

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
«O»

20x

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية
ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE D'ALGER
«O»

DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE
«O»

PROJET DE FIN D'ETUDES
«O»

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

THEME

Etude et realisation
D'un
Amplificateur magnetique

Proposé par :

Dr SCHREYER

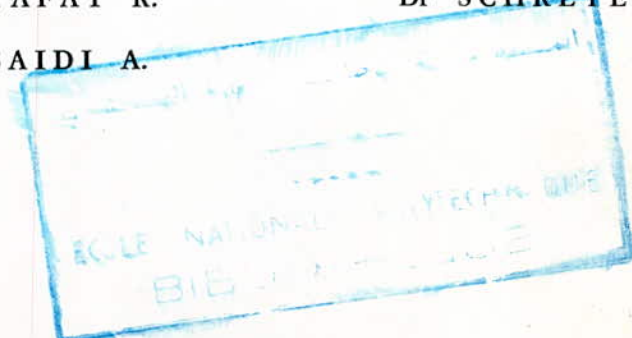
Etudié par :

TAFAT R.

SAIDI A.

Dirigé par :

Dr SCHREYER





المهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
«O»

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
«O»

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE D'ALGER
«O»

DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE
«O»

PROJET DE FIN D'ETUDES
«O»

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

THEME

*Etude et realisation
D'un
Amplificateur magnetique*

Proposé par :

Dr SCHREYER

Etudié par :

TAFAT R.

SAIDI A.

Dirigé par :

Dr SCHREYER

Promotion Janvier 1985

ملخص

نتناول في مشروعنا دراسة نظرية مبسطة وطريقة حساب
مضخم مغناطيسي باستعمال حلقتين مغناطيسيتين لهولين كهربائيتين
وسنقوم بتجارب للحصول على خصائص ومميزات هذا المضخم
أثناء عمله في دائرة تحكم.

Summary

Our project consist to study the simple theory and cal-
culating of a magnetic amplifier, then it's concrétisation
utilising two cores circuits of transformers. Since then we have
to do somme experiments in ordre to test it's caractéristi-
es and performances when it is opérating in régulation circuit.

Resumé

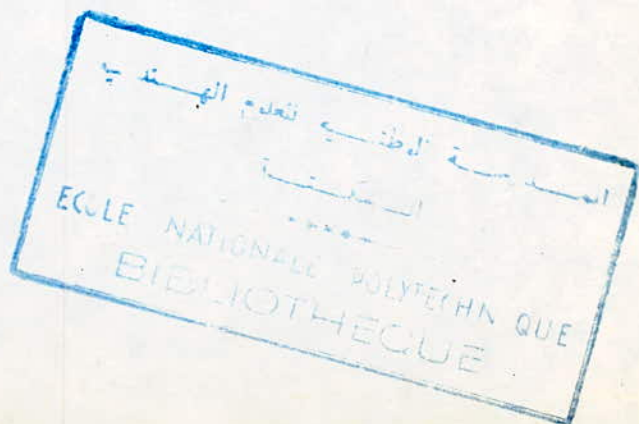
Notre projet consiste à faire une étude théorique simple
et élaborer une méthode de calcul d'un amplificateur magné-
tique ainsi que sa réalisation au moyen de deux noyaux.
Ensuite nous effectuerons des essais pour déterminer ses cara-
ctéristiques et performances lorsqu'il est introduit dans
un circuit de régulation.

- Remerciements -

Nous tenons à remercier vivement notre promoteur MR SCHREYER pour son dévouement et pour l'aide qu'il nous a apporté.

Par la même occasion nous remercions tous les professeurs qui ont contribué à notre formation.

Enfin toutes les personnes qui ont, de près ou de loin, contribué à l'élaboration de ce projet trouve ici notre vive reconnaissance.



Dédicaces

- A mes parents
- A mes frères et sœurs
- A mes nièces et neveux
- A tous mes amis

Je dédie ce travail.

Rabah

Je dédie ce modeste travail à :

- Mes parents
- Mes frères et sœurs
- Tous mes amis, et tous ceux qui me sont chers
- Tous mes oncles
- Tous les enseignants qui m'ont formé

Abdallah

Symboles utilisés

Symboles	Designations
AT	ampéretours
b	induction magnétique instantanée
B _m	amplitude de l'induction b
B _{min}	induction minimum
B _{moy}	induction moyenne
B _{m1}	Valeur d'amplitude de l'induction variable
B _{m2}	Valeur " " "
B _s	induction de saturation
D	diamètre d'un conducteur
D _a	diamètre du conducteur de l'enroulement de puissance
D _c	" " " de Commande
D _F	" " " de réaction
D _p	" " " de polarisation
e(t)	f.e.m instantanée induite aux bornes d'un enroulement.
E _{eff}	Valeur efficace de e.
E _{moy}	Valeur moyenne de e.
E _m	Valeur maximum de e.
E _{min}	Valeur minimum de e.
E _{e1}	Valeur maximum de la valeur efficace
E _{e2}	Valeur minimum de la valeur efficace.
f	fréquence de la tension d'alimentation
F	force magnétomotrice (f.m.m.)
G	gain
h	valeur instantanée du champ magnétique
H _{eff}	Valeur efficace du champ
H _m	Valeur maximum du champ
H _{moy}	Valeur moyenne du champ.
H _{coe}	champ coercitif
H _c	champ de Commande
H _p	champ de polarisation
H _F	champ de réaction.
H _{moy1}	Valeur inférieure de H _{moy} dans le circuit de charge
H _{moy2}	Valeur supérieure de H _{moy} " " "
H _{c2}	Valeur supérieure du champ de Commande.
H _c	intensité du champ de Commande avec réaction
h _F	Coefficient de la réaction.

i	Courant instantané
i_a	Courant de charge alternatif.
i_c	Courant de commande.
i_p	Courant de polarisation
i_F	Courant de réaction
I_{ae}	Valeur efficace du courant de charge.
I_{amoy}	Valeur moyenne du courant de charge.
I_{moy1}	Valeur moyenne inférieure du courant de charge
I_{moy2}	" " supérieure "
I_c	Valeur moyenne du courant de contrôle.
I_{c2}	Valeur supérieure " " "
I_w, I_{re}	Courant actif, courant réactif
j_a	densité du courant dans les enroulements de charge
j_c	" " " " " de contrôle.
K_{cu}	Coefficient de remplissage de la fenêtre.
K_{Fe}	" " du noyau par le fer.
L	inductance d'enroulement
L_d	inductance dynamique.
l_{cu}	longueur moyenne d'une spire
l_{cut}	longueur totale du conducteur d'un enroulement.
l_{Fe}	longueur moyenne de la voie du circuit magnétique.
P_c	puissance nécessaire de contrôle.
P_s	puissance de sortie.
P	puissance
p	puissance par unité de volume.
R_c	résistance du circuit de contrôle
R_a	résistance de charge
r_a	résistance totale du circuit de charge
r_F	" d'enroulement de la réaction.
r_a^*	résistance d'enroulement de travail branchés en série ou en //
r_D	résistance d'une diode dans le sens direct.
N_a	nombre de spires de charge (enroulement) sur un noyau.
N_F	nombre de spires d'enroulement de réaction sur 1 noyau.
N_c	nombre de spires d'enroulement de contrôle.
N_p	nombre de spires " de polarisation.
N_a^*	
S_a	Surface de la fenêtre du noyau occupée par l'enroulement de charge.
S_f	Surface totale de la fenêtre du noyau.

S_{Fe}	section droite du noyau de fer.
S_c	surface de la fenêtre occupée par l'enroul ^t de contrôle.
S_F	" " " " de réaction
S_p	" " " " de polarisation
S_{cu}	section d' w conducteur d'enroulement
S_{cuA}	section du conducteur d'enroulement de charge
S_{cuF}	" " " " " de réaction
S_{cuC}	" " " " " de contrôle.
S_{cuP}	" " " " " de polarisation
T	période de de l'onde de la tension d'alimentation.
t	
τ	constante de temps.
U_a	tension d'alimentation instantanée.
U_{eff}	valeur efficace de U .
U_{moy}	valeur moyenne de U .
U_m	" maximum de U .
U_c	tension de commande.
U_s	tension de saturation
U_A	" de sortie
U_{e1}	valeur efficace supérieure de la tension d'alimentation.
U_{e2}	" " inférieure " " "
γ	rapport l_{cu}/l_{Fe}
η	rendement
$\lambda = \frac{R_a}{r_a}$	rapport de la résistance de charge à la résistance d'enroulement de charge.
ρ	résistivité propre du fil de cuivre.
$\Phi(t)$	flux magnétique instantané
Φ_m	flux maximum
Φ_s	flux de saturation.
Φ_0	flux initial.
α	angle d'amorçage (saturation)
φ	angle entre courant et tension
ω	pulsation de la tension de la source.

Sommaire

Introduction	1
Ch. I Généralités sur les circuits magnétiques	3
I 1. Définitions	3
I 2. Matériaux utilisés pour la fabrication de circuits magnétiques	9
I 3. Courbe d'aimantation et cycle d'hystérésis	9
I 4. Circuit magnétique à excitation alternative et continue	10
I 5. Inductance saturable simple.	12
I 6. Inductance saturable à enroulement de commande	13
Ch. II Amplificateur magnétique simple.	16
II 1. Montage	16
II 2. principe de fonctionnement	17
II 3. Equations	20
II 4. Puissance	24
II 5. Gains	26
Ch. III Amplificateur magn. à réaction externe	31
III 1. Montage	31
III 2. Analyse du fonctionnement	32
III 3. Caractéristique de commande	35
III 4. Détermination des gains	39

ch. IV	Amplificateur magnétique autosaturé	41
IV A-	Inductance saturable à un noyau avec réaction	41
IV B-	A.M. à réaction interne	42
IV 1	Analyse du fonctionnement.	42
IV 2	Caractéristique de commande	44
IV 3	Détermination des gains.	45
ch. V	Méthode de calcul d'un amplificateur magn.	49
V 1	Données de départ pour le calcul.	49
V 2	choix de forme géométrique des noyaux d'un A.M. fonctionnant dans un système série.	50
V 3	Caractéristique de Commande sans réaction	51
V 4	Choix des noyaux.	52
V 5	choix de forme géométrique des noyaux fonctionnant dans un système parallèle sans réaction.	56
V 6	Choix des matériaux magnétiques et de paramètres de base pour l'établissement d'un calcul d'un A.M.	58
V 7	Etablissement d'un calcul d'un A.M avec réaction	61
ch. VI	Réalisation et Essais	65
VI 1	Données de départ	65
VI 2	choix des enroulements.	66
VI 3	choix de la tension d'alimentation.	66
4	calcul de la section de la fenêtre occupée par les enroulements	67

VI 5	choix des enroulements de réaction et de polarisation	68
VI 6	Calcul des résistances des enroulements	69
VI 7	Essais et interprétation des résultats	73
	- Conclusion	87

Bibliographie

- [1] H.F. Storm - "Amplificateur magnétique"
DUNOD 1960.
- [2] W. A. Geyger - "Magnetic-amplifier circuit"
McGRAW-HILL 1957
- [3] J. Thurin - "Systèmes asservis"
EYROLLES 1971
- [4] Doc. T. Konopiński "Projektowanie dławików
Nasyconych i wzmacniaczy magnetycznych"
WARZAWA 1959
- [5] A. Guilbert "Circuit magnétiques à flux alternatif"
EYROLLES 1973.
- [6] B. Favez "Transducteurs magnétique"
technique de l'ingénieur.

INTRODUCTION

Par définition une amplification est un moyen ou procédé permettant la reproduction d'un signal donné en une intensité plus élevée tout en contrôlant l'alimentation d'une source d'énergie additionnelle. Il existe plusieurs méthodes satisfaisant cette description.

Le choix de la catégorie d'amplificateur, de sa structure et de sa conception est basé sur les exigences techniques du problème réel que nous voudrions résoudre.

Les différents types d'amplificateur peuvent être classés comme suit :

- 1 - amplificateurs possédant des parties mobiles :
 - a) amplificateurs dynamoélectriques tels que l'amplidyne, rototrol etc..
 - b) amplificateurs galvanométriques utilisant des bobines à induction variable
- 2 - amplificateurs ne possédant pas de parties mobiles :
 - a) amplificateurs électroniques à semi-conducteurs utilisant des transistors, thyristors et circuits intégrés.
 - b) amplificateurs magnétiques utilisant des noyaux à réactance saturable.

Cette dernière catégorie est l'objet de notre étude.

L'amplificateur magnétique utilisant des inductances

saturables est un appareil qui, par les variations d'un faible courant continu produisant une magnétisation indépendante dans un circuit dit de Contrôle, permet de faire débiter de grandes variations de puissance dans un récepteur intercalé dans un circuit dit de sortie ou contrôlé.

Du point de vue application, l'amplificateur magnétique appartient à la famille des régulateurs électriques. Ses performances dépendent de la qualité de ses noyaux. L'amélioration considérable des matériaux magnétiques tels ceux à courbe d'Hystérésis étroite et rectangulaire, ensuite le progrès fait dans le domaine des redresseurs ont permis de lui conférer de meilleures performances qui permirent son application dans des domaines à conditions ambiantes rigoureuses.

L'amplificateur magnétique, bien que d'apparence extérieure très simple est d'un fonctionnement interne extrêmement complexe. En effet la nature non linéaire de ces amplificateurs pose de nombreuses difficultés qu'on ne rencontre pas en général dans d'autres domaines, par exemple dans le cas de l'appareillage électrique. La puissance des transducteurs s'échelonne depuis quelques watts jusqu'à des centaines de Kwatts. Ils sont appréciables en raison de leurs qualités suivantes :

- | | |
|-------------------------|-----------------------------------|
| 1° - grande robustesse. | 2° - pas d'organes mobiles |
| 3° - grand rendement | 4° - entretien négligeable etc... |

En revanche leur constante de temps relativement élevée ne permet pas leur application en hautes fréquences.

I - Généralités sur les circuits magnétiques

Soit un circuit magnétique de longueur moyenne l autour duquel est enroulé un bobinage régulier de N spires et dans lequel circule un courant variable i ; d'après le sens du courant dans ce bobinage il se crée à l'intérieur du noyau magnétique un flux Φ (lignes de forces) qui aura un sens déterminé par la règle de la main droite.

Le flux Φ créé est limité seulement par la réluctance R du matériau magnétique.

théorème d'Ampère $\oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = \sum_{k=1}^n N_k i_k = \text{f.m.m}$

lorsque le noyau est homogène, \vec{H} est le même partout, alors on a $H \cdot l = \sum_{k=1}^n N_k i_k$

si on a un seul enroulement sur le circuit magnétique la relation devient $H \cdot l = N \cdot i$ (I-1)

champ magnétique

En un point quelconque du circuit magnétique, le champ H est la force magnétomotrice f.m.m. par unité de longueur

Densité de Flux B

si l'on connaît le flux Φ , la densité de flux B traversant une section S_{Fe} du noyau est donnée par

$$B = \frac{\Phi}{S_{Fe}} \quad \begin{aligned} [B] &= T \\ [\Phi] &= \text{wb} \\ [S_{Fe}] &= \text{m}^2 \end{aligned}$$

Perméabilité d'un matériau magnétique

On dit qu'un matériau est perméable au flux pour caractériser la facilité avec laquelle il se laisse traverser par les lignes de force.

$$\begin{aligned} \text{perméabilité relative} &= \frac{\text{nombre total de lignes de force ds matériau}}{\text{nombre total de lignes de force ds l'air (vide)}} \\ &= \frac{\text{flux dans le matériau}}{\text{flux dans l'air.}} \end{aligned}$$

$$\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0}$$

Réactance d'un circuit magnétique R

$$R = \oint \frac{dl}{\mu S_{Fe}}, \text{ si } S_{Fe} \text{ est conste} \quad R = \frac{l_{Fe}}{\mu \cdot S_{Fe}}$$

la perméance est l'inverse de la réactance $\mathcal{P} = \frac{1}{R}$

f.e.m induite et inductance propre.

Lorsque dans un circuit le courant varie, le flux magnétique traversant la bobine change et une f.e.m est induite à ses bornes en s'opposant

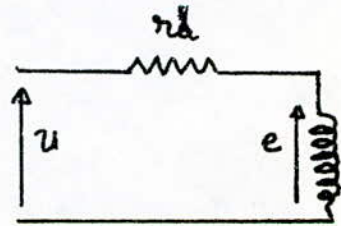


Fig. (I.1)

à la tension de la source. Le facteur de proportionnalité entre la f.e.m. induite et la vitesse de variation du courant s'appelle inductance propre ou auto-inductance.

$$e = N \frac{d\Phi}{dt} \approx N \frac{\Delta\Phi}{\Delta t}$$

$$e = N \frac{d\Phi}{dt} = \frac{\mu N^2 S_{Fe}}{l_{Fe}} \frac{di}{dt} = L \frac{di}{dt}$$

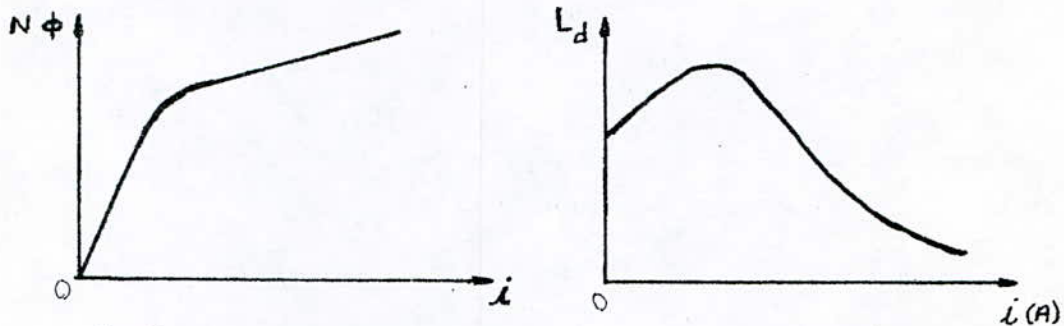
$$L = \frac{\mu N^2 S_{Fe}}{l_{Fe}} ; \quad [L] = H \quad (I-2)$$

Inductance dynamique

Dans le cas d'une bobine à noyau de fer, l'inductance n'est pas constante. Le flux n'est plus directement proportionnel au courant, on définit alors l'inductance dynamique :

$$L_d = N \frac{d\Phi}{di}$$

elle est égale à la pente de la courbe $N\Phi(i)$ en chaque point



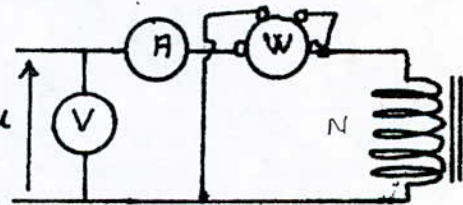
a) Flux en fonction du courant

Fig(I.2)

Inductance dynamique

Courant magnétisant réel à vide

à l'enroulement est appliquée la tension alternative sinus-oidale $e(t) = U_m \cos \omega t$



Fig(I-3)

la loi régissant le circuit est

$$u(t) = r_a i + N \frac{d\Phi}{dt}$$

(I-3)

négligeons d'abord r_a et le flux de fuite.

$$\Phi = \frac{1}{N} \int u(t) dt = \frac{1}{N} U_m \cos \omega t dt = \frac{U_m}{N\omega} \sin \omega t$$

$$\Phi = \Phi_m \sin \omega t \quad \text{le flux est sinusoïdal}$$

$$u(t) \approx e(t) = N \frac{d\Phi}{dt} = N\omega \Phi_m \cos \omega t = E_m \cos \omega t$$

$$E_m = E \sqrt{2} = N\omega \Phi_m$$

$$N\omega B_m S = 2\pi f N S_{Fe} B_m$$

$$E = \pi \sqrt{2} N f S_{Fe} B_m$$

Formule dite de Boucherot
(I-4)

Il est essentiel de remarquer que la tension sinusoïdale appliquée à l'enroulement impose non seulement la valeur maximum du flux ou de l'induction, mais aussi sa loi de variation sinusoïdale en fonction du temps

$$\Phi = \Phi_m \sin \omega t \quad b(t) = B_m \sin \omega t$$

Détermination graphique du courant résultant.

