déterminé par comparaison de U_c à un signal en dents de scie, ou sinusoidal

L'utilisation de U_{moy} est intéressante dans le cas d'une étude approchée. Elle permet de donner très rapidement les résultats recherchés.

L'utilisation de la tension U_{red} instantannée permet une étude très affinée (simulation intégrale). Elle est indispensable dans le cas où, par exemple, on veut connaître l'effet du convertisseur statique (ondulation) sur le comportement du moteur en régime permanent.

4.3 Choix du Type d'Allumage (dans le cas où $P \neq 1$)

Commande linéaire (verticale) 1

Commande en arc-cosinus 2

Le N° introduit par l'utilisateur est affecté à la variable C .

Le 1er cas est obtenu par comparaison de U_c à un signal triphasé en dents de scie, synchronisé au tension d'alimentation du pont (mixte ou tout thyristors).

Dans le 2ème cas, la comparaison se fait avec un signal, triphasé, sinusoidal (demi-sinusoides, voire prototype de commande).

La deuxième méthode permet d'avoir une linéarité entre U_c et $(U_{red})_{moy}$. Elle présente un intérêt pour la régulation, cette dernière utilisant des méthodes de systèmes linéaires .

4.4 Choix de la Régulation

Pas de régulation	0
Régulation de vitesse seule	1
Régulation de courant seul	2
Régulation de vitesse et de courant	3

Le N° introduit est affecté à la variable RE .

4.5 Structure de la commande (cas ou RE \neq 0)

Commande Analogique	1
Commande hybride	2

Le N° introduit est affecté à la variable SE .

Dans le cas 2, l'utilisateur introduira, en plus, le temps d'échantillonnage (λ temps de calcul du microprocesseur).

Les sous programmes des régulations retenus sont alors sollicités que toutes les τ_c secondes. La valeur de U_c est maintenue constante entre deux mise-à-jour (τ_c).

4.6 Choix des courbes à tracer

Tension Redressée	1
Vitesse	2
Courant	3
Vitesse et Courant	4
Couples	5

Le N° introduit est affecté à la variable D. Dans le cas où D est égal à 5, l'Utilisateur se trouve devant un autre choix.

Si D = 5

Couple électromagnétique	1
Couple Moteur - Couple Résistant	2

Dans ce cas la variable est désignée par COU.

V-5 Remarques et Autres Paramètres

En ne considérant que les possibilités déjà décrites (MENU), nous constatons que le programme permet l'étude de :

$$P \times F \times (RE - 1) \times SE + C \times (P - 1) \times F \times (RE - 1) \times SE \quad \text{versions}$$

avec $P = 3$; $F = 2$; $RE = 4$; $SE = 2$; $C = 2$

soit encore : $36 + 48 = 84$ versions contenues dans un même programme.

A cela il faut ajouter :

- La possibilité d'étudier :
 - soit les transitoires
 - soit l'effet du convertisseur sur le régime permanent

(donc le nombre de possibilités est X par 2)

- La possibilité, vu le caractère modulaire du programme, par simple introduction d'une instruction supplémentaire, d'étudier des effets d'un défaut de phase sur l'association convertisseur statique - moteur .

- De plus, d'autres paramètres sont à introduire (donc au choix) par l'utilisateur; tels que :

- La forme de la charge par la donnée de trois coefficients positifs ou nuls C_0 , C_1 et C_2
($P_r = C_0 + C_1 \Omega + C_2 \Omega^2$)
- La fréquence F_h de hachage (dans le cas où $P = 1$)
- l'Entrée délibérée des paramètres du régulateur (cas où $RE = 0$) ou le calcul de ces derniers par le programme .

Ainsi, le nombre de possibilités d'étude que renferme ce programme s'en trouve bien plus important que celui 84 établi plus haut .

V-6 Résumé du MENU

Avant de donner les séquences d'appel des sous programmes, récapitulons brièvement le déroulement du choix du menu est rappelons le nom des indicateurs qui activeront ces sous programmes .

Tableau Récapitulatif du MENU

CONDITION	CONTENU PORTANT SUR	INDICATEUR
P ≠ 1	la structure d'alimentation	P
	la méthode de calcul de U	F
	le type d'allumage	C
	le régime (transitoire ou permanent)	RG
	le type de régulation	RE
RE ≠ 0	la structure de la commande (analogique ou hybride)	SE
RE ≠ 0	la méthode de détermination des paramètres des régulateurs	CC
	le choix des tracés	D

Un test systématique est fait sur la valeur donnée par l'utilisateur à l'indicateur .