Nous le déterminerons à partir de la caractéristique magnétique du circuit puisqu'on a la f.m.m à chaque instant Ni

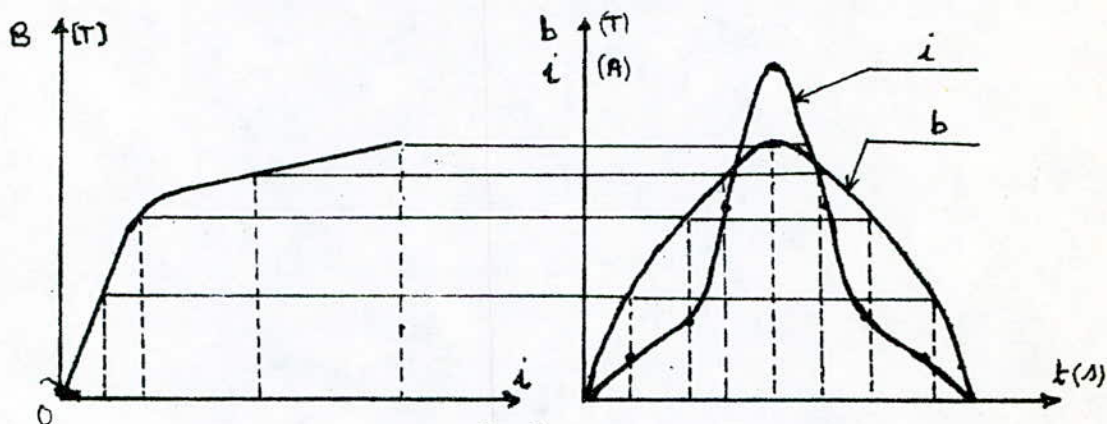


Fig (I. 4)

Donnons-nous un instant t , l'induction a la valeur b ; nous trouvons en abscisse sur la courbe de gauche, la valeur du courant i correspondant. En la reportant en ordonnée, nous construisons ainsi par points la courbe $i = f(t)$.

On remarque que, sur la courbe déduite, le courant n'est pas sinusoïdal. Mais la courbe a les symétries suivantes:

$$f(t) = -f(-t) \quad \text{quand l'origine est au pt d'ordonnée nulle.}$$

$$f(t) = f(-t) \quad \text{quand l'origine est au point d'ordonnée maximum.}$$

La courbe du courant résultant contient des harmoniques impaires dont l'amplitude est d'autant plus grande que la saturation est

plus élevée. En décomposant le courant $i = f(t)$ en série de fourier on a :

$$i(t) = I_m \sin(\omega t + \theta) + I_3 \sin 3(\omega t + \theta) + I_5 \sin 5(\omega t + \theta) + \dots$$

$$= \sum_{k=0}^n I_{2k+1} \sin(2k+1)(\omega t + \theta)$$

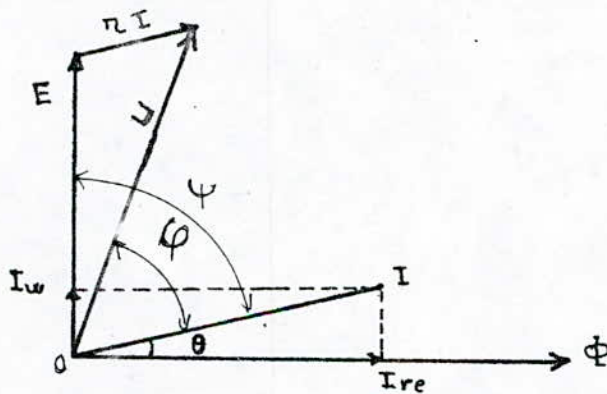
Courant sinusoïdal équivalent au courant réel absorbé à vide : Le courant équivalent est lu sur l'ampèremètre. il a la même valeur efficace que le courant réel.

$$I_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt} \quad (\text{I-5})$$

Son déphasage φ résulte de la puissance active réelle absorbée et de la puissance apparente UI lue sur les appareils :

$$P = UI \cos \varphi \quad \cos \varphi = \frac{P}{UI} \quad \text{qui définit sa phase.}$$

représentons le courant I par ses deux composantes :



$$I^2 = I_w^2 + I_{re}^2$$

Fig (I.5)

Le courant I est en avance de l'angle θ que l'on désigne par angle d'avance hystérétique. I_{re} est une composante purement réactive qui correspond uniquement à la production du flux et qui est en phase avec lui. I_w est la composante du courant qui correspond aux pertes par hystérésis et par courant de Foucault. c'est à dire $UI_w = \text{pertes Foucault} + \text{Hystérésis} = \text{pertes fer.}$

$P_M = U I_{re}$ est la puissance magnétisante absorbée par le circuit magnétique. Pour les circuits magnétique à flux alternatifs on préfère employer des caractéristiques établies en fonction de la puissance magnétisante.

la f.e.m. étant égale à $E = \frac{N \cdot \omega \cdot \Phi_m}{\sqrt{2}}$

la puissance magnétisante s'écrit :

$$P_M = U I_{re} \approx E \cdot I_{re} = \frac{\omega \Phi_m}{\sqrt{2}} N I_{re} \quad (\text{VAR})$$

C'est à dire que P_M est le produit de la f.c.e.m développée dans une spire par le nombre $N I_{re}$ d'ampere-tours magnétisants efficaces.

$$\Phi_m = B_m \cdot S_{Fe}$$

$$V = S_{Fe} \cdot l_{Fe} \quad \text{volume du tore}$$

en remplaçant dans l'expression de P_M on aura :

$$P_M = V \cdot \frac{N \omega B_m I_{re}}{l_{Fe} \sqrt{2}} = p_m V \quad (\text{VAR}) \quad (\text{I-6})$$

$p_m = \frac{N}{l_{Fe}} \frac{\omega B_m}{\sqrt{2}} I_{re}$ est la puissance magnétisante par unité de volume pour une fréquence donnée.

en possession de la puissance magnétisante P_M , le courant magnétisant sera : $I_{re} = \frac{P_M}{U}$ donc I_{re} est obtenu sans avoir à calculer les AT $N I_{re}$ absorbés.

Calcul de la composante active :

Il suffit de multiplier le nombre de Watts p_f dissipés par unité de volume pour l'induction B_m , par le volume V du tore pour avoir les pertes totales dans le fer :

$$P_f = V \cdot p_f \quad P_f = U I_{\omega} \quad I_{\omega} = \frac{P_f}{U} \quad (\text{I-7})$$

pour ce calcul on se sert des courbes donnant les pertes en W/kg .

II. Matériaux utilisés Pour la fabrication de circuits magnétiques

Les matériaux les plus convenables pour les circuits magnétiques sont ceux qui ont une perméabilité relative plus élevée; C'est à dire les matériaux ayant une caractéristique magnétique permettant d'obtenir, avec le plus faible champ H (courant i), une induction B la plus élevée, comme on le remarque dans la formule

$$B = \mu_0 \mu_r H.$$

Pour les noyaux d'amplificateurs magnétiques on préfère des matériaux à propriétés spéciales accentuées telles que cycle d'Hystérésis rectangulaire et étroit.

parmi ces matériaux on a :

- Aciers au Ciliicum à grains orientés
- Permalloy , supermalloy
- Mumetal , orthonol , Imphysil etc ...

III. Courbe d'aimantation et cycle d'Hystérésis

Courbe de première aimantation; voir figure (I.9)

C'est la 1^{ère} courbe reliant l'induction magnétique au champ magnétisant. $B = \mu_0 \mu_r H = \mu_0 \mu_r \frac{N i}{l}$

Sa tangente à l'origine définit la perméabilité initiale, alors que sa tangente issue de l'origine au coude de saturation définit la perméabilité maximale. μ_{max}

Cycle d'Hystérésis

Selon que le champ magnétique magnétisant instantané $h(t)$ varie lentement (cas d'un champ continu) ou rapidement (champ alternatif), quand ce champ varie de $+H_m$ à $-H_m$ puis à $+H_m$, les courbes d'aimantation et de désaimantation forment un cycle d'hystérésis statique (figure I.9) ou un cycle dynamique (figure I.10)

II- Circuit magnétique à une excitation alternative et continue.

$$u(t) = U_m \cos \omega t \approx e(t) = N_a \frac{d\Phi}{dt}$$

$$\Phi = \frac{1}{N_a} \int U_m \cos \omega t dt$$

$$= -\frac{U_m}{N_a \omega} \sin \omega t + \Phi_c$$

Φ_c flux imposé extérieurement par un courant continu I_c

d'équation de la f.c.e.m. développée dans l'enroulement alternatif :

$$e = \frac{N_a d\Phi}{dt} = N_a \frac{d(L \cdot i)}{dt} = N_a L \frac{di}{dt} + N_a i \frac{dL}{dt}$$

Cette expression ne conduit pas à une inductance calculable.

$$\text{d'autre part } e = N_a \frac{d\Phi}{dt} = N_a \frac{d\Phi}{di} \cdot \frac{di}{dt}$$

$$\text{tg } \alpha = \frac{d\Phi}{di} = L_d$$

dans la zone de saturation L_d peut être considérée constante.

Soit α l'angle que fait la partie rectiligne de la caractéristique avec l'horizontal, β angle que fait la tangente en un point quelconque M avec l'horizontal.

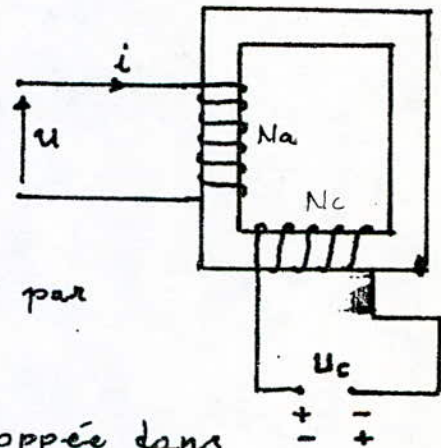
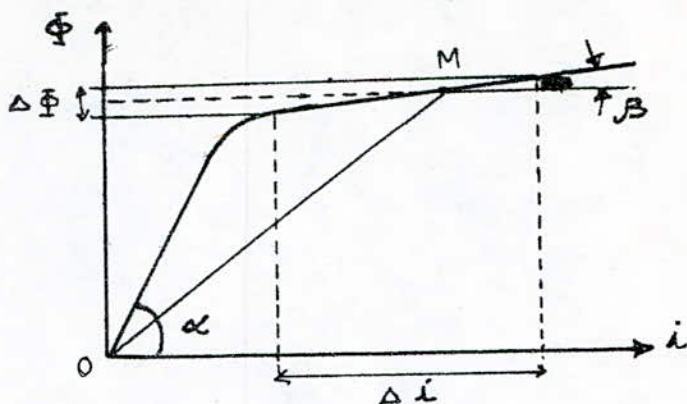


Fig (I.6)

L_0 est proportionnel à $\operatorname{tg} \alpha$; L_d est proportionnel à $\operatorname{tg} \beta$

$$L_d = L_0 \cdot \frac{\operatorname{tg} \beta}{\operatorname{tg} \alpha} \leq L_0 \quad \text{car } \operatorname{tg} \beta < \operatorname{tg} \alpha$$



Conclusions:

Fig (I.7)

- 1 $L_d \leq L_0$
- 2 L'angle est fonction du courant continu I_c , c'est un moyen de faire varier l'inductance L_d par la seule variation du courant I_c . C'est sur ce principe que sont basés les reactances à perméabilité variable et plus spécialement l'amplificateur magnétique.
- 3 Le circuit continu constitue vis à vis l'enroulement alternatif le secondaire d'un transformateur dans lequel s'induit une f.e.m. alternative. En effet on utilise au moins 2 noyaux bobinés de sorte qu'à tout instant la somme des f.e.m. alternatives induites dans l'enroulement continu sera nulle; ce qui élimine toute composante alternative dans ce circuit de commande.

I5. Inductance saturable

Inductance saturable simple.

Pour simplifier la théorie on négligera les pertes dans le fer et on idéaliserà la courbe d'aimantation de la figure (I.9) en l'assimilant à celle de la figure (I.8)

1^{er} cas $B_s = \mu H_s$

Si $-H_s \leq H \leq H_s$ on a $B = \mu H$

$H \leq -H_s$ on a $B = -B_s$

$H \geq H_s$ on a $B = B_s$

Selon l'amplitude de la tension alternative $u(t)$ plusieurs cas peuvent se présenter :

$-H_s \leq H \leq H_s$, on a $i < i_s = \frac{H_s \cdot l_{Fe}}{N_a}$ et $B \leq B_s$

dans ce cas on a un régime linéaire.

Soient R_a et $L = \frac{N_a^2 \mu S}{l_{Fe}}$ la résistance totale du circuit et l'inductance propre de l'enroulement, la tension $u(t)$ est sinu-

-oïdale alors $I_{eff} = \frac{U_{eff}}{\sqrt{R_a^2 + L^2 \omega^2}}$ (I.8)

-ce courant est déphasé par rapport à la tension de l'angle

$$\varphi = \arctg \frac{L\omega}{R_a}$$

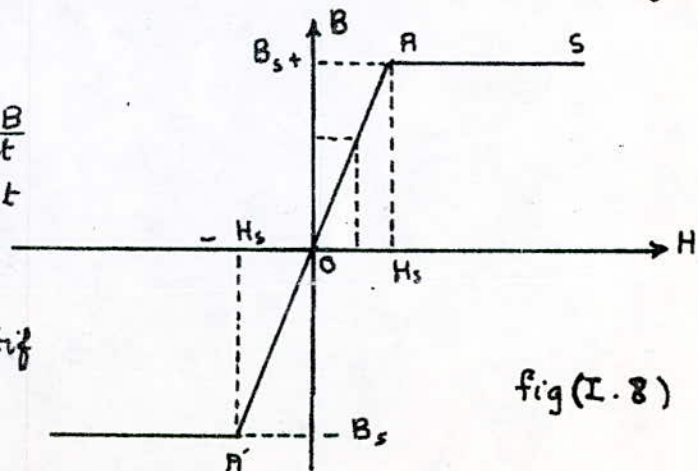
on a $u(t) = i + N_a S \frac{dB}{dt}$

d'où $B = \frac{1}{N_a S} \int_{t_0}^t (u - h a i) dt$

t_0 est l'instant où i

s'annule. le point figuratif

est en O . (origine)



à l'instant $t > t_0$ le point figuratif est en M et le segment de droite $(u - Ra \cdot i)$ représente la f.c.e.m $\frac{NS_{Fe}}{a} \frac{dB}{dt}$.

à l'instant $t = t_1$ on a $i = i_s$, l'aire comprise entre la courbe de tension et la courbe $Ra \cdot i$ est maximale, le point figuratif est en A.

À l'instant $t = t_2$ on est de nouveau au point O, à l'instant t_3 le point figuratif passe en A'.

Dans l'hypothèse que le courant est déphasé de $\frac{\pi}{2}$ par rapport à la f.c.e.m ($e = L \frac{di}{dt}$) on aura :

$$U_m^2 = I_m^2 + (NS_{Fe} B_s \omega)^2$$

$$I_{max} = I_s = \frac{H_s l_{Fe}}{N_a} = \frac{B_s \cdot l_{Fe}}{\mu \cdot N_a} \quad (I.9)$$

On en déduit

$$2 U_{ef}^2 = B_s^2 N_a^2 S_{Fe}^2 \omega^2 \left[1 + \frac{Ra l_{Fe}^2}{N^4 S_{Fe}^2 \mu^2 \omega^2} \right]$$

$$\text{Comme } Ra l_{Fe}^2 \ll N^4 S_{Fe}^2 \mu^2 \omega^2$$

$$\text{on a pratiquement } B_s = \frac{\sqrt{2} U_{ef}}{N_a S_{Fe} \omega}$$

2^e cas $H \geq H_s$ réalisable si $U_{eff} > \frac{NS_{Fe} \omega B_s}{\sqrt{2}}$

à l'instant t_0 le point figuratif est en O. Il est en A à l'instant t_1 ; il se déplace ensuite sur AS et revient en A à l'instant t_2 . Il repasse en O à l'instant t_3 et en A' à l'instant t_4 .

I6. Inductance saturable à enroulement de commande

Dans ce cas on se reporte à la fig. (I.6). on suppose que la f.e.m alternative induite dans l'enroulement de commande est nulle. Le champ total créé dans le noyau est :

$$H = \frac{N_a i_a}{l_{Fe}} + \frac{N_c I_c}{l_{Fe}} \quad (\text{I. 10})$$

Selon que le champ $\frac{N_c I_c}{l_{Fe}}$ de l'enroulement de commande s'ajoute ou se retranche du celui de l'enroulement alternatif l'apparition de la saturation est avancée ou retardée.

Considérons le fonctionnement représenté sur la fig (I. 8)

à $t = t_0$, $i = 0$, le point figuratif est en C, le champ et-
-ant $H_c = \frac{N_c I_c}{l_{Fe}}$. Supposons que C est entre A et A'; la satur-

-ation est atteinte lorsque $\frac{N_a i_a}{l_{Fe}} + \frac{N_c I_c}{l_{Fe}} = H_s$ ou encore

$$i_a = \frac{l_{Fe}}{N_a} (H_s - H_c)$$

pour l'enroulement de travail on a $u(t) = R_a i + N_a S_F \frac{dB}{dt}$

et par suite $\Delta B = B - B_c = \frac{1}{N_a S_F} \int_{t_0}^t (u - R_a i) dt$.

à l'instant t_1 pour lequel la saturation est atteinte on a :

$$B_s - B_c = \frac{1}{N_a S_F} \int_{t_0}^{t_1} (u - R_a i) dt \quad (\text{I. 11})$$

Quand le point figuratif est sur AS [$i > \frac{l_{Fe}}{N} (H_s - H_c)$]

l'inductance reste saturée jusqu'au moment t_2 . Le courant

dans le circuit de travail est $i_a = \frac{u}{R_a}$

Pour l'alternance négative le processus est similaire, la satur-

ation intervient si $i \leq \frac{l_{Fe}}{N} (-H_s - H_c)$ condition qui ne

se réalise pas.

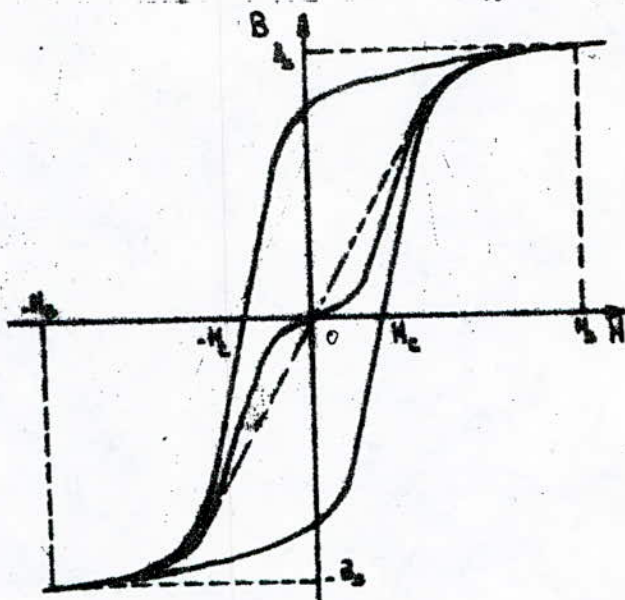
Si I_c est grand tel qu'on ait la saturation même à $t = 0$, le point figuratif se trouve sur AS; pendant l'alternance > 0 l'inductan-

-ce est constamment saturée, $i_a = \frac{u}{R_a}$.

pendant l'alternance négative le point figuratif peut revenir sur la droite AA' : $N_a I_a + N_c I_c < H_c l_{Fe}$

$$\frac{U}{R_a} < \frac{H_c l_{Fe}}{N_a} - \frac{N_c I_c}{N_a}$$

On a pratiquement $N I + N_c I_c \neq 0$ et $I \neq -\frac{N_c I_c}{N_a}$.