Exemple : pour un indicateur X qui ne peut prendre que les valeurs N1, N2, N3 et N4, le programme, une fois que la valeur de X est entrée, teste si le produit :

$$(X - N1) \times (X - N2) \times (X - N3) \times (X - N4) = 0$$

si OUI, le programme passe à l'étape suivante

si NOM, une inscription apparait sur l'écran disant :

"LE N° A ENTRER NE PEUT ETRE QUE N1, N2, N3 ou N4"

"ENTREE LE N° CORRESPONDANT A VOTRE CHOIX"

(N1, N4 sont généralement des nombres entiers exemples :
1, 2, 3,)

Le teste est refait jusqu'à ce que l'utilisateur ait affecté une valeur à l'indicateur prévue par le MENU.

V-7 Séquences d'Appel des sous-programmes

7.1 Rappels et Remarques

1°) La méthode d'intégration retenue est celle de Kutta-Runge du 4ème ordre.

Dans cette méthode, le calcul des dérivées est fait quatre (4) fois par pas d'intégration H .

- deux (2) fois sur quatre (4), le temps T augmente de H/2 et
- deux (2) fois sur quatre (4), il reste constant.

On définit un paramètre IG qui prend la valeur

1	quand T augmente de H/2
0	quand T n'augmente pas

Quand IG = 0, on ne fait pas appel à des sous-programmes tels que "références de phases", "générateur de signal de référence" ou encore aux sous-programmes donnant la tension à la sortie des convertisseurs statiques, les valeurs délivrées par ces sous-programmes restant inchangées (le temps T étant inchangé).

2°) Dans le cas (F = 2) où nous travaillons en valeur moyenne (par période) de la tension Ured, on ne fait pas appel aux sous-programmes cités précédemment.

3°) Dans le cas où nous travaillons en régime libre (RE = 0) on ne fait pas appel aux sous-programmes des régulateurs.

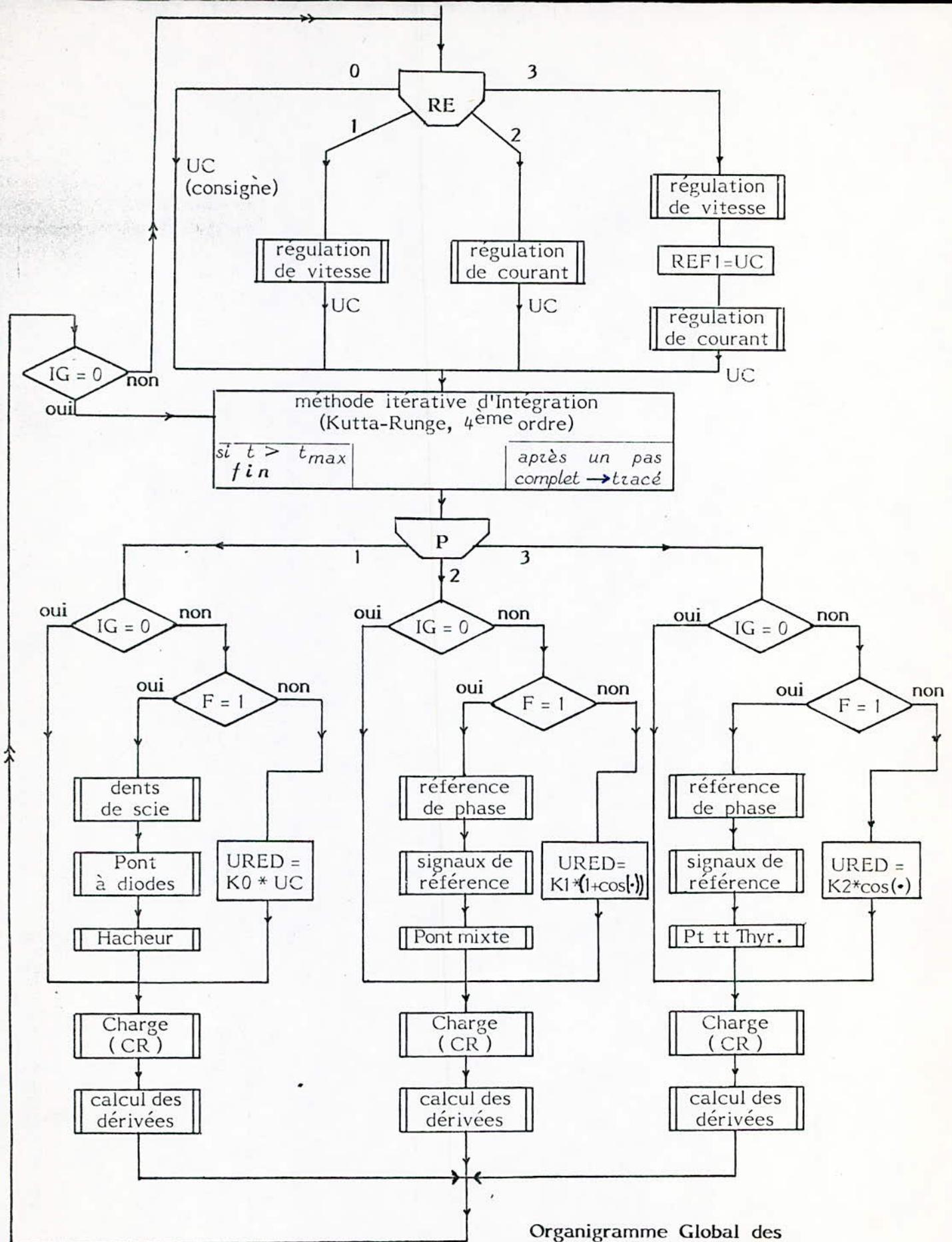
4°) Dans le cas où la structure de commande est hybride (SE = 2), les sous-programmes des régulateurs ne sont sollicités qu'aux instants $T_0 + k \tau_c$ (k = 1, 2,).