Fig(I.9) - Cycle d'Hysteresis Statique.

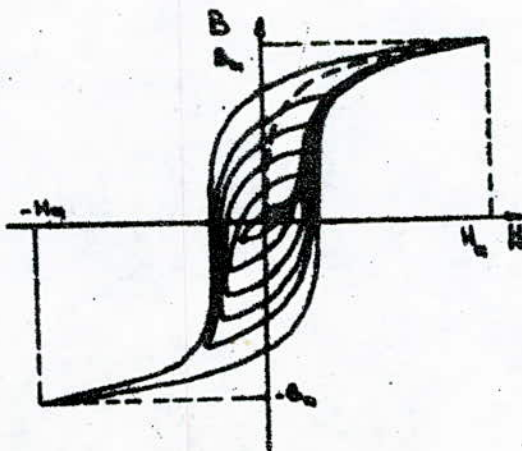


Fig (X) Cycle d'Hysteresis pour différentes valeurs de Tension d'alimentation.

III Amplificateur Magnétique

Simple

Le circuit fondamental d'un A.M. comprend deux transformateurs monophasés A et B. Le mode de fonctionnement de ces deux transfo. quand ils sont branchés de manière à former un circuit d'une I.S. s'écarte de celui des transfo. normaux dans la mesure où l'on maintient la saturation pendant une partie d'une période de la tension d'alimentation.

III.1. Montage Le montage d'un A.M. comprend deux I.S. identiques sur lesquels sont montés deux circuits électriques principaux:

Circuit de puissance ou de travail constitué de deux enroulements ayant N_a spires qui peuvent être branchés série ou en parallèle. Ce circuit est alimenté par une tension alternative sinusoïdale $u(t) = U_m \sin \omega t$. Une charge de résistance active R_a est intercalée en série avec les enroulements.

Circuit de commande ou de contrôle, alimenté par une source de tension continue. Le sens de branchement des enroulement de N_c spires est tel que pour les courants

i_a, i_c positifs les ampéretours continus et alternatifs s'ajoutent sur le noyau A et se retranchent sur le noyau B.

$$F_A = AT_A = N_a i_a + N_c i_c \quad (\text{II. 1})$$

$$F_B = AT_B = N_a i_a - N_c i_c \quad (\text{II. 2})$$

II2. Principe de fonctionnement.

Hypothèses:

- Nous ferons l'étude du A.M. en se basant que un cycle d'hystérésis sous forme d'un parallélogramme ou que les noyaux dont nous disposons ne sont pas faits d'un matériau performant.

- la f.m.m. de saturation F_s est faible.

II21. Alimentation du circuit de travail, circuit de commande étant ouvert.

Initialement les flux dans les deux noyaux sont nuls, le point représentatif est en O. L'application de $u(t)$ fait circuler un courant i_a qui a pour effet de croître les flux Φ_A et Φ_B avec la même vitesse.

D'après la loi de Lenz, une f.c.e.m. prend naissance dans chaque enroulement de travail. En négligeant les chutes ohmiques $R_a i_a$ on a : $e_A \approx e_B \approx \frac{1}{2} u(t)$.

La saturation des noyaux sera atteinte à l'instant $t_s < \frac{T}{2}$ pour lesquels le point représentatif est A sur le cycle. Le courant est alors égal à i_s .

1. $t_1 < t < \frac{T}{2}$ $\Phi_A = \Phi_B = \text{constante} \Rightarrow e_A = e_B = 0$

le courant dans le circuit de charge $i = \frac{u(t)}{R_a}$

le point représentatif est sur AS.

pour $t = \frac{T}{2}$ le courant s'annule $i = 0$ car $u(\frac{T}{2}) = 0$

pour $\frac{T}{2} < t \leq \frac{3T}{2}$: $|u(t)|$ croit, de même $|e|$, les flux dominent donc le courant circulant est négligeable. Le

point représentatif est sur QA'.

pour $t = \frac{3T}{2}$ $\Phi_A = \Phi_B = 0$, $|u(t)|$ est maximum

de même $|e_A|$ et $|e_B|$ donc le courant $i = 0$

pour $\frac{3T}{2} < t < T$ les flux sont négatifs mais croient en

valeur absolue, $|u(t)|$, $|e_A|$ et $|e_B|$ diminuent, i augmente.

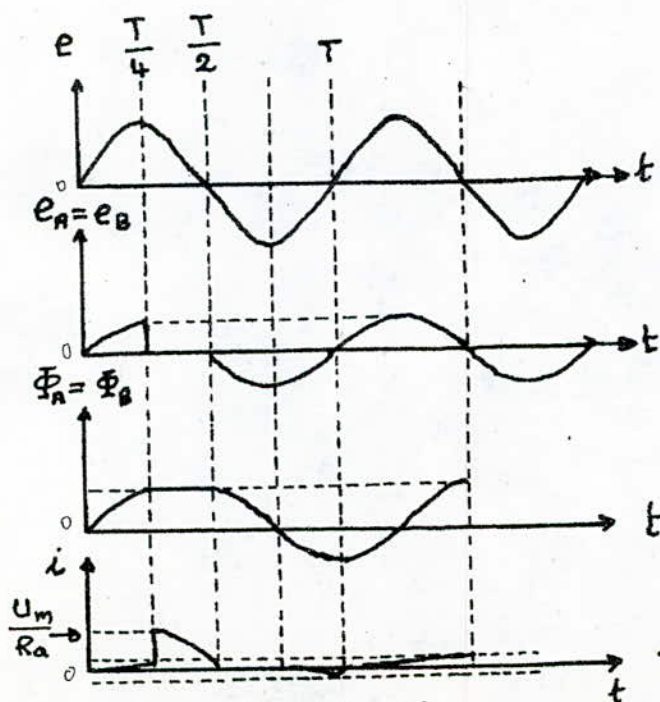


Fig (II. 2)
Regime d'un A.M. série
sans tension de commande

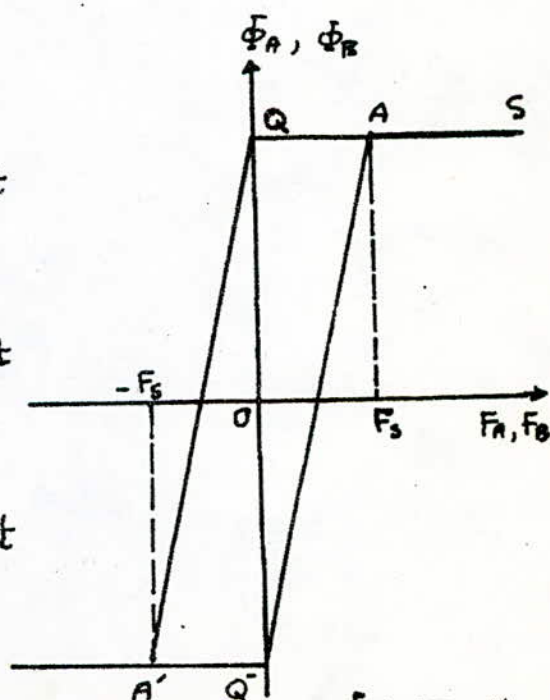


Fig (II. 1)
cycle d'hystérésis
parallélogramme

II.2.2. Alimentation du circuit de travail et du circuit de commande

À la suite d'un régime établi sans tension de commande, on applique brusquement la tension U_c au début d'une alternance positive de la tension u , le point représentatif sur le cycle est en Q' . Les équations régissant le système sont :

- circuit de travail :
$$u = N_a \frac{d\Phi}{dt} + N_a \frac{d\Phi_B}{dt} + R_a i \quad (\text{II.3})$$

- circuit de commande :
$$U_c = N_c \frac{d\phi}{dt} - N_c \frac{d\Phi_B}{dt} + R_c i_c \quad (\text{II.4})$$

- noyaux magnétiques :
$$AT_A = N_a i_a + N_c i_c = F_A$$

$$AT_B = N_a i_a - N_c i_c = F_B$$

La tension d'alimentation $u(t)$ fait circuler un courant magnétisant dans les enroulements des deux I.S. Orue que la f.m.m. de saturation est faible on peut négliger les chutes de tension $R_a i_a$ et $R_c i_c$ devant les f.e.m. induites.

lorsque on a $0 < t < t_1$, $F_A < F_s$; $i < i_s$

$$F_B < F_s$$
 ; $i < i_s$

les vitesses de variations des flux sont :

$$\frac{d\Phi_A}{dt} = \frac{1}{2} \left[\frac{u}{N_a} + \frac{U_c}{N_c} \right]$$

$$\frac{d\Phi_B}{dt} = \frac{1}{2} \left[\frac{u}{N_a} - \frac{U_c}{N_c} \right]$$

La vitesse d'accroissement du flux Φ_A est plus grande que celle du même flux obtenue en l'absence de tension U_c , et ce d'autant plus que U_c est elle-même plus élevée.

Le flux Φ_A atteint la saturation Φ_s au temps t_1 , alors que le flux Φ_B reste inférieur à Φ_s .

La variation maximale possible du flux dans une I.S. est

$$\Delta \Phi = \frac{1}{N} \int_0^{T/2} u(t) dt = \frac{1}{N_a} \frac{T}{2} u_{as} = 2 \Phi_s \quad (\text{II.5})$$

$$\text{avec } u_{as} = \frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} |u(t)| dt.$$

Dans le circuit de commande les f.e.m. alternatives induites sont dues aux flux variables dans les enroulements A et B.

Avec les hypothèses précédentes on a :

$$N_c \frac{d\Phi_A}{dt} - N_c \frac{d\Phi_B}{dt} = 0 \quad \text{d'où} \quad \frac{d\Phi_A}{dt} = \frac{d\Phi_B}{dt} \quad (\text{II.6})$$

Le flux Φ_A augmente jusqu'à la valeur de saturation Φ_{As} à l'instant $t_1 = \frac{\alpha}{\omega}$ α étant l'angle d'amorçage.

pendant l'intervalle $\frac{\alpha}{\omega} < t < \pi$ la f.e.m. e_A s'annule, le courant de charge n'est limité que par la résistance R

Le noyau B se comporte comme un transformateur dont le primaire est l'enroulement de charge et le secondaire est celui de la commande.

Pendant la période $\frac{\pi}{\omega} < t < \frac{2\pi}{\omega}$, la tension $u(t)$ change de signe, par conséquent les mêmes phénomènes se reproduisent. La figure (II.5) montre le fonctionnement.

II.3. Equations.

II.3.1. - Equation du circuit de travail :

$$u(t) - N \frac{d\Phi_A}{dt} - N_a \frac{d\Phi_B}{dt} - R_a i = 0$$

pendant l'intervalle d'excitation on a sensiblement

$$\frac{d\Phi_A}{dt} \approx \frac{d\Phi_B}{dt} \quad \text{d'où} \quad u(t) - 2 \frac{d\Phi_A}{dt} N_a \approx 0 \quad (\text{II.7})$$

Pas de la saturation $\frac{d\phi_A}{dt} = \frac{d\phi_B}{dt} = 0$ alors on a
 $u(t) - R_a i = 0$

II 32. - Equation du circuit de commande

$$u_c - N_c \frac{d\phi_A}{dt} + N_c \frac{d\phi_B}{dt} - R_c i_c = 0$$

Parmi les quatre termes seuls u_c et i_c ont des composantes continues. Si on désigne par I_c la valeur moyenne du courant i_c alors $u_c = R_c I_c$. La composante alternative du courant de commande ($i_c - I_c$) donne lieu à une chute de tension $R_c (i_c - I_c)$.

II 33. - Relation entre l'angle de saturation et la tension de sortie.

$$u(t) = U_m \sin \omega t$$

sa valeur moyenne est $U_{moy} = \frac{2}{\pi} U_m$ (II. 8)

pendant l'intervalle de saturation $u(t)$ est appliquée totalement

aux bornes de la résistance de sortie : $i_a = \frac{u(t)}{R_{at}} = \frac{u_s}{R_{at}}$

La valeur moyenne de la tension de sortie est :

$$U_{smoy} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} u(t) dt = U_{moy} \cdot \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (\text{II. 9})$$

la valeur moyenne du courant traversant la charge :

$$I_{moy} = \frac{U_{smoy}}{R_{at}} = \frac{U_{moy}}{R_{at}} \cdot \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (\text{II. 9}')$$

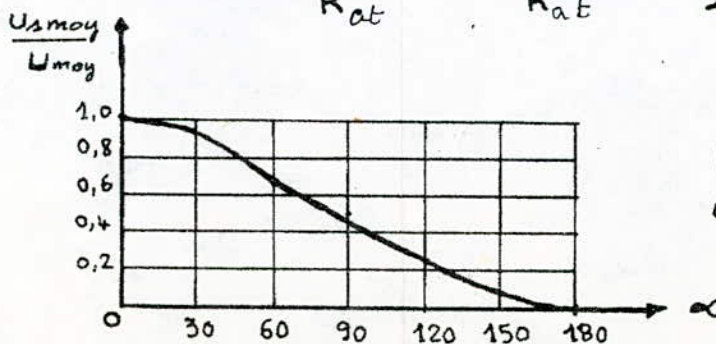


Fig (II. 3)
 tension réduite
 en fonction de
 l'angle de saturation

II.34. Equation des flux circulant dans les I.S.

La variation du flux dans un noyau

$$\begin{aligned}\Delta \Phi &= \int_{\Phi_1}^{\Phi_2} d\Phi = \int_0^t u(t) dt \\ &= \frac{1}{2} \int_0^{wt} \frac{U_m}{N_a} \frac{\sin wt}{\omega} d(\omega t) = \frac{1}{4f} \frac{U_{moy}}{N_a} \frac{1 - \cos wt}{2}\end{aligned}$$

pour $wt = \alpha$ $\Delta \Phi = \frac{1}{4f} \frac{U_{moy}}{N_a} \frac{1 - \cos \alpha}{2}$ (II.10)

S'il n'y avait pas de saturation ($\alpha = \pi$) le flux Φ augmenterait

de façon à ce qu'on ait $\Delta \Phi = \frac{1}{4f} \frac{U_{moy}}{N_a} = 2 \Phi_m$

d'où : $\Phi_m = \frac{1}{8f} \frac{U_{moy}}{N_a}$ (II.11)

Φ_m est l'amplitude de du flux

Pendant l'intervalle de non saturation, les flux sont

$$\Phi_A = -\Phi_0 + \Phi_m (1 - \cos wt) \quad (\text{II.12})$$

$$\Phi_B = -\Phi_s + \Phi_m (1 - \cos wt) \quad (\text{II.13})$$

où le flux Φ_0 est celui déjà atteint à $wt = 0$.

On en déduit qu'à tout instant $\Delta \Phi = \Phi_A - \Phi_B = \Phi_s - \Phi_0 = \text{cste}$.

Le flux Φ_s peut être exprimé en fonction de la tension de saturation U_s qui est définie comme étant la tension d'alimentation moyenne la plus élevée qu'on puisse appliquer à un enroulement de charge de l'I.S. sans provoquer la saturation et qu'aucun courant ne circule dans l'enroulement de commande.

$$\Phi_s = \frac{1}{4f} \frac{U_s^*}{N_a} = \frac{1}{4f} \frac{1}{2} \frac{U_s^*}{N_a^*} \quad (\text{II.14})$$

calculons Φ_0 : $\Delta \Phi = \Phi_A - \Phi_B = \Phi_s - \Phi_0 = \text{cste}$ (II.15)

$$\Phi_0 = \Phi_s - \Delta \Phi$$

$$\Phi_0 = \frac{1}{4f} \frac{1}{N_a^*} \left[\frac{U_s^*}{2} - U_{moy} \frac{1 - \cos \alpha}{2} \right] \quad (\text{II.16})$$

En remplaçant dans les formules (II.12), (II.13) Φ_0 , Φ_m et Φ_s par leurs expressions on obtient :

$$\Phi_A = \frac{1}{4f} \frac{1}{N_a^*} \left[-\frac{U_s^*}{2} + \frac{U_{moy}}{2} \frac{(1 - \cos \alpha)(3 - \cos \omega t)}{2} \right] \quad (\text{II.17})$$

$$\Phi_B = \frac{1}{4f} \frac{1}{N_a^*} \left[-\frac{U_s^*}{2} + \frac{U_{moy}}{2} \frac{(1 - \cos \alpha)(1 - \cos \omega t)}{2} \right] \quad (\text{II.18})$$

$$\Phi_A - \Phi_B = \frac{1}{4f} \frac{1}{N_a^*} U_{moy} \frac{1 - \cos \alpha}{2} \quad (\text{II.19})$$

$$\Phi_A + \Phi_B = \frac{1}{4f} \frac{1}{N_a^*} \left[-U_s^* + 2 U_{moy}(1 - \cos \alpha) \right] \quad (\text{II.20})$$

Les relations, entre les flux et les tensions, établies sont valables aux I.S. branchés en série et en parallèle.

Les courbes représentant les phénomènes en fonction du temps sont représentés sur la figure (II-5)

II.35. Loi d'égalité des ampères-tours.

Durant la 1^{ère} intervalle de saturation $\alpha < \omega t < \pi$

$$h_A = \frac{1}{l} [N_c i_c + N_a i_a] \quad \text{dans noyau A.}$$

$$h_B = \frac{1}{l} [-N_c i_c + N_a i_a] \quad \text{dans noyau B.}$$

$$h_B \text{ est faible} \Rightarrow N_a i_a - N_c i_c \approx 0 \text{ d'où } N_a i_a = N_c i_c$$

pendant la 2^e période de saturation, le noyau B est saturé.

$$h_A = \frac{1}{l} [N_c i_c - N_a i_a]$$

$$h_B = \frac{1}{l} [-N_c i_c - N_a i_a]$$

le champ dans le noyau est faible : $h_A \approx 0$

$$N_c i_c - N_a i_a \approx 0 \Rightarrow N_c i_c \approx N_a i_a$$

Soit I_{moy} la valeur moyenne du courant redressé-circulant dans la charge, qu'on peut mesurer avec un appareil de

mesure à cadre mobile après redressement du courant :

$$I_{\text{moy}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i \, dt.$$

et soit I_c la valeur moyenne du courant de commande ;
par intégration de l'équation des AT instantanées on

aura :

$$N_c I_c = N_a I_a$$

$$I_a = \frac{N_c I_c}{N_a} = \frac{N_c}{N_a} \frac{U_c}{R_c} \quad (\text{II.21})$$

II.36-Relation entre l'angle d'amorçage et tension de commande

Le courant maximum dans la charge est : $I_{\text{moy}_{\text{max}}} = \frac{U_{\text{moy}}}{R_a}$
la tension de sortie : $U_{\text{s moy}} = R_a I_{\text{moy}}$ (II.21)

en tenant compte des relations (II.9); (II.21) on obtient :

$$I_{\text{moy}} = \frac{U_{\text{moy}}}{R_a} \cdot \frac{1 + \cos \alpha}{2}$$

d'où $U_{\text{s moy}} = \frac{R}{R_a} U_{\text{moy}} \cdot \frac{1 + \cos \alpha}{2}$ (II.22)

d'autre part on a I_{moy} selon la relation (II.21)

en faisant la comparaison entre les relations ci-dessus on tire :

$$\cos \alpha = \frac{2 U_c N_c R_a}{R_c N_a} - U_{\text{moy}} \quad (\text{II.23})$$

En maintenant constante la tension d'alimentation et la résistance de sortie, l'angle de saturation devient seulement fonction de la tension de commande.

II.4. Puissance de sortie.

La puissance de sortie maximum dissipée dans la résistance

$$R_a \text{ est, pour } \alpha = 0 : P_{\text{s max}} = R_a I_e^2$$

en introduisant le facteur de forme :

$$k_f = \frac{\text{valeur efficace}}{\text{valeur moyenne}} = \frac{\sqrt{\frac{\pi}{4} (2\pi - 2\alpha + \sin 2\alpha)}}{1 + \cos \alpha} \quad (\text{II.24})$$

la puissance s'écrit :

$$P_{s \max} = R_a k_f^2 I_{\text{moy max}}^2 \quad (\text{II. 25})$$

La puissance utile P_u est celle dissipée dans la résistance

$$R_a \quad P_u = R_a k_f^2 I_{\text{moy max}}^2 \quad (\text{II. 26})$$

La puissance utile maximale pour $\alpha = 0$ est :

$$P_{u \max} = (1,11)^2 R_a I_{\text{moy max}}^2.$$

II.6.1. Puissance maximale transférée.

Soit r_a^* la résistance totale des enroulements de charge.

avec $r_a^* = 2 r_a$ pour un système série

$r_a^* = r_a$ pour un système parallèle

en définissant l'indice d'adaptation $\lambda = \frac{R}{r_a^*}$ la résistance de sortie devient $R_a = r_a^* (1 + \lambda)$. (II. 27)

En combinant les équations (II. 26) avec (II. 24); (II. 27) et (II. 27)' on obtient :

$$P_{u \max} = \frac{U_{\text{moy}}^2 k_f^2}{4 r_a^*} \frac{4 \lambda}{(1 + \lambda)^2} \quad (\text{II. 28})$$

Cette puissance atteint sa valeur maximale lorsque $\lambda = 1$

et égale à $P_{u \max} (\lambda = 1) = \frac{U_{\text{moy}}^2 k_f^2}{4 r_a^*}$

Le courant maximum

$$I_{\text{moy max}} = \frac{U_{\text{moy}}}{2 r_a^*} \cdot \frac{2}{1 + \lambda} \quad (\text{II. 29})$$

Les fonctions de puissance maximum et de courant maximum sont représentées sur la figure (II. 6). On observe que pour $\lambda < 1$ la puissance fournie diminue, le courant augmente

- ce qui augmente les pertes et l'échauffement; en conséquence l'adaptation dans ce sens ($\lambda < 1$) est désavantageuse.

II.42. Rendement d'un A.M. simple.

Le rendement est défini par

$$\eta = \frac{P_u}{P_u + \sum p}$$

$$\sum p = p_{Fe} + p_{cu} + p_{ca}$$

La puissance fournie par la source d'alimentation

$$P_u + p_{ca} = k_f^2 I_{moy}^2 (R + r_a^*) = k_f^2 I_{moy}^2 r_a^* (1 + \lambda)$$

la puissance utile

$$P_u = \frac{U_{moy}^2 k_f^2}{4 r_a^*} \frac{4 \lambda}{(1 + \lambda)^2}$$

le rendement

$$\eta = \frac{P_u}{P_u + p_{ca}} = \frac{\lambda}{1 + \lambda} = \frac{1}{1 + \frac{1}{\lambda}} \quad (\text{II.30})$$

pour $\lambda = 1$ (transfert de puissance max) $\eta = 0,5$.

- ce rendement augmente lorsque l'indice d'adaptation λ croît.

II.51. Gain en ampérestours

Le gain en ampérestours est défini par :

$$G_{AT} = \left(\frac{\Delta I}{\Delta I_c} \right) \frac{N_a}{N_c} \quad (\text{II.31})$$

pour un montage série d'I.S. $G_{AT} = 1$

pour un montage en parallèle. $G_{AT} = 2$

Le gain est indépendant du nombre de tours et de dimen-

- sions du noyau ; il représente la pente de la caractéristique de commande de la figure (II.7)

II52 Gain en courant

Ce gain est défini par : $G_I = \frac{\Delta I_a}{\Delta I_c} = G_{AT} \cdot \frac{N_c}{N_a}$ (II.32)

il dépend pratiquement du rapport du nombre de spires.

II53 Gain en puissance

Par définition le gain en puissance est le rapport de la puissance dissipée dans la charge à la puissance consommée dans le circuit de commande.

$$G_p = \frac{R_a I_{amoy}^2}{R_c I_c^2} = \frac{R_a I_{amoy}}{R_c I_c^2} = \frac{R_a \cdot \left(\frac{N_c}{N_a}\right)^2}{R_c}$$

$$G_p = \left(\frac{\Delta I_a}{\Delta I_c}\right)^2 \frac{R_a}{R_c} k_f^2 = \frac{R_a}{R_c} k_f^2 \left(\frac{N_c}{N_a}\right)^2$$

$$G_p = \frac{1}{2+1} \frac{R_{at}}{R_c} k_f^2$$

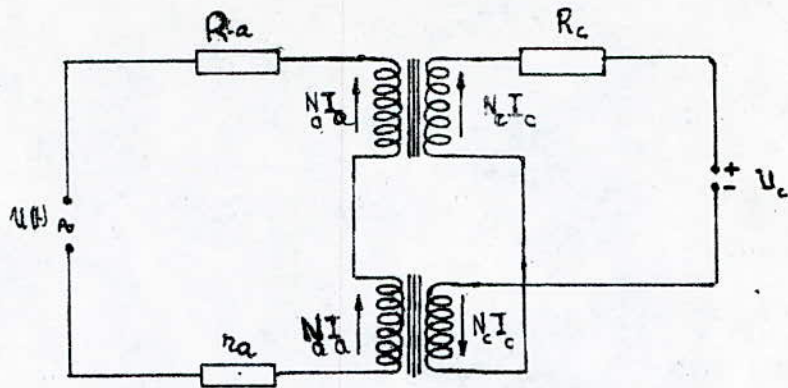
$$G_p = G_{AT} \cdot \left(\frac{N_c}{N_a}\right)^2 \cdot \frac{R_a}{R_c} k_f^2 \quad (\text{II.33})$$

II54 Gain en tension :

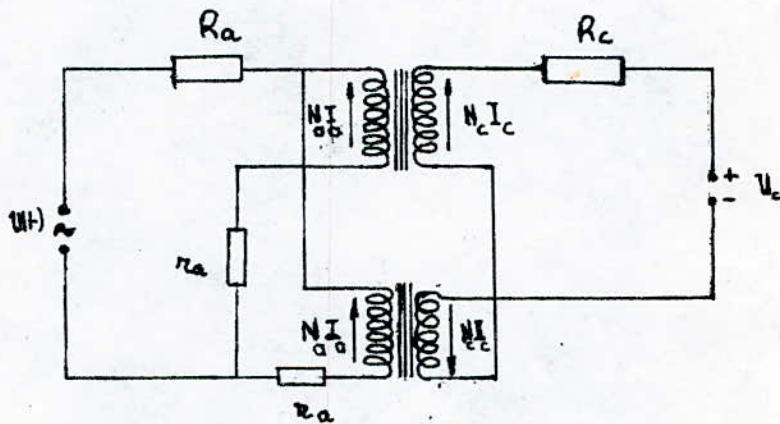
Il est défini comme le rapport de la tension moyenne aux bornes de la résistance de charge à la tension de commande soit

$$G_u = \frac{R_a I_{amoy}}{U_c} = \frac{R_a I_{amoy}}{R_c \cdot I_c}$$

$$G_u = \frac{R_a}{R_c} \cdot \frac{N_c}{N_a} \quad (\text{II.34})$$

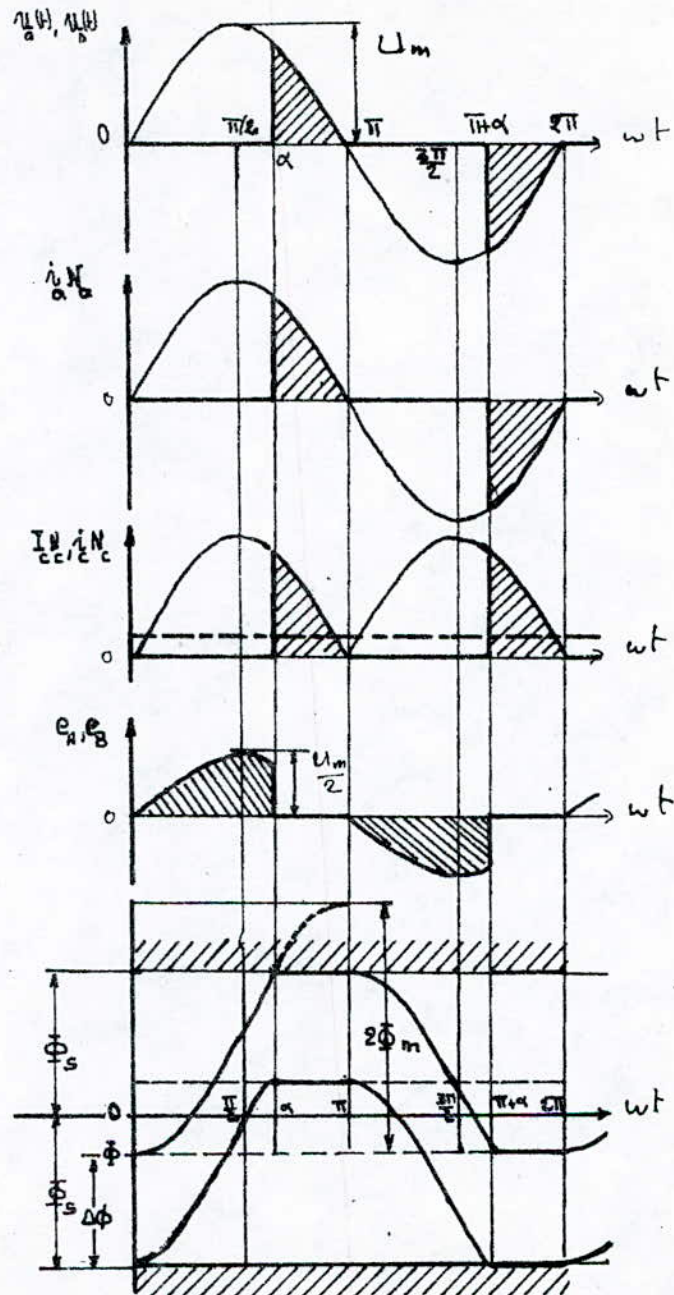


a)



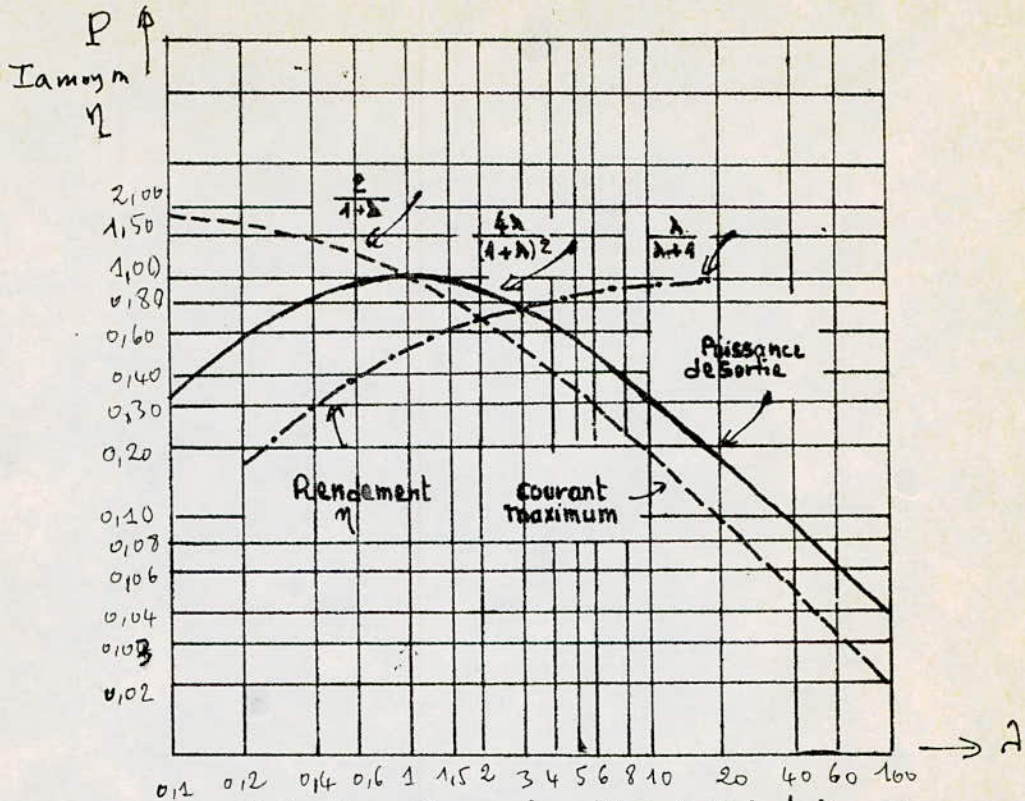
b)

Fig(II-4) Montage d'un A.M simple
 a) Montage Série.
 b) Montage parallèle.

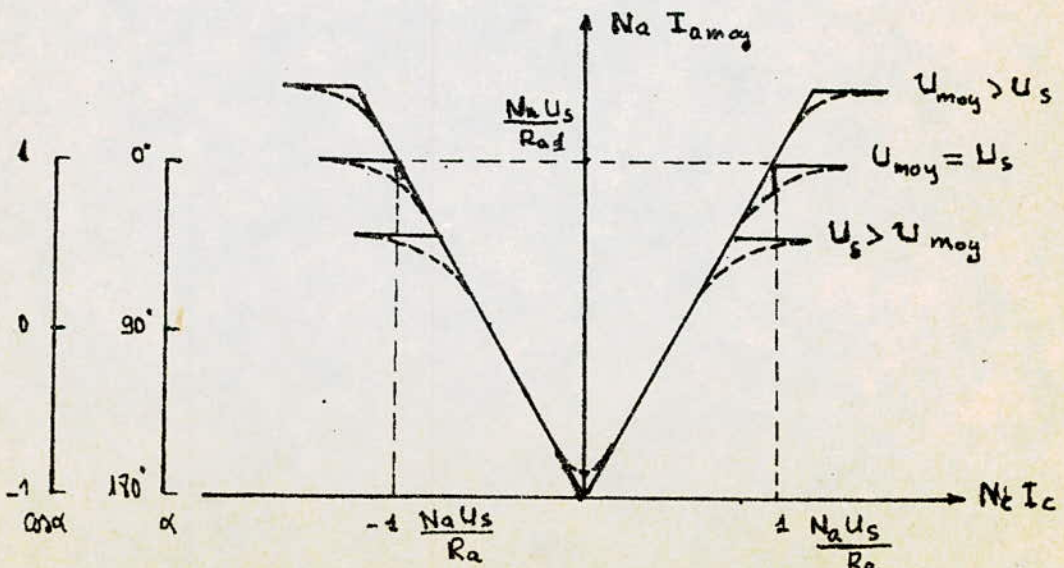


Fig(II.5). Formes d'onde Théoriques

- a) Tension d'alimentation $u_a(t)$ et de sortie $u_b(t)$.
- b) Courant de Charge
- c) Courant de Commande
- d) p.e.m des enroulements de Charges.
- e) Les flux ϕ_A et ϕ_B .



Fig(II.6)- Influence du coefficient d'adaptation sur le courant, la puissance, et le rendement.



Fig(II.7) - Caractéristiques du fonctionnement Statique du A.M.

III - Amplificateur Magnétique à réaction externe

Definition :

La réaction externe est l'opération qui consiste à faire réagir dans un sens ou dans l'autre la sortie d'un système sur son entrée.

Si cette réaction tend à augmenter la valeur de la grandeur à l'entrée elle est dite positive ; Si - par contre - elle tend à la réduire elle est dite négative.

On réalise une réaction externe en faisant passer le courant traversant la charge dans un enroulement supplémentaire étroitement lié à l'enroulement de Commande au moyen d'un pont de redresseurs à caractéristiques supposées idéales. Les ampère-tours engendrés par le courant de charge redressé dans ces enroulements peuvent s'ajouter ou se retrancher de la f.m.m de Contrôle originelle. Dans ce qui suit les enroulements de réaction sont montés sur les I.S. de façon à renforcer les AT de Commande.

III.1. Montages

Les schémas de montage d'un A.M. série et parallèle à réaction sont présentés sur la figure (III.4). Le courant de travail circule dans les enroulements de réaction disposés sur les noyaux A et B qui comprennent chacun N_F tours.

III 2. Analyse du fonctionnement

Les redresseurs sont supposés parfait, c'est à dire que leur tension de seuil est nulle et leur résistance inverse infinie.

Le comportement en régime établi d'un tel A.M. est exactement de même nature que celui du transducteur simple examiné en détail dans le chapitre II, la seule différence dans les courbes caractéristiques provient du fait que les AT continus sont fournis à la fois par le circuit de commande et par le circuit de réaction.