On définit un paramètre IH dont la valeur est égale à

1	aux instants $T_0 + k \tau_c$
0	autrement

(remarque, dans notre programme on pose généralement T = 0)

Après tous ces rappels et remarques, il vient le diagramme suivant qui donne les séquences d'appel des sous-programmes :



Organigramme Global des séquences d'appel des SP

V-8 Choix du pas de calcul -Exposé du problème

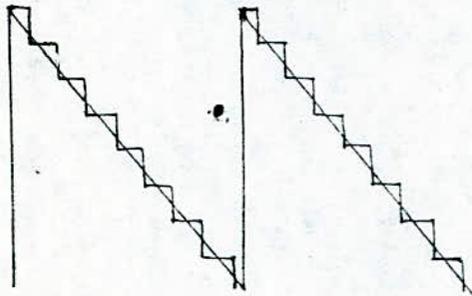
8.1 Allumage

Dans le cas réel,

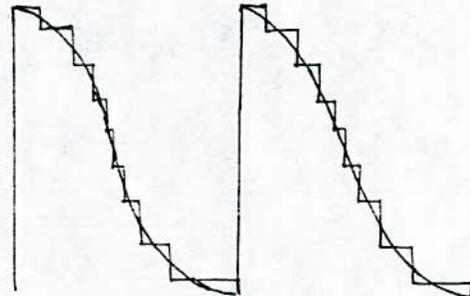
- la réalisation du signal de référence (dents de scie ou demie-sinusoidale)
- la réinitialisation de ce signal de référence
- la comparaison de U_c avec ce signal de référence se font d'une manière continue en fonction du temps.

Tous ces éléments sont discrétisés par la simulation numérique.

Ils se présentent, donc, comme des fonctions en escaliers dont la largeur est égale à $H/2$.



dents de scie



demie-sinusoides

La résolution mathématique les concernant est, par rapport aux cas réels correspondants, entachée d'erreurs.

Ces erreurs sont d'autant plus importantes que H est grand.

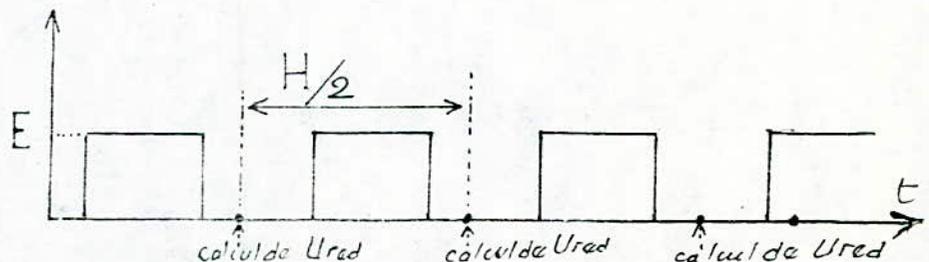
Cependant, si H est mal choisi, elles peuvent être prépondérantes par rapport aux erreurs systématiques (erreurs arrondies ou chutes) et aux erreurs de la méthode d'intégration de Kutta-Runge.