Les AT adjoints qui s'ajoutent à ceux du courant de contrôle sont:

$$N_F I_F = N_F I_{a \text{ moy}}$$

les AT totaux de contrôle sont alors:

$$F_C = AT_C + AT_F = I_c N_c + I_a N_F \quad (\text{II-1})$$

les AT totaux (contrôle + alternatif) sur chaque noyau seront:

$$F_A = I_a N_a + I_c N_c + I_a N_F \quad (\text{II-2})$$

$$F_B = I_a N_a - I_c N_c - I_a N_F \quad (\text{II-3})$$

la loi d'égalité des AT donne $\pm N_c I_c = N_a I_a \dots$

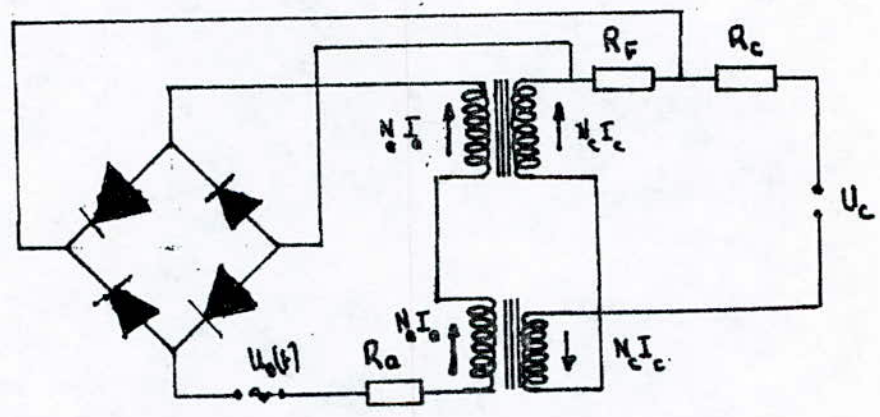
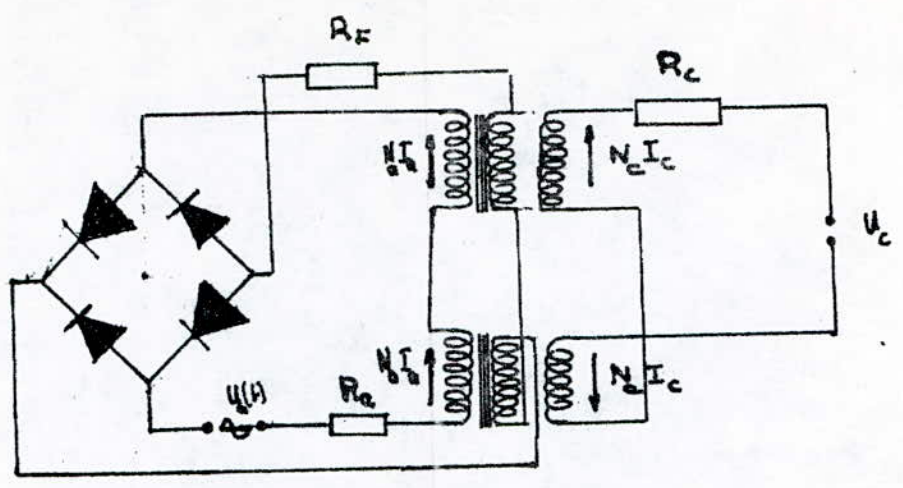
en remplaçant $N_c I_c$ par les AT totaux continus, il vient

$$I_a N_a = N_c I_c + N_F I_{a \text{ moy}}$$

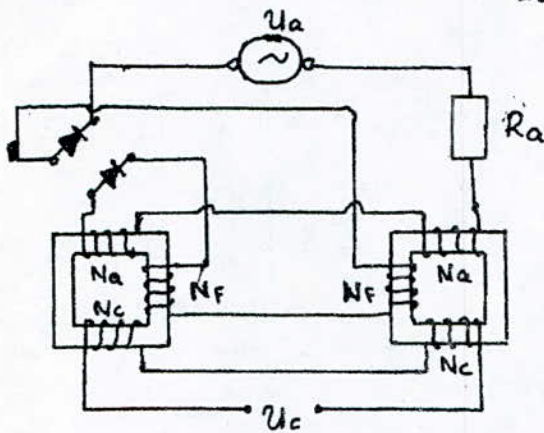
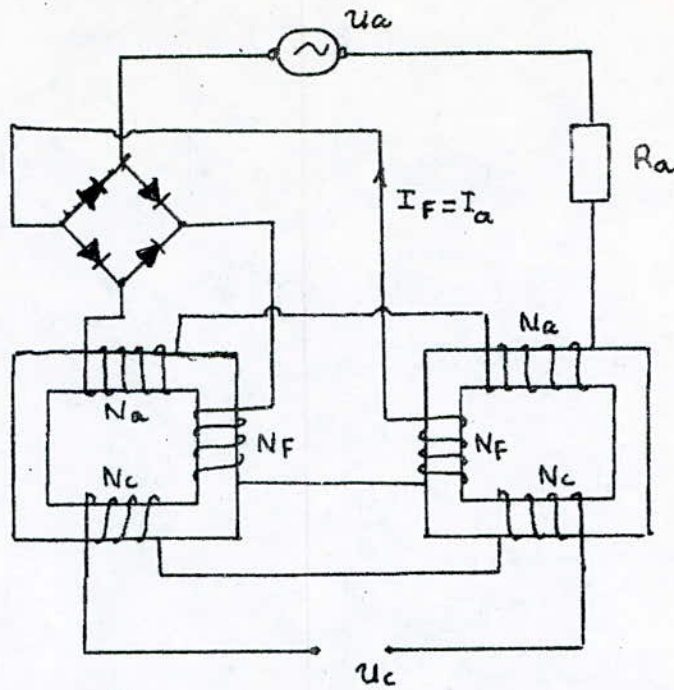
d'où l'on obtient
$$\frac{I_{a \text{ moy}}}{I_c} = \frac{N_c}{N_a} \cdot \frac{1}{1 - \frac{N_F}{N_a}}$$

On voit dans cette relation que le gain en courant est augmenté dans le rapport $\frac{1}{1 - h_f}$ où $h_f = \frac{N_F}{N_a}$ est le coefficient de réaction.

La figure (III-1a) illustre le principe fondamental du circuit de la



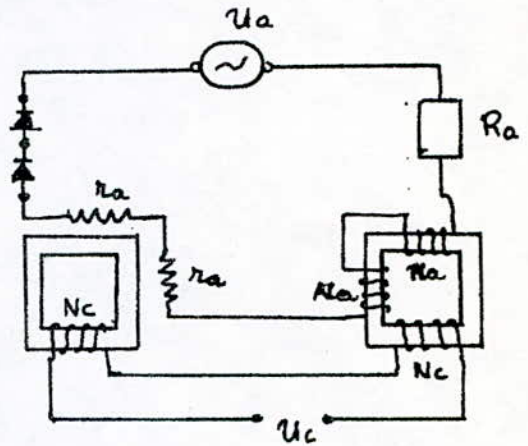
Fig(III.4)- Montage d'un AM avec Réaction Externe
a) Réaction Magnétique
b) Réaction Électrique



$$AT_{Ba} = I_a(N_a - N_c)$$

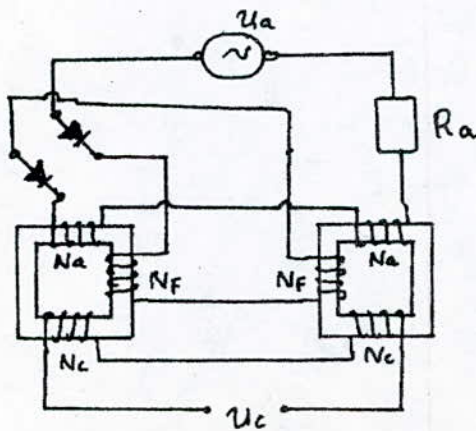
$$AT_{Ra} = I_a(N_a + N_c)$$

a)



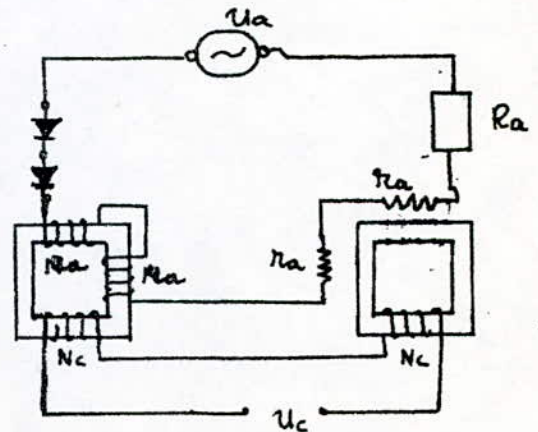
$$AT_{Ba} = 0$$

$$AT_{Ra} = 2 N_a I_a$$



$$AT_{Ba} = I_a(N_a + N_c) ; AT_{Ra} = I_a(N_a - N_c)$$

b)



$$AT_{Ba} = 2 N_a I_a ; AT_{Ra} = 0$$

Fig III-2) principe fondamental de la réaction externe en mont. série
 a) Durant 1^{er} période b) Durant 2^e période

réaction avec la connexion série des enroulements de charge et montre que :

pour $0 < t \leq \frac{T}{2}$ on a $AT_{Aa} = N_a I_a + N_f I_a$

$$AT_{Ba} = N_a I_a - N_f I_a$$

pour $\frac{T}{2} < t < T$ on a $AT_{Aa} = N_a I_a - N_f I_a$

$$AT_{Ba} = N_a I_a + N_f I_a$$

Ainsi si le nombre de tours de la réaction est égal au nombre de tours de l'enroulement de charge ($N_f = N_a$) il vient :

durant l'alternance positive $AT_{Aa} = 2 N_a I_a \text{ moy}$

$$AT_{AB} = 0$$

et durant l'alternance négative $AT_{Aa} = 0$

$$AT_{Ba} = 2 N_a I_a \text{ moy.}$$

Que que les AT sont égales en amplitude, ils se détruisent les uns les autres. Ces conditions définissent la compensation complète par la réaction ($N_f = N_a$)

Si $h_f = \frac{N_f}{N_a} < 1$ la valeur de l'effet de la réaction est réduite c'est la "sous compensation par réaction"

par contre si on a $h_f = \frac{N_f}{N_a} > 1$ il s'agira de l'hypercompensation par réaction.

III-3- Caractéristique de commande du A.M. à réac. externe

Quand on applique une réaction positive à un A.M. simple fig(III3a) le nombre d'ampères de commande nécessaires pour obtenir le même courant dans la charge diminue

Le rapport des AT est:

$$\frac{N_f I_a}{N_a I_{am}} = \frac{I_a}{I_{am}} h_f \quad (III-4)$$

Une que le courant de charge reste inchangé

$$\frac{I_a}{I_{am}} = \frac{U_s}{U_{moy}} = \frac{1 + \cos \alpha}{2}$$

$$\frac{I_c N_c}{N_a I_{am}} = \frac{1 + \cos \alpha}{2} - \frac{h_f I_a}{I_{am}}$$

$$\frac{I_c N_c}{N_a I_{am}} = \frac{1 + \cos \alpha}{2} (1 - h_f) \quad (III-5)$$

On voit que les AT_c diminuent d'un facteur h_f .

III.3.1. Méthode graphique de détermination de la Caractéristique de commande avec réaction

Pour construire cette caractéristique on se basera sur la courbe de la fig (III.3a) sur laquelle on trace une droite de pente $\frac{N_a}{N_f}$. Considérons un point d'ordonnée $N_a I_{amoy1}$, pour obtenir cette valeur du courant I_{amoy1} dans le circuit de travail, il est nécessaire de disposer sur les noyaux d'un nombre d'AT continus égal à $N_c I_{c1}$ soit le segment LN sur la figure. Les enroulements de réaction délivrent $N_f I_{amoy1}$ ampères-tours qui sont représentés par LM.

Pour un sens positif de U_c , les AT fournis par le circuit de commande sont donc représentés par le segment MN et sont d'autant plus faibles que la droite de pente $\frac{N_a}{N_f}$ est plus inclinée sur l'horizontalité.

Pour ^{un} sens négatif de U_c , les AT à fournir par le circuit de Commande s'appuient à ceux engendrés par la réaction. Les ATc nécessaires sont représentés en valeur absolue par un segment de longueur $LM + LN$.

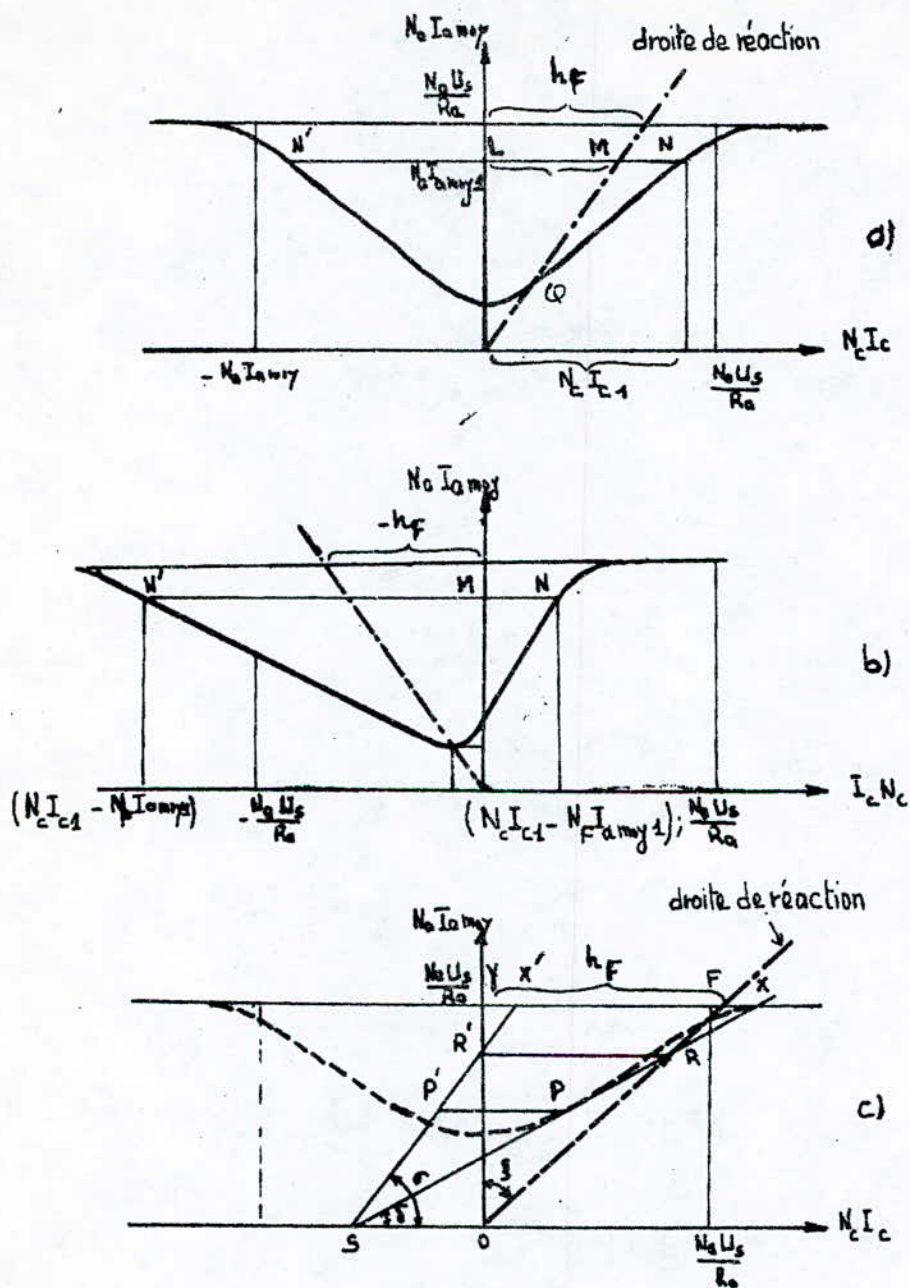
La forme de la caractéristique globale obtenue est indiquée sur la figure (III 3 b). Le point d'intersection Q de la droite de réaction avec la caractéristique de Commande (simple) correspond à un point où l'on obtient un courant dans la charge pour une commande nulle. Q est appelé point de repos sur la caractéristique avec réaction.

III 32. Détermination graphique du gain d'un A.M. à réaction

Soit G_{AT} le gain d'un A.M. simple, et déterminons le gain en AT correspondant lorsque nous appliquons une réaction positive. Pour cela nous nous donnons un pt P sur la caractéristique de Commande; la tangente en ce point P coupe l'axe des abscisses en S et la parallèle à ce dernier (parallèle à l'axe des abscisses passant par $I_{a\max}$ en Y) en X.

Pour obtenir la pente avec réaction nous cherchons la transformée de la droite SP. La droite de réaction coupe la parallèle à l'axe des abscisses en F. Du point Y nous mesurons YX égal à Fx . La droite $X'S$ est la transformée (tangente) de la caractéristique de Commande avec réaction.

Les relations géométriques suivantes permettent d'établir les relations analytiques :



Fig(III.3). (A) Caractéristique de Commande d'un AM sans réaction
 (B) Caractéristique de Commande d'un AM avec réaction positive.
 (C) Relation Géométrique entre La Caractéristique de Commande simple et à réaction.

$$G_{AT} = \operatorname{tg} \sigma = \frac{OR'}{OS} \quad \text{avec } OR' = OR \cdot \cos \varphi$$

$$\frac{OR}{OS} = \frac{\sin \delta}{\sin \left[\frac{\pi}{2} - (\delta + \varphi) \right]}$$

$$\operatorname{tg} \sigma = \frac{1}{\operatorname{Cotg} \delta - \operatorname{tg} \varphi}$$

l'examen de la figure (III-3c) montre d'autre part, que:

$$\operatorname{tg} \varphi = h_f$$

le gain en AT devient $\operatorname{tg} \sigma = \frac{1}{\operatorname{Cotg} \delta - h_f} = G_{AT}$

le gain en AT du A.M. avec réaction s'obtient par :

$$G_{ATF} = \frac{G_{AT}}{1 - h_f \cdot G_{AT}} \quad (\text{III-6})$$

III.4. Détermination des gains

1) gain en ampères-tours :

$$G_{ATF} = \frac{N_a I_a}{N_c I_c} = \frac{N_a N_c}{N_c N_a} \frac{1}{1 - \frac{N_f}{N_a}}$$

$$G_{ATF} = \frac{N_a}{N_a - N_f} \quad (\text{III-7})$$

2) gain en tension : $G_u = \frac{R_a}{R_c} \cdot \frac{N_c}{N_a - N_f} \quad (\text{III-8})$

3) gain en puissance : $G_p = \frac{R_a (N_c)^2}{R_c (N_a - N_f)^2} k_f^2 \quad (\text{III-9})$

III.5. Constante de temps :

La constante de temps est calculée de la même façon que pour l'A.M. simple, seulement I_c est remplacée par $I_c (1 - h_f)$

$$T = \frac{R_a N_c^2}{h_f \cdot R_c N_a^2} \frac{N_a - N_f}{N_a - N_f} \quad (\text{III-10})$$

En pourvoyant un A.M. simple par des enroulements de réaction il est possible d'obtenir un gain en puissance plus élevé; Les relations établies ci-dessus montrent que l'application de cette réaction positive fait augmenter tous les gains sans changer la valeur optimale de la résistance de charge qui donnent la puissance de sortie maximum.

Dans le tableau ci-dessous sont mis les valeurs du gain en dB pour les réaction positive et négative en fonction du coefficient de la réaction $h_F = \frac{NF}{Na}$

h_F	$\frac{1}{1-h_F}$	$\frac{1}{1+h_F}$	$\frac{1+h_F}{1-h_F}$
0	1	1,0	1
0,5	2	5,667	3
0,8	5	0,556	9
0,9	10	0,526	19
0,95	20	0,513	39
0,98	50	0,5050	99
0,99	100	0,5025	199
0,995	200	0,50125	399

IV Amplificateur Magnétique

Autosaturé

Définition :

On appelle une réaction interne dans un A.M. l'effet accéléré de saturation des noyaux causé non pas par des enroulements extérieurs mais par des redresseurs secs introduits dans le circuit de travail.

A- I.S. à un noyau avec réaction interne

Le schéma est montré sur la fig(IV-3).

Pendant l'alternance positive de la tension $u(t)$ le noyau est porté à la saturation, tandis que lors de l'alternance négative il est maintenu à un flux constant dépendant du courant de contrôle I_c . Lors de l'alternance négative il n'y a pas de flux variable dans le noyau. La séquence résultante (variation de flux) est la même que celle de la réaction externe compensée où le courant de la réaction I_f éliminait le flux pendant une alternance en opposant au courant de charge I_a .

Fonctionnement :

L'équation de fonctionnement s'écrit :

$$u = R_a i_a + N_a S \frac{dB}{dt} \quad (\text{IV.1})$$

à l'instant t le noyau atteint la saturation

$$B = B_s = \frac{1}{N_a S_{Fe}} \int^t (u - R_a i_a) dt. \quad (III.2)$$

à la saturation le courant fait un saut puis il suit la variation de la tension $u(t)$ jusqu'à $\frac{T}{2}$ et s'annule à $t > \frac{T}{2}$.
Les courbes représentatives de la tension de sortie $R_a i_a$ et du flux sont indiquées sur la fig (III.4).

B. A.M. à réaction interne

Le montage est présenté sur la figure (III.2).

hypothèses simplificatrices :

- les hypothèses vues dans le cas du transducteur série simple sont encore valables.
- chute de tension continue $R_c i_c$ ne sont plus négligeable devant la tension de contrôle u_c .
- quand la diode D_1 conduit la tension de seuil de la diode D_2 est supposée supérieure à la tension appliquée dans le sens direct de ce redresseur.

IV.1 - Analyse du fonctionnement

IV.1.1. Alimentation du circuit de travail, le circuit de commande étant ouvert.