prenons des exemples tres simples:

Si, dans le cas du hacheur, H (pas de calcul) est égale à $2T$ (période de hachage) le calcul de U_{red} se faisant toutes les $1/2 H$ secondes, nous pouvons avoir les deux cas extrêmes suivants:

$$\alpha = 0,5$$

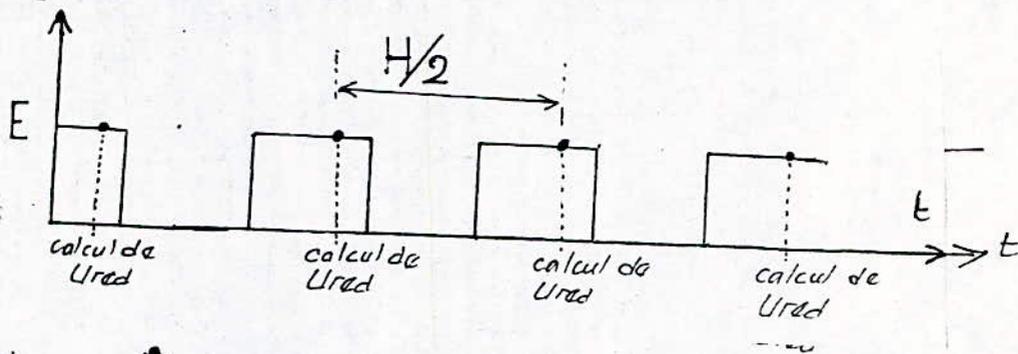
1 cas:



On obtient:

$(U_{red})_{moy} = 0$ alors qu'il devrait être égal à αE soit encore $E/2$

2ème cas:

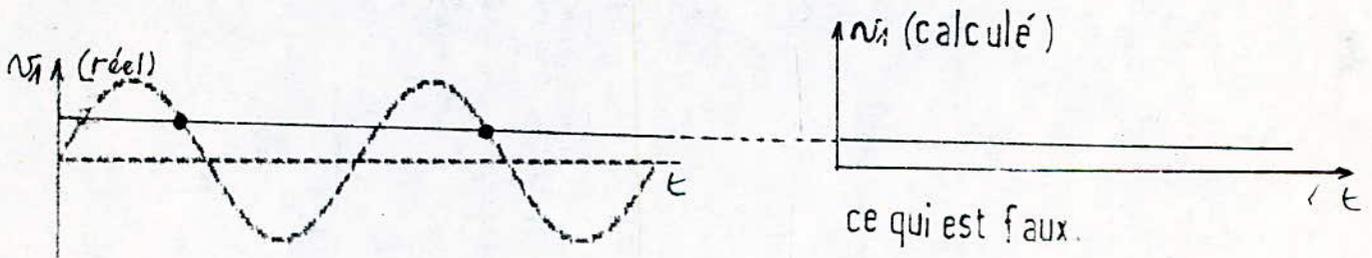


On obtient

$(U_{red})_{moy} = E$

même conclusion

Nous pouvons remarquer que nous avons le même problème avec le signal de référence de phase; etc...



Aussi, afin de reconstituer convenablement et le signal de référence et les tensions à la sortie des convertisseurs, nous proposons:

1) dans le cas des ponts:

d'avoir au moins 12 points par arche

$$(une \text{ arche } \text{----}) \frac{20ms}{6} = 3.33 \text{ ms}$$

Ceci implique $H \leq 2x\left(\frac{20 \text{ ms}}{6}\right)/12 = 0.555 \text{ ms}$ nous prendrons

$$H_{\max C} = 5.10^{-4} \text{ s}$$

2) dans le cas du hacheur,

d'avoir au moins 20 points par période.

Ceci implique:

$$H_{\max H} = T/10$$

Mais le hacheur, quand il ^{est} débloqué, transfère la tension de sortie du pont à diodes.

Donc on retombe aussi dans le cas (1). D'où, nous poserons:

$$H = \text{Minimum}(H_{\max C}, H_{\max H})$$

8.2 Sensibilité de la commande U_c

Quand la tension U_c est délivrée par le régulateur, une augmentation (respectivement une diminution) U_c n'implique pas nécessairement une augmentation (respectivement une diminution) U_{red} et ce pour les mêmes raisons qu'au paragraphe précédent.

U_N étant la valeur maximale du signal de référence (dents de scie), nous avons:

$$\text{Sensibilité} = \frac{U_c}{U_N} = k \frac{H}{T} \quad (\text{notre définition})$$

ou T est soit la période de hachage
soit la période du réseau.

$$k = 1/2 \quad \text{dans le cas du hachage}$$

$$= 1/12 \quad \text{dans le cas des ponts.}$$

à T donné, cette sensibilité est d'autant meilleure que H est faible.

V-9 Remarque

Dans le cas de travail avec Umoy, la sensibilité ne dépend pas de H. Ce paramètre n'est alors fixé que par la seule considération des erreurs d'intégration de la méthode de KUTTA-RUNGE.

Ces dernières erreurs sont fonction des constantes de temps du système dynamique simulé (rapidités des variations de Y_1 et Y_2).

CONCLUSION GÉNÉRALE

L'objet de ce travail a été de concevoir un programme de simulation d'associations convertisseurs statiques - moteur à courant continu à excitation indépendante.

Le but visé a été de donner à ce programme un caractère "universel", tenant compte

- de différentes structures d'alimentation possibles
 - pont à diodes + hacheur
 - pont mixte
 - pont de Graetz tout thyristors
- de différentes régulations possibles
 - vitesse
 - courant
 - cascade vitesse-courant
- de différentes structures de commande possibles
 - analogique
 - hybride
- de différents modes d'allumage possibles
 - comparaison de u_c avec un signal en dents de scie
 - allumage en arc cosinus
- pour différentes charges possibles
 - $C_z = C_0 + C_1\Omega + C_2\Omega^2$ (les C_i étant des constantes positives ou nulles)
- de deux conduites pour le calcul de la valeur de l'alimentation U
 - en valeur moyenne de la tension redressée (sans ondulation), pour la rapidité de calcul.
 - en valeur instantanée
- des possibilités d'étude
 - du régime transitoire
 - du régime final (dans ce cas, dès la première itération d'intégration, le programme se place directement en régime final. L'utilisateur peut avoir ainsi les effets du convertisseur statique sur le fonctionnement du moteur en régime permanent).

Les convertisseurs ont été vus comme des fonctions logiques. Un semi-conducteur

conduisant	est	à l'état	1
bloqué		à l'état	0

Ainsi, nous les assimilons à des systèmes logiques séquentiels où l'état de chaque sortie est définie par l'état précédent du système et l'état des entrées. Ces dernières sont représentées par les signaux de suppression et le caractère vrai ou faux d'inégalités telles que : $U_C > U_D$.

Nous avons voulu que l'utilisation du programme soit très facile. Ainsi, à chaque étape du choix du Menu, correspond la présentation sur la visue, par page individualisée, d'une "rubrique", parmi le très grand nombre dont (ce menu) est composé.

Le programme ^s est modulaire et toutes les phases du système global (: les régulateurs; les étages des allumeurs; les convertisseurs statiques; le moteur; les charges) ont leurs propres sous-programmes.

Ainsi, de petites modifications peuvent être apportées facilement par l'Utilisateur sans changement de la structure générale du programme. Comme exemple, nous pouvons citer un défaut de phase au niveau du réseau.