Initialement les interrupteurs c_1, c_2 sont ouverts et on suppose que les flux dans les noyaux sont nuls. Au temps zéro correspondant au début d'une alternance positive de la tension $u_a(t)$, l'interrupteur c_2 est fermé.

La diode D_1 conduit, D_2 est bloquée. Le flux dans le noyau A augmente puis se stabilise à $+\Phi_s$, alors le courant dans le circuit de travail du noyau A circule.

Lors de la 2^e alternance, Φ_A reste constant, Φ_B varie à partir de zéro puis se stabilise à $-\Phi_s$. Le courant circule dans le circuit de travail du noyau B.

Les courbes représentatives sont présentées sur la fig. (III-4)

Les noyaux magnétiques restent saturés constamment, le régime permanent est atteint dès la fin de la 1^{re} période.

IV.1.2. Circuits de travail et de commande étant fermés,

application d'une tension de commande:

Quand U_c est positive, elle fait circuler un courant I_c créant des AT_c qui renforcent ceux de l'alimentation U_a .

Donc aucune modification n'e sera apportée au régime de fonctionnement précédent.

tension de commande négative

Supposons que l'application de U_c coïncide avec le début d'une alternance positive de la tension $U_a(t)$, ce moment étant maintenant considéré comme instant initial.

pour $0 < t < \frac{T}{2} - \varepsilon$ on a: $\Phi_A = +\Phi_s$; Φ_B croît.
 $i_A = \frac{U_a}{R_a}$; $i_B = 0$

le courant i_c croît avec sa constante de temps.

pour $t = \frac{T}{2}$ (en négligeant ε) on a: $\Phi_A = \Phi_s$ et $-\Phi_s < \Phi_B < +\Phi_s$

pour $t = \frac{\pi}{2} + \varepsilon$ $AT_B = N_a i_B - N_c i_c \Rightarrow$ le flux Φ_B diminue
 en négligeant la chute de tension $R_a i_B$

$$\text{on a } u_a = N_a \frac{d\phi_B}{dt}$$

l'équation du circuit de commande est :

$$u_c = N_c \frac{d\phi_A}{dt} - N_c \frac{d\phi_B}{dt} + R_c i_c$$

en négligeant $u_c - R_c i_c$ on aura pratiquement

$$\frac{d\phi_A}{dt} \approx \frac{u_a}{N_a} = \frac{d\phi_B}{dt}$$

Les vitesses de variation sont voisines dans cette période de non saturation des deux noyaux au début de la 2^e alternance.

à $t = \frac{T}{2} + \alpha$ le flux Φ_B atteint le flux de saturation $-\Phi_s$
 le courant i_B croit brusquement en prenant
 la valeur $\frac{u_{a \text{ moy}}}{R_a}$
 le flux Φ_A diminue jusqu'à la fin de l'alternance considérée.

Les courbes représentatives du fonctionnement sont montrées sur la fig (IV.6)

IV.2 - Caractéristique de commande

Le courant de saturation de charge s'écrit

$$I_{a,s} = \frac{u_{\text{moy}} (1 + \cos \alpha)}{R_a \cdot 2} \quad (\text{IV.6})$$

La valeur moyenne du courant de commande est :

$$I_c = - \frac{H_c \cdot l_{Fe}}{N_c} \frac{\alpha}{\pi} \quad (\text{IV.7})$$

$$\text{d'où } \alpha = -\frac{N_c I_c \cdot \pi}{H_c \cdot l_{Fe}}$$

D'autre part la valeur moyenne du courant de charge pour une demi-période est :

$$I_{\text{amoy}} = \frac{1}{\pi} \frac{2 H_c \cdot l_{Fe}}{N_a} \alpha + \left[\frac{U_m \sin \omega t}{R_{at}} dt \right] \quad (\text{IV.8})$$

en tenant compte de l'expression de α on obtient :

$$I_{\text{amoy}} = \frac{U_m}{\pi R_{at}} \left[1 + \cos \left(\frac{-I_c N_c \pi}{H_c l_{Fe}} \right) \right] - \frac{2 I_c N_c}{N_a} \quad (\text{IV.8}')'$$

valable pour : $-\frac{H_c \cdot l_{Fe}}{N_c} \leq I_c \leq 0$

On remarque que le courant dans la charge comprend une fonction trigonométrique et une fonction linéaire des AT de commande.

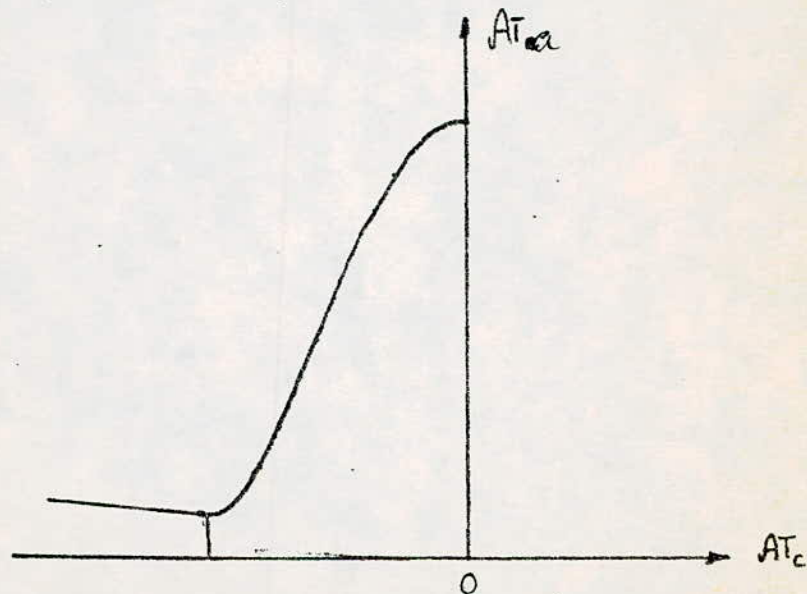


Fig (IV.1) caractéristique de Commande d'un A.M. avec réaction interne

IV.3. gain en ampères

par la différentiation de l'équation (IV.8)', on obtient :

$$G_{AT} = \frac{N_a \pi}{H_c \cdot l_{Fe}} \sin \left(\frac{N_c I_c \pi}{H_c \cdot l_{Fe}} \right) - 2 \quad (\text{IV.9})$$

III4- Gain en puissance

Il est défini à partir de l'équation (II.33) en remplaçant le gain en ampères G_{AT} par son expression déterminée ci-dessus, alors :

$$G_p = \left[\frac{N_a \cdot \alpha \sin \alpha - 2}{N_c I_c} \right]^2 \frac{R_a}{R_c} \left[\frac{N_c}{N_a} \right]^2 k_f^2 \quad (\text{IV.10})$$

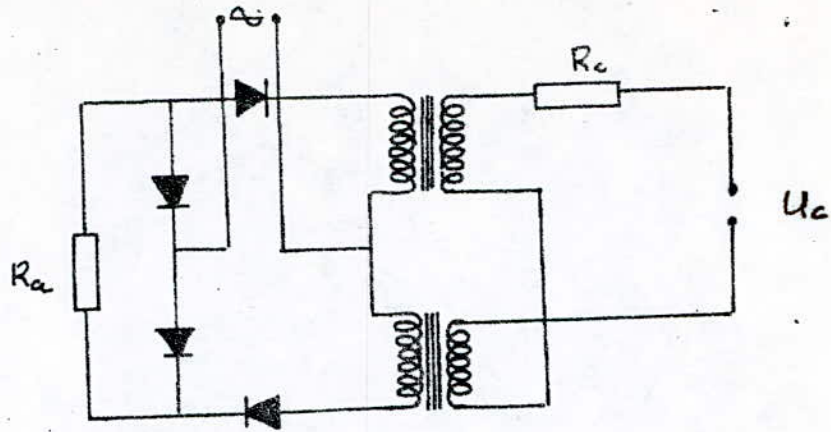
On voit que le gain en puissance est d'autant plus grand ^{que} $N_c I_c$ sont plus faibles

III5- Constante de temps

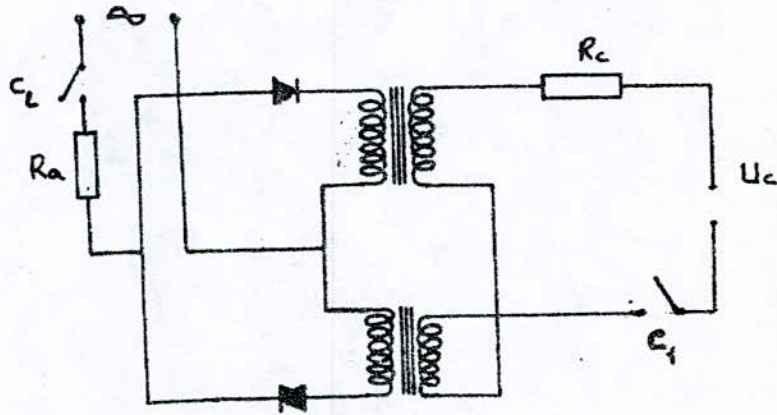
elle est donnée par la formule :

$$\tau = \frac{1}{2f} G_{AT} \frac{R_a}{R_c} \left(\frac{N_c}{N_a} \right)^2 \cdot \frac{1}{1 - \frac{2}{\pi} \frac{H_c l_{Fe}}{N_a \sin \alpha}} \quad (\text{IV.11})$$

Cette constante de temps varie avec l'angle de saturation α . elle est maximale dans la partie linéaire de la caractéristique de commande.



a)



b)

Fig. III.2. Montage d'un A.M. avec réaction interne.
 a) charge par un Courant Continu
 b) charge parcourue par un Courant Continu

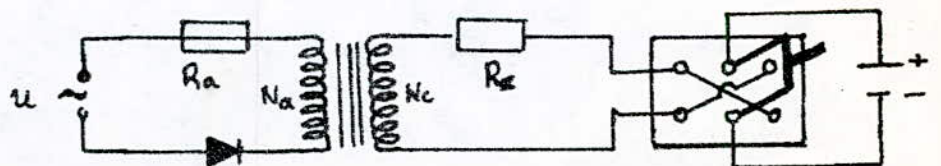
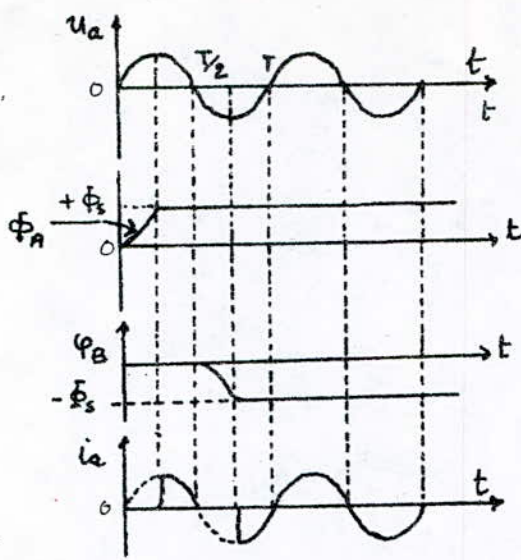
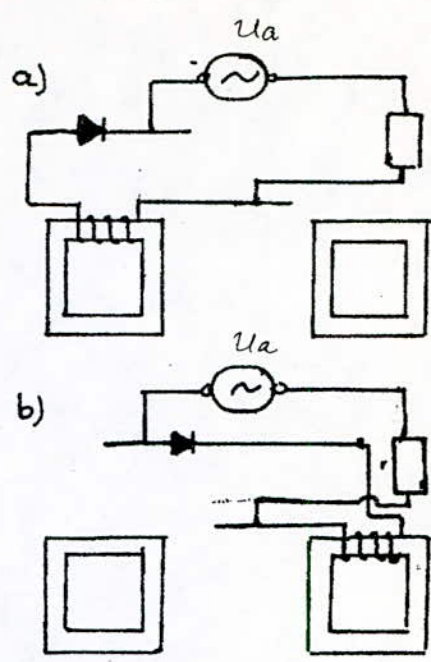


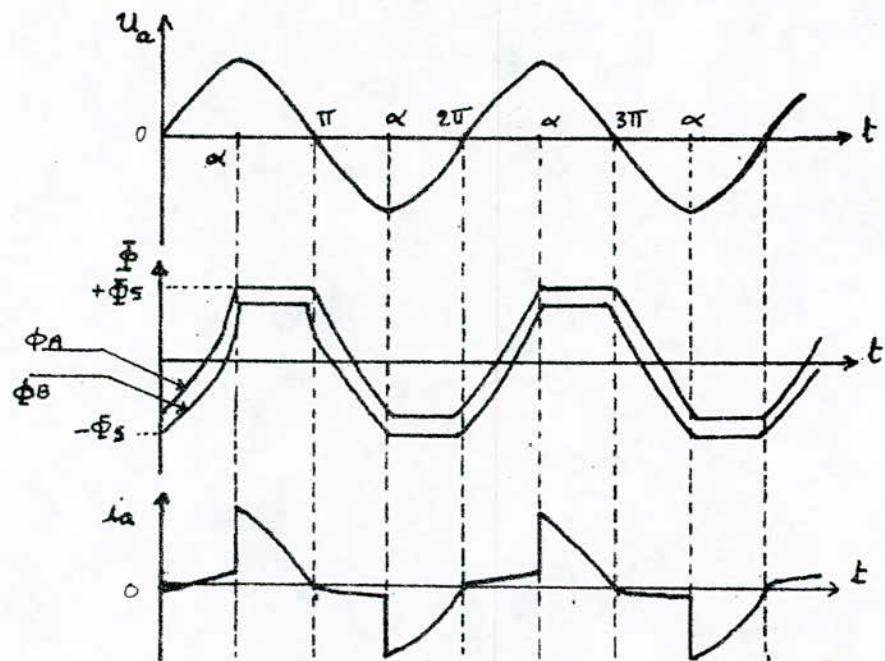
Fig. III.3 Noyau auto saturé alimenté en alternatif, Commande inversible



Fig(IV.4) Régime d'un A.M à réaction interne sans tension de commande.



Fig(IV.5) Principe de la réaction interne
 a) pendant alternance > 0
 b) pendant alternance < 0



Fig(IV.6) Régime permanent d'un A.M. parallèle à autosaturation avec tension de commande négative.

III- Méthode de calcul d'un A.M.

En général il y a trois méthodes de calcul pour un projet d'un amplificateur magnétique.

La 1^{ère} méthode consiste en l'approximation de la courbe de magnétisation par un polynôme, ensuite on écrit l'ensemble des équations différentielles régissant le système d'où découleront les solutions donnant le choix des paramètres.

La 2^e méthode consiste en l'utilisation des caractéristiques de magnétisation des tôles magnétiques. Cette méthode est chargée par certaines erreurs du fait que le courant dans le circuit de travail n'est pas sinusoïdal.

La 3^e méthode se base sur la supposition que le cycle d'hystérésis du matériau est rectangulaire ou parallélogramme.

VI - Données de départ pour le calcul

En disposant des dimensions géométriques du noyau, le but de calcul est la détermination de tous les paramètres physiques du circuit de manière à ce que le fonctionnement soit stable, le gain élevé ; tout en respectant les conditions limites d'échauffement et des pertes. Avant de commencer le calcul d'un A.M. il faut connaître :

- 1° la tension d'alimentation
- 2° la valeur inférieure du courant dans le circuit de charge.
- 3° la valeur supérieure du courant dans le circuit de charge.

- 4° la nature de la charge résistive ou inductive.
- 5° valeur supérieure admissible des pertes dans l'enroulement de charge $r_a I^2$
- 6° puissance maximum des pertes dans l'enroulement de contrôle $R_c I_c^2$
- 7° valeur limite du courant de contrôle.
- 8° Constante du temps de l'amplificateur. τ .

V2. Choix de formes géométrique des noyaux d'un A.M. fonctionnant dans un système série sans réaction

Pour l'établissement d'un projet de A.M. on utilise les caractéristiques de magnétisation qui représentent l'amplitude d'induction variable B_m en fonction de la valeur moyenne du champ alternatif H_{moy} pour diverses valeurs de champ de commande H_c fig (V.3 a). Le schéma utilisé pour le relevé de ces caractéristiques est montré sur la figure (II.4 a)

Le champ moyen est
$$H_{moy} = \frac{I_c \cdot N_a}{1,51 l_{Fe}} \quad \text{IV}$$

le champ créé par le courant de contrôle est aussi fourni par la relation

$$H_c = \frac{I_c \cdot N_c}{l_{Fe}} \quad \text{(V-2)}$$

l'amplitude de l'induction B_m dans les noyaux se calcule

selon la relation
$$B_m = \frac{E_e}{4,44 f S_{Fe} 2 N_a} \quad \text{(V-3)}$$

V.3. Caractéristique de commande sans réaction

Comme on le voit sur la fig (V.1), le courant dans la charge du A.M. à noyaux en tôles normales au silicium est presque sinusoïdal. Dans ce cas on peut appliquer le diagramme de tension présenté sur la fig (V.2).

$$U_a^2 = E_e^2 + I_e^2 (R_a + r_a)^2 \quad (\text{V-4})$$

$$\text{avec } E_e = 4,44 f 2 N_a S_{Fe} B_m. \quad (\text{V-5})$$

en divisant les deux membres de (V-4) par U^2 et en remplaçant E_e et I_e respectivement par leur valeurs tirées de (III.1) et (III.3) on aura :

$$\left[\frac{4,44 f 2 N_a S_{Fe}}{U_a} \right]^2 B_m^2 + \left[\frac{1,11 l_{Fe} (R_a + r_a)}{N_a U_a} \right]^2 H_a^2 = 1 \quad (\text{V.6})$$

formule qui est de la forme $\left[\frac{B_m}{B_0} \right]^2 + \left[\frac{H_a}{H_0} \right]^2 = 1 \quad (\text{V.7})$

$$\text{où } B_0 = \frac{U_a}{4,44 f 2 N_a S_{Fe}} \quad (\text{V.8})$$

$$H_0 = \frac{N_a U_a}{1,11 l_{Fe} (R_a + r_a)} \quad (\text{V.9})$$

la relation (III.7) est une ellipse aux axes B_0 et H_0 . Cette ellipse représente, pour un A.M. déterminé, la relation entre l'amplitude d'induction magnétique dans le noyau et la valeur moyenne du champ nécessaire à sa création. La famille de courbes sont présentées sur la fig (V.3 a)

Les points d'intersection de l'ellipse et des courbe $B = f(H)$ déterminent la relation entre H_{moy} et H_c . En utilisant l'ellipse on peut savoir l'intervalle des courant dans lequel

doit s'effectuer le travail du A.M.
Le rendement d'un A.M. est déterminé par la relation

$$\eta = \frac{R_a I_{a\text{moy}}}{(R_a + r_a) I_{a\text{moy}}^2} = \frac{1}{1 + \frac{r_a}{R_a}} \quad (\text{V.10})$$

avec $\lambda = \frac{R_a}{r_a}$. Dans le cas d'un A.M. travaillant avec la réaction λ sera :

$$\lambda = \frac{R_a}{r_e + r_f + r_d}$$

V4-Choix des noyaux

Pour le plus fort courant de commande I_c , le plus grand courant $I_{a\text{moy}}$ dans le circuit de travail produit dans le noyau de l'enroulement la plus élevée valeur moyenne de l'intensité du champ magnétique.

$$H_{\text{moy}2} = \frac{I_{a2} \cdot N_a}{1,11 \cdot l_{Fe}} \quad (\text{V.11})$$

d'où résulte la longueur moyenne des lignes de champ dans le noyau.

$$l_{Fe} = \frac{I_{a2} N_a}{1,11 H_{\text{moy}2}}$$

la résistance des enroulements, connectés en série, du circuit de charge dépend du nombre de spires de chacun de ces enroulements :

$$r_a = \frac{2 \rho N_a l_{cu a}}{S_{cu a}} \quad (\text{V.12})$$

en remplaçant dans la relation N_a par sa valeur tirée de on aura :

$$l_{Fe} = \frac{I_{a2}}{H_{\text{moy}2}} \cdot \frac{r_a S_{cu a}}{2,22 \rho l_{cu a}} \quad (\text{V.13})$$

on élimine la section du fil $S_{cu a}$ en introduisant la densité du courant

$$j_a = \frac{I_{a2}}{S_{cu}} \cdot \frac{1,11 H_{\text{moy}2} l_{Fe}}{N_a \cdot S_{cu}} \quad (\text{V.14})$$

alors il vient :

$$l_{Fe} = \frac{I_{a2}^2 r_a}{H_{moy2}} \frac{1}{2,22 j_a \rho k_{cu}} \quad (\text{V.15})$$

en remplaçant $r_a = \frac{R_a}{\lambda}$ et $\frac{k_{cu}}{l_{Fe}} = \delta$ (V.16)

on tire
$$l_{Fe} = \sqrt{\frac{I_{a2} R_a}{\lambda \cdot \delta \cdot H_{moy2}} \cdot \frac{1}{2,22 j_a \rho}} \quad (\text{V.17})$$

Cette formule (17) facilite le choix de la forme du noyau, car les valeurs de j , ρ , et δ peuvent être choisies en pratique ; en utilisant des valeurs typiques :

$j_a = 200 \text{ A/cm}^2$, $\rho = 2 \cdot 10^{-6} \Omega \cdot \text{cm}$ et $\delta \approx 0,5$, on calcule approximativement la valeur de l_{Fe} :

$$l_{Fe} \approx 42,7 \sqrt{\frac{R_a I_{a2}^2}{\lambda \cdot H_{moy2}}} \quad (\text{V.18})$$

Ensuite on calcule la partie de la surface de la fenêtre occupée par l'enroulement de charge :

$$S_a = \frac{N_a \cdot S_{cu}}{K_{cu}} \quad (\text{V.19})$$

où K_{cu} est le coefficient de remplissage.

en remplaçant S_{cu} dans (19) par sa valeur tirée de (14)

on aura :

$$S_a = \frac{1,11 l_{Fe} \cdot H_{moy2}}{j_a \cdot K_{cu}} \quad (\text{V.20})$$

De même on peut déterminer la partie de la surface réservée pour l'enroulement de commande, en considérant qu'à l'intensité de champ H_c correspond la densité du courant j_c :

$$S_c = \frac{H_c \cdot l_{Fe}}{j_c \cdot K_{cu}} \quad (\text{V.21})$$

On en déduit ainsi la surface totale de la fenêtre

$$S_f : \quad S_f = S_a + S_c \quad (\text{sans réaction})$$

$$S_f = l_{Fe} \left[\frac{1,11 H_{moy2}}{j_a \cdot K_{cu a}} + \frac{H_{c2}}{j_c K_{cu c}} \right] \quad (\text{V.22})$$

Les densités de courant j et j_c dépendent des pertes dans les enroulements, et de ce fait dépendent en même temps des résistances des enroulements et du rapport de puissance.

La formule peut s'écrire :

$$S_f = H_{c2} \cdot l_{Fe} \left[\frac{1,11 H_{moy2}}{j_a K_{cu} \cdot H_{c2}} + \frac{1}{j_c K_{cu c}} \right]$$

et en tenant compte du fait que :

$$H_{moy2} = \frac{I_{a2} N_a}{1,11 \cdot l_{Fe}} \quad ; \quad j_a = \frac{I_{a2}}{S_{cu a}}$$

$$H_{c2} = \frac{N_c \cdot I_{c2}}{l_{Fe}} \quad ; \quad j_c = \frac{I_{c2}}{S_{cu c}}$$

$$R_a = \frac{2P N_a l_{cu a}}{S_{cu a}} \quad ; \quad R_c = \frac{2P N_c l_{cu c}}{S_{cu c}}$$

en utilisant ensuite le rapport de puissance (gain) :

$$G_p = \frac{R_a I_{a2}^2}{R_c I_{c2}^2}$$

$$\text{on tire} \quad \frac{1,11 H_{moy2}}{H_{c2}} = \frac{j_c \cdot l_{cu c} G_p}{j_a \cdot l_{cu a} \cdot A} \quad (\text{V.23})$$

en remplaçant cette valeur dans la relation (V.22) il vient :

$$S_f = H_{c2} \cdot l_{Fe} \left[\frac{G_p l_{cu c} j_c}{A l_{cu a} j_a} \cdot \frac{1}{j_a K_{cu}} + \frac{1}{j_c K_{cu c}} \right] \quad (\text{V.24})$$

Comme approximativement on a :

$$j_c / j_a \approx 1/3 \quad ; \quad j_a = 200 \text{ A/cm}^2 \quad ; \quad \frac{l_{cu c}}{l_{cu a}} \approx 1,5$$

$$K_{cu} \approx 0,25$$

$$K_{cu} \approx 0,8$$

en tenant compte de ces valeurs la relation (23) devient:

$$S_f \approx H_{c2} \cdot l_{Fe} \left[\frac{G}{27} + 4 \right] 10^2 \quad (\text{V.24})$$

C'est une expression donnant la valeur de la surface totale de la fenêtre du noyau (en cm^2).

Entre la section du noyau S_{Fe} et la f.e.m. induite dans les enroulements de charge connectés en série on a la relation:

$$E_1 = 4,44 f N_a S_{Fe} B_{m1} \quad (\text{V.25})$$

en remplaçant dans cette relation le nombre de spires

$$N_a = \frac{1,11 H_{moy1} l_{Fe}}{I_{a1}}$$

on peut calculer la section nécessaire du noyau

$$S_{Fe} \approx \frac{E I_{a2}}{B_{m1} \cdot H_{moy1}} \cdot \frac{1}{9,8 f \cdot l_{Fe}}$$

$$S_{Fe} \approx \frac{U_a I_{a2} \cdot 10^{-1}}{B_{m1} \cdot H_{moy1} \cdot f \cdot l_{Fe}} \quad (\text{V.26})$$

expression obtenue en supposant que:

$$E \approx U \quad \text{et} \quad \frac{I_{a1}}{H_{moy1}} = \frac{I_{a2}}{H_{moy2}}$$

où on a B_{m1} , H_{moy1} induction maximale et champ moyen correspondant au plus faible courant de charge I_a .

La valeur de la f.e.m. induite E_1 peut être calculée à l'aide de la relation:

$$U_a^2 = E^2 + I_a^2 (R_a + r_a)$$

Les relations (24) et (26) donnent:

$$S_{Fe} \times S_f \approx \frac{U_a I_{a2}}{B_{m1}} \cdot \frac{H_{c2}}{H_{moy2}} \left[\frac{G}{27} + 4 \right] \frac{10^3}{f} \quad (\text{V.27})$$

En utilisant des noyaux dont la section est approximativement proche de la surface de la fenêtre ($S_{Fe} \approx S_f$) et en considérant que $H_{c2} \approx H_{moy2}$ la formule (27) peut donner une formule approchée définissant la section du noyau S_{Fe} en cm^2 :

$$S_{Fe} \approx \sqrt{\frac{u_a I_{a2}}{B_{m1}} \cdot \frac{\frac{G}{2\lambda} + 4}{f}} \quad (V.28)$$

ainsi toutes les formules établies ci-haut permettent de définir approximativement les dimensions des noyaux saturés.

V.5. Choix des formes géométrique des noyaux d'A.M. fonctionnant dans un système parallèle sans réaction

Les formules (V.18); (V.24); (V.26); et (V.28) établies déjà pour les I.S. fonctionnant dans le système série sont aussi valables dans le cas de I.S. fonctionnant dans le système parallèle.

Considérons la bobine déjà calculée laquelle fonctionnant dans le système série, ses paramètres suivants sont connus :

- dimensions du noyau.
- nombre de spires de l'enroulement
- la section des fils de l'enroulement
- Surface de la fenêtre occupée par l'enroulement du circuit de charge.

Si cette bobine doit fonctionner dans le système parallèle, chaque enroulement du circuit de charge doit avoir 2 fois plus de spires que précédemment, car à chaque enroulement sera

appliquée toute la tension d'alimentation et non sa moitié.

On fait remarquer que :

- à travers chacun des enroulements connectés en parallèle circule un courant égal à la moitié du courant de charge.
- la résistance de chaque enroulement est 2 fois plus petite que dans le cas du montage série.

Dans le cas d'un nombre deux fois plus grand de spires et pour un même Coefficient d'utilisation, ainsi qu'une même surface de fenêtre occupée par les enroulements, la section du conducteur utilisé doit être 2 fois plus petite. De même avec le dédoublement du nombre de spires on a un dédoublement de la longueur du conducteur nécessaire pour l'enroulement.

Puisque la résistance du conducteur est $r = \rho \frac{l}{S}$ il résulte que la résistance totale du circuit de charge est 4 fois plus grande; Ceci conduit à conclure que la résistance ne change pas quand on passe du montage série au montage parallèle. De même, il n'y a pas de changement de l'intensité du champ produit dans les noyaux des bobines par le courant circulant dans le circuit de charge.

L'enroulement de commande a le même nombre de spires dans les deux cas (série ou parallèle.).

Gain (rapport de puissance)

Le rapport de puissance est défini par :

$$G = \frac{\Delta P_a}{\Delta P_c} = \frac{R_a (I_{a2}^2 - I_{a1}^2)}{R_c (I_{c2}^2 - I_{c1}^2)} \quad (\text{V-29})$$

habituellement on a $I_{a2} \gg I_{a1}$ et $I_{c2} \gg I_{c1}$.

alors la relation du gain devient :

$$G_p \approx \frac{R_a I_{a2}^2}{R_c I_{c2}^2} = f\left(\frac{R_a}{R_c}\right)$$

tenant compte de la relation (V.23) le gain s'écrit encore :

$$G_p \approx \frac{1,11 H_{moy2} l_{cu} j_a^2}{H_{c2} \cdot l_{cc} \cdot j_c} \quad (\text{V-30})$$

pour la majorité des matériaux magnétiques et dans la partie linéaire de la courbe d'aimantation, le rapport $1,11 H_{moy2}$ est presque constant et vaut approximativement $1,1 \frac{H_{c2}}{j_c}$;

$\frac{l_{cc}}{l_{cu}} \approx 1,5$; $\frac{j_a}{j_c} \approx 3$. En introduisant ces valeurs dans la relation , le rapport de puissance d'un A.M. sans réaction sera égal à :

$$G_p \approx 0,8 \frac{j_a^2}{j_c} \approx 2,4 \quad (\text{V-31})$$

V.6. Choix des matériaux magnétiques et des paramètres de base pour l'établissement d'un calcul de A.M.

Lors de la conception des bobines saturées, il faut avant tout choisir le matériau du noyau, tenant compte du domaine de variation de l'intensité du courant à réguler et des contraintes économiques. Si le rapport des courants $\frac{I_{a2}}{I_{a1}}$ ne

dépasse pas $1 \div 10$, on peut exécuter le noyau avec des tôles au silicium; par contre quand l'étendue de la régulation est plus large il faut utiliser un matériau ayant de meilleures propriétés magnétiques telles que les tôles au silicium anisotrope permettant une augmentation du domaine de variation du courant réglable (2 ÷ 5 fois supérieur par rapport à la tôle usuelle au silicium).

Pour des domaines de variations encore plus importantes, on peut utiliser des alliages Fer-Nickel comme par exemple le permalloy 50% anisotrope.

Après le choix du matériau, il faut introduire les valeurs de l'induction B_{m1} correspondant à la plus haute tension appliquée à l'enroulement du circuit de charge. Pour un faible domaine de variation du courant réglé (1 ÷ 4), on peut admettre pour les tôles magnétiques (au silicium) l'induction $B_{m1} = (0,8 \div 1,2) T$. Dans le cas du plus grand domaine de variation du courant réglé on prend B_{m1} plus petit ($\approx 0,6 T$), car dans le cas contraire, on pourrait ne pas obtenir les variations souhaitées du courant réglé. Pour les matériaux aux meilleures propriétés magnétiques et surtout ceux qui ont un cycle d'hystérésis rectangulaire on peut prendre $B_{m1} = B_s$ sans tenir compte du domaine de variation du courant.

Pour la valeur choisie B_{m1} , on tire des courbes d'aimantation la valeur de H_{moy1} puis on calcule B_{m2} et H_{moy2} en

tenant compte que :

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{B_{m1}}{B_{m2}} \quad \text{et} \quad \frac{I_{a1}}{I_{a2}} = \frac{H_{moy1}}{H_{moy2}} \quad (\text{V.32})$$

il vient alors
$$B_{m2} = \frac{E_2 B_{m1}}{E_1}$$

$$H_{moy2} = \frac{I_{a2} H_{moy1}}{I_{a1}}$$

pour les valeurs calculées (B_{m2} , H_{moy2}) on tire de la famille des courbes d'aimantation les valeurs de l'intensité du champ de commande H_{c2} puis en utilisant les relations (V18 et V26) on calcule la longueur moyenne approximative de la voie magnétique du champ dans le noyau l_{Fe} , la surface de la fenêtre ainsi que la section S_{Fe} du noyau.

La longueur moyenne l_{cu} d'une spire du circuit de charge est évaluée en respectant la relation (V-19). Le nombre de spires de l'enroulement de commande $N_c = \frac{H_{c2} \cdot l_{Fe}}{I_{c2}}$

la surface de la fenêtre occupée par cet enroulement est égale à $S_c = \frac{N_c \cdot S_{cu.c}}{K_{cu.c}}$ d'où il découle :

$$S_{cu.c} = \frac{K_{cu.c} \cdot S_c \cdot I_{c2}}{H_{c2} \cdot l_{Fe}} \quad (\text{V.33})$$

La vérification du calcul de l'enroulement de commande est basée sur le calcul de sa résistance et le savoir si il peut être logé dans la fenêtre, du noyau, qui lui est réservée; ce contrôle est possible grâce au rapport de puissance G_p .

V7. Etablissement d'un projet de A.M. avec réaction

L'établissement d'un A.M. avec réaction externe ne diffère pas beaucoup de celui d'un A.M. sans réaction. La seule différence consiste à tenir compte de la résistance de l'enroulement de réaction et celles des diodes dans les calculs. L'insertion des diodes dans le circuit de charge permet d'obtenir des réactions allant de 0 à 100%.

Le courant de charge traverse en chaque demi-période un enroulement de travail et engendre les AT. nécessaires à la création d'une induction variable dans les deux noyaux.

La valeur efficace supérieure du courant est égale à $\frac{I_{a2}}{\sqrt{2}}$; on calcule la longueur moyenne de la voie magnétique comme suit :

- le champ H créé dans le noyau par le courant de charge est :

$$H_{moy2} = \frac{0,5 I_{a2} N_a}{1,11 l_{Fe}} \quad (V.34)$$

La section du fil de l'enroulement de charge est :

$$S_{cu} = \frac{I_{a2}}{\sqrt{2} j_a}$$

La résistance de chaque enroulement de charge est :

$$r_a = \frac{\rho N_a \cdot l_{cu}}{S_{cu}}$$

- de ces deux relations on tire :

$$l_{Fe} = \frac{I_{a2}^2 \cdot r_a}{2\sqrt{2} \cdot 1,11 \cdot H_{moy2} \cdot \rho \cdot j_a^2} \quad (V.35)$$

en prenant $\frac{l_{cu}}{l_{Fe}} \approx 0,75$; $\gamma' = \frac{r_a}{N_a}$; $j_a = 200 \text{ A/cm}^2$
 $\rho = 2 \cdot 10^{-6} \text{ } \Omega \cdot \text{cm}$.

La formule précédente devient $l_{Fe} \approx 42 \text{ Ko} \sqrt{\frac{I_{a2}^2 r_a}{H_{moy2}^2 N_a}}$ (V.36)
 si on élimine la section du fil et le nombre de spires N_a par

Leurs expressions obtenues ci-dessus on aura :

$$S_a = \frac{\sqrt{2} \cdot 1,11 \cdot l_{Fe} \cdot H_{moy2}}{j_a \cdot K_{cu}} \quad (\text{V-37})$$

Pour une réaction externe de 100 % on a :

$$\Delta H_{moy} = H_{c2} - H_{c1} - (H_{moy2} - H_{moy1}) \quad (\text{V-38})$$

Cette formule permet de calculer le nombre de spires de l'enroulement de commande si on connaît la valeur du courant de contrôle. Un déplacement désiré de la caractéristique de commande peut être obtenu par une polarisation adéquate.

Si on dispose d'un noyau magnétique à boucle d'hystérésis rectangulaire, le courant inférieur de la charge est :

$$H_{moy1} = \frac{2 H_c \cdot l_{Fe}}{N_a} \quad (\text{V-2})$$

La f.e.m induite correspondante dans l'enroulement de charge est égale à :

$$E_{moy2} = U_{moy} - I_{moy1} (R_a + r_a + r_d) \quad (\text{V-39})$$

D'autre part la valeur moyenne de la f.e.m induite aux bornes des enroulements est :

$$E_{moy1} = 4 f S_{Fe} N_a B_{m1} \quad (\text{V-5})$$

Par comparaison entre (V.39) et (V-5) on aura :

$$U_{moy} - I_{moy} (R_a + r_a + r_d) = 4 f S_{Fe} N_a B_{m1} \quad (\text{V-39})$$

en remplaçant le nombre de spires N_a par son expression tirée de (V.2) on obtient la relation :

$$[U_{moy} - I_{moy} (R_a + r_a + r_d)] I_{moy1} = 8 f B_{m1} H_c S_{Fe} \cdot l_{Fe}$$

Cette relation permet de donner le volume de l'un des deux noyaux :

$$V_{Fe} = l_{Fe} \cdot S_{Fe} = \frac{[U_{moy} - I_{moy1} (R_a + r_a + r_d)] I_{moy1}}{8 f B_{m1} \cdot H_c} \quad (\text{V-40})$$

La valeur moyenne de la tension d'alimentation doit être adaptée de manière à ce que la relation suivante soit satisfaite :

$$U_{a\text{ moy}} = I_{\text{moy}} (R_a + r_a + r_d)$$

Cas dans le cas contraire on ne pourra pas obtenir le courant désiré dans le circuit de travail.

Le calcul d'un amplificateur à réaction débute par la détermination du volume du noyau selon la relation (V.40), ensuite on calcule le nombre de spires selon (V.2) puis la section du noyau en utilisant (V.39). La section du fil sera déterminée en tenant compte que la densité maximum du courant dans l'enroulement de charge :

$$j_a = \frac{1,11 I_{\text{moy}2}}{\sqrt{2} \cdot S_{\text{cu}a}}$$

Le nombre de spires de l'enroulement de commande sera déterminé à l'aide de la relation $N_c = \frac{H_c \cdot l_{Fe}}{I_c}$; sa résistance et section seront choisies de façon à respecter la densité du courant admissible.