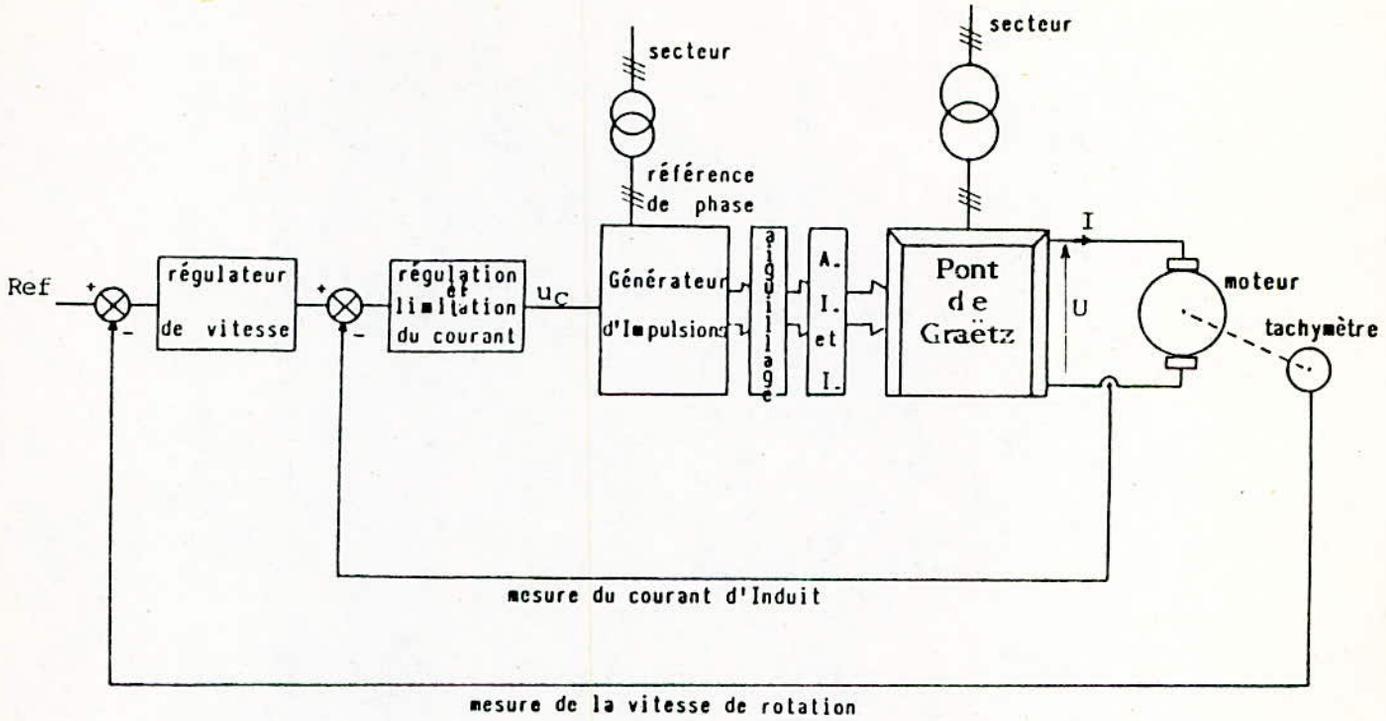
Nous avons optimisé au mieux le programme et son exécution :

- pour le programme, tout ce qui était commun comme instruction, pour tout ou une grande partie du Menu, a été mis au niveau de sous-programmes communs ;
- pour l'exécution, quand, à priori, l'état ou la valeur d'une grandeur doit demeurer inchangé(e), les test ou les calculs correspondants ne sont pas systématiquement faits.

L'objet du travail a consisté donc à la conception de ce programme dont nous avons testé tous les aspects et vérifié la qualité du Menu.

Cet objet n'a pas concerné l'**exploitation** de ce programme. Cette exploitation peut être très **vaste** et aider à de très nombreuses études qu'elles soient au niveau d'Ingénieur au beaucoup plus.

ANNEXE



légende

A. I. et I. : Amplification des Impulsions et Isolation galvanique.

B I B L I O G R A P H I E

- /1/ R. CHAUPRADE
Commande Electronique des Moteurs à Courant Continu
Edition Eyrolles, Paris 1978
- /2/ H. BUHLER
Electronique de Puissance
Eyrolles , 1982
- /3/ H. BUHLER
Electronique de Réglage et de Commande
Edition DUNOD 1987
- /4/ G.SEGUIER
Électronique de Puissance.
Edition DUNOD 1984
- /5/ G.SEGUIER
Convertisseurs Statiques .
Tome 3: Alternatif/Continu
Edition DUNOD 1984
- /6/ C.NOWAKOWSKI
Méthode de Calcul Numérique .
Tome 1: programmation en basic et en pascal
Edition du P.S.I, 1984
- /7/ F.MILSANT
Cours d'Electronique.
Tome 5: diodes - thyristors
Edition Eyrolles 1981
- /8/ CONFERENCE
Régulation de vitesse d'un moteur à courant
continu.
INP/ENSM Nancy
- /8/ K.MOUMEN
Cours.d'Asservissement II
- /10/R.TAHMI
Etude Comparative de Trois Commandes Réversibles
du Moteur à Courant continu.
Thèse de magister ENP Avril 1988
- /11/ S.GROUNI
Med.R.ABDESSAMED
Etude par Simulation numérique d'un Moteur à
Courant Continu Alimenté par un Hacheur
P.F.D,ENP Janvier 1988