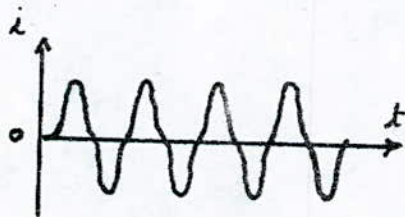


Fig (V.1)

Courant de charge
presque Sinusoïdal

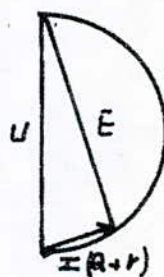


Fig (V.2)

Diagramme de tensions

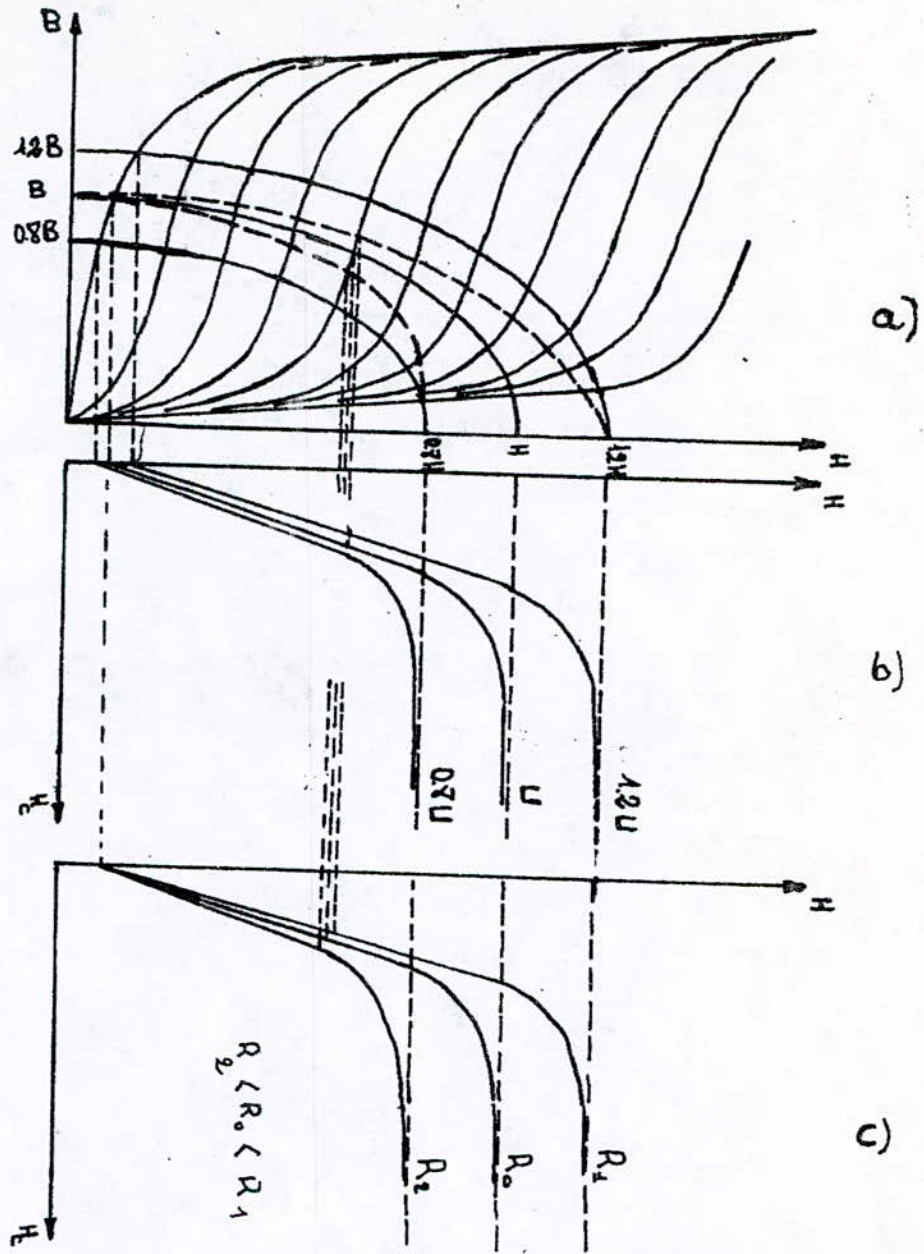


Fig. (V - 3)

- a) caractéristiques d'aimantation $B=f(H)$ à H_c cst
- b) caractéristique de commande pour différentes de tension
- c) caractéristique de commande pour différentes charges.

VI Réalisation et Essais

Les caractéristiques d'un A.M., en particulier les tensions et courants de charge minimum et maximum, l'énergie maximum nécessaire pour la commande, le temps de réponse, déterminent la qualité et la quantité des matériaux nécessaires pour une réalisation satisfaisante.

Pour la réalisation de notre A.M. nous disposons de deux circuits magnétiques de forme rectangulaire et de dimensions indiquées sur la fig (VI-1a). Le montage adopté et la disposition des différents enroulements sur les noyaux est celui de la fig (VI-2)

Nous calculons les différents paramètres du A.M pour une puissance de charge utile égale à 500 W.

VI.1. Données de départ :

résistance de charge : $R_a = 30 \Omega$

Courant de charge : $I_{a2} = 4,5 \text{ A}$

forme d'onde : Courant alternatif.

Courant de commande : $I_{c2} = 200 \text{ mA}$

fréquence d'alimentation : 50 Hz

Calcul :

Nous ferons le calcul pour un montage série. D'après les données le gain en courant vaut : $G_I = \frac{I_{a2}}{I_{c2}} = \frac{4,5}{1,1 \cdot 0,2} \approx 20$

VI 2. Choix des enroulements :

Enroulements de puissance :

La loi d'égalité des ampères-tours s'écrit : $N_a I_a = N_c I_c$

d'où l'on a $G_T = \frac{I_a}{I_c} = \frac{N_a}{N_c} = 20$

$$2N_c = 2N_a$$

La formule de Boucherot $E = \pi \sqrt{2} f 2N_a S B_m$

montre que pour la tension $E = 220$ et pour $B_s = 1T$, il faudrait au moins un nombre de tours de charge $2N_a = 1158$ spires qui nécessiterait - d'après loi d'AT - un nombre de tours de commande égal à $2N_c = 20 \cdot 2N_a = 20 \cdot 1158 = 23160$ spires.

Pour des raisons économiques, le nombre de tours de commande sera réduit à $2N_c = 6200$ auxquels sont nécessaires $2N_a = 308$ spires de charge. A ce nombre limité de spires correspond une tension réduite $E \approx 60V$ (à vide)

ainsi les nombres de spires sont $N_a = 154$; $N_c = 3100$

VII 3. choix de la tension d'alimentation

Pour cet amplificateur de puissance de sortie relativement élevée nous tenons à ce que le rendement soit aussi élevé. Nous admettons une valeur de 0,95.

$$\eta = \frac{R_a}{R_{at}} = 0,95 \Rightarrow R_{at} = 1,05 R_a$$

$$R_{at} = 30 \times 1,05 \approx 32 \Omega$$

la résistance des enroulements de travail devra être inférieure à $R_{at} - R_a = 32 - 30 = 2 \Omega$.

Par ailleurs nous adoptons le rapport 0,9 entre le courant

maximum utile et le courant maximum que le montage est capable de débiter.

$$\frac{I_{a2}}{I_{a2m}} = 0,9 \Rightarrow I_{a2m} = \frac{I_{a2}}{0,9} = \frac{4,5}{0,9} = 5 \text{ A eff}$$

$$I_{a2 \text{ moy}} = 4,5 \text{ A.}$$

La tension moyenne optimale est :

$$U_{a \text{ moy}} = \text{Pot. } I_{a2} = 3,2 \cdot 4,5 = 14,4$$

$$U_{a \text{ eff}} = 14,4 \times 1,11 = 16,0 \text{ V.}$$

VI.4. Calcul de la section de la fenêtre occupé par l'enroulement de charge.

La densité du courant adoptée est $j_a = 200 \text{ A/cm}^2$

$$j_a = \frac{I_a}{S_{cu a}} = \frac{I_a}{\frac{\pi D_a^2}{4}} = \frac{4 I_a}{\pi D_a^2}$$

d'où on a
$$D_a^2 = \frac{4 I_a}{j_a \pi} = \frac{4 \times 4,5}{200 \times 3,14} = 0,028$$

$$D_a = 0,169 \text{ cm} = 1,7 \text{ mm}$$

$$D_a = 1,8 \text{ mm} \quad (\text{en tenant compte de l'email})$$

La surface occupée pour l'enroulement de charge est calculée en admettant un coefficient $K_{cu a} = 0,8$ pour tenir compte du fractionnement.

$$S_a = \frac{N_a S_{cu a}}{K_{cu a}} = \frac{\pi D_a^2}{4} \frac{N_a}{K_{cu}} \approx \frac{N_a D_a^2}{K_{cu a}} = \frac{154 \cdot (0,18)^2}{0,8}$$

$$S_a = 6,23 \text{ cm}^2$$

VII.4. Calcul de la section de la fenêtre occupée par l'enroulement de commande

Pour cet enroulement on admet la densité $j_c = 100 \text{ A/cm}^2$ et un $K_{cu} = 0,8$. Le diamètre du fil correspondant est

$$D_c^2 = \frac{4 \cdot I_2}{j_c \pi} = \frac{4 \times 0,2}{100 \times \pi} = 0,0025$$

$$D_c = 0,05 \text{ cm} = 0,5 \text{ mm} \text{ fil nu.}$$

$$D_c = 0,6 \text{ mm} \quad (\text{fil emailé})$$

La surface totale qu'occupe $2N_c$ dans la fenêtre sera.

$$S_c = \frac{2N_c \cdot S_{cuc}}{K_{cuc}} \approx \frac{2N_c \cdot D_c^2}{K_{cuc}} = \frac{6200 \times (0,06)^2}{0,8} = 27,9 \text{ cm}^2$$

$$S_c = 28 \text{ cm}^2$$

VII.5. Choix des enroulements de réaction et de polarisation

- Enroulement de réaction :

Nous prévoyons l'utilisation de la réaction totale $N_a = N_f$;

Le courant traversant cet enroulement est égal à celui de l'enroulement de charge ($I_f = I_a$). En conclusion nous aurons :

$$2N_f = 2N_a = 308 \text{ spires.}$$

$$S_f = S_a = 6,23 \text{ cm}^2.$$

$$D_a = D_f \quad (S_{cuf} = S_{cua})$$

III. Enroulement de polarisation :

Les AT de magnétisation des noyaux ($B = 1 \text{ T}$) à $H_c = 0$, sont égaux 246 AT/cm donc

$$AT_p = K_r AT_a \quad (I_c = 0) = K_r \cdot 246 = N_p I_p \cdot 2$$

pour une réaction totale $K_r = 1$ et $2N_p = 308$ spires

$$\text{on aura} \quad I_p = \frac{246}{308} = 0,8 \text{ A.}$$

nous adoptons la densité du courant $j_p = 200 \text{ A/cm}^2$

$$\text{Ce qui donne} \quad D^2 = \frac{4 I_p}{j_p \pi} = 0,005 \text{ cm}^2$$

$$D = 0,7 \text{ mm.}$$

L'enroulement de polarisation occupe une surface dans la fenêtre égale à :

$$S_p = \frac{2N_p \cdot S_{cup}}{K_{cu}} = \frac{2N_p \cdot \pi D_p^2}{4 \cdot K_{cu}}$$

$$S_p = 2 \text{ cm}^2$$

La surface totale des tous les enroulements à loger dans la fenêtre des noyaux :

$$S_{tot} = S_a + S_f + S_c + S_p$$

$$S_{tot} = 6,23 + 6,23 + 28 + 2 = 42,46 \text{ cm}^2$$

Les enroulements peuvent être introduits dans la fenêtre puisque :

$$S_{tot} < S_f \quad [42,46 < 48 \text{ cm}^2]$$

IIIb - Calcul des résistances des enroulements

1 - Enroulement de charge et de réaction

Pour le calcul des résistances, nous estimons la longueur moyenne d'une spire de chaque enroulement en tenant compte de l'isolation entre couches.

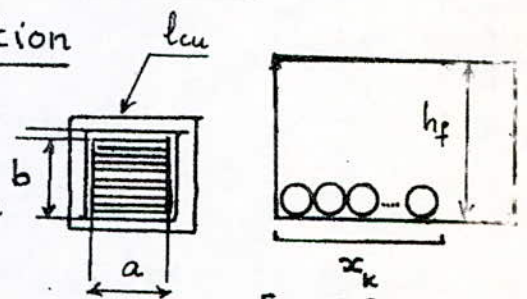


Fig. II 2
Estimation de la longueur moyenne d'une spire

Soient l_{cu} , l_{cu} la largeur et la longueur d'une spire moyenne d'un enroulement quelconque. La longueur moyenne de la spire sera :

$$l_{cu} = 2(l_{cu} + l_{cu})$$

Soit x_k ($k=a, c, f, p$) le nombre de couche de chaque enroulement qui peut être connu à partir de la surface S_k qu'occupe un enroulement dans la fenêtre du noyau.

Le calcul donne : $l_{cu} = 15,2 \text{ cm}$; $l_{cu} = 2 N_a l_{cu} = 4682 \text{ cm}$.

La résistance totale de l'enroulement de charge est :

$$r_a = \frac{P \cdot l_{cu}}{S_{cu}} = \frac{4 P \cdot l_{cu}}{\pi \cdot D_a^2} = \frac{4 \cdot 2 \cdot 15^6 \cdot 4682}{\pi \cdot (0,16)^2}$$

donc on a $r_a = 0,46 \Omega$

$$r_f = r_a = 0,46 \Omega \quad (\text{puisque } 2N_f = 2N_a)$$

enroulement de commande:

L'enroulement de commande est partagé en deux bobines couplées sur les deux noyaux. Le calcul donne $l_{cuc} = 37 \text{ cm}$ la longueur totale de l'enroulement de contrôle est :

$$l_{cuc} = 6200 \times 37 = 229648 \text{ cm.}$$

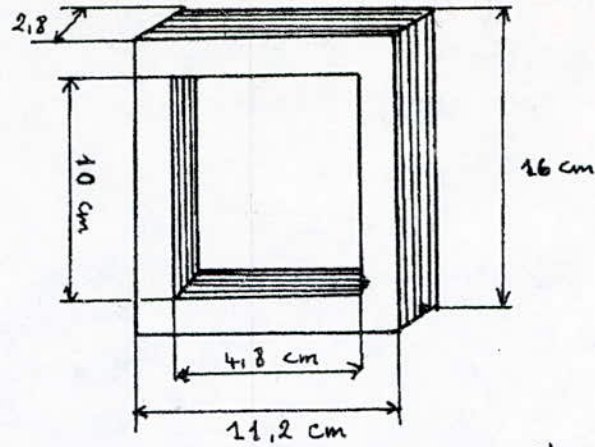
$$\text{sa résistance est : } R_c = \frac{4 \rho l_{cuc}}{\pi \cdot D_c^2} = \frac{4 \cdot 2 \cdot 10^{-6} \cdot 229648}{3,14 \cdot (0,05)^2}$$

$$R_c = 234 \Omega$$

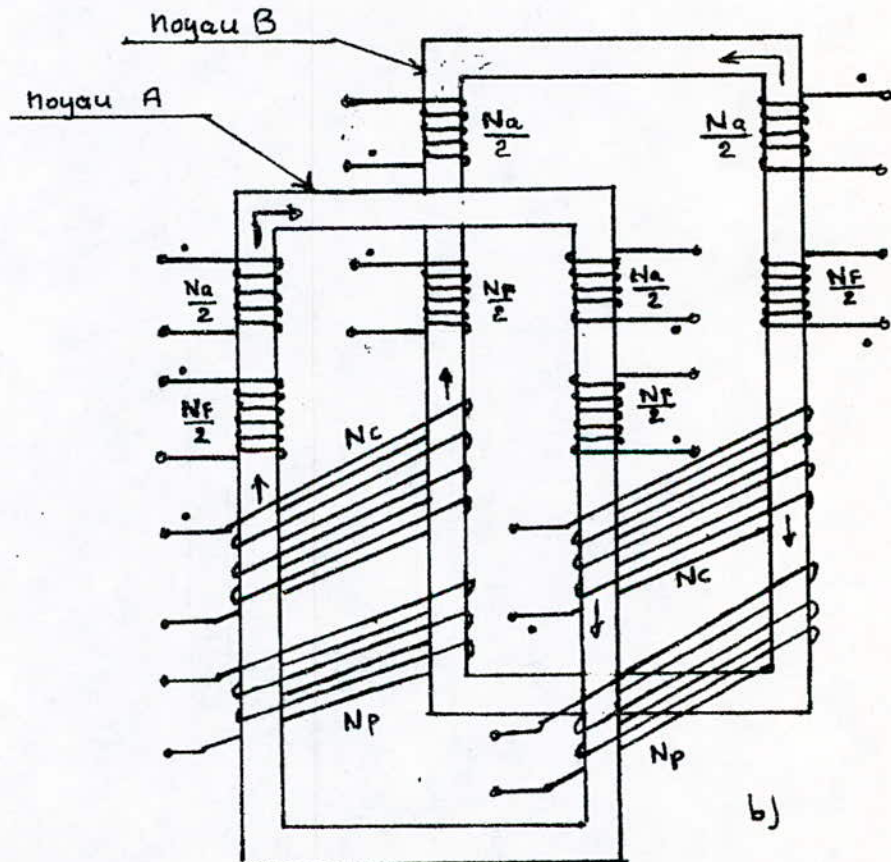
enroulement de polarisation :

Le calcul fournit $l_{cup} = 43,5 \text{ cm} \Rightarrow l_{cupt} = 308 \cdot 43,5 = 13398 \text{ cm.}$

$$\text{d'où la résistance sera : } R_p = \frac{4 \rho \cdot l_{cupt}}{\pi \cdot D_p^2} = \frac{4 \cdot 2 \cdot 10^{-6} \cdot 13398}{3,14 \cdot (0,07)^2} \approx 7 \Omega$$



a)



b)

Fig(VI 1) a) Circuit Magnétique utilisé.
 b) Disposition des enroulements sur les Circuits Magnétiques.

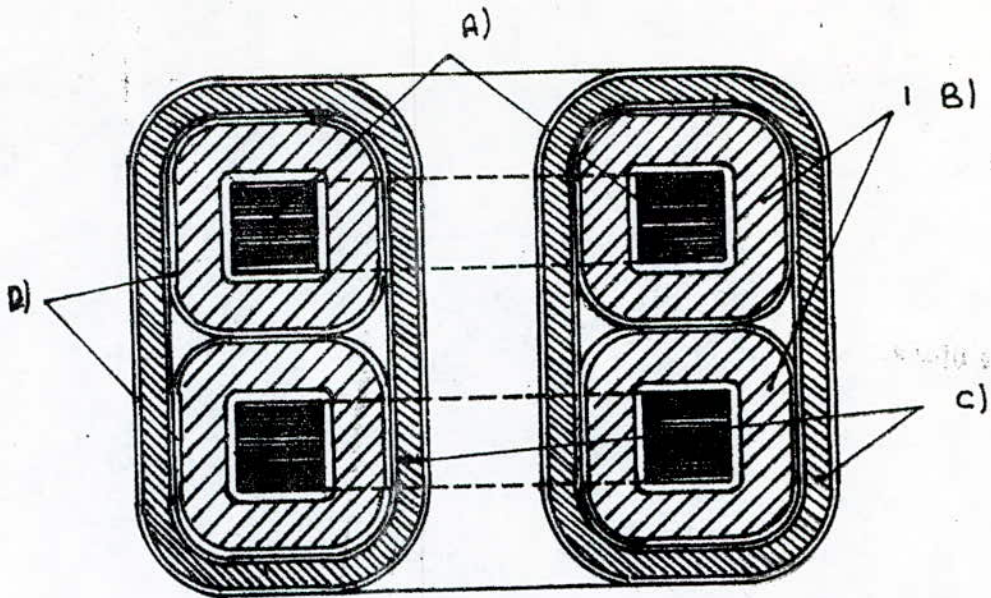


Fig. (VI.2) - Vue en Coupe des Noyaux avec les enroulements
 A) Noyaux
 B) Enroulements de Charges et de Réaction
 C) Enroulements de Commande et de Polarisation
 D) Isolants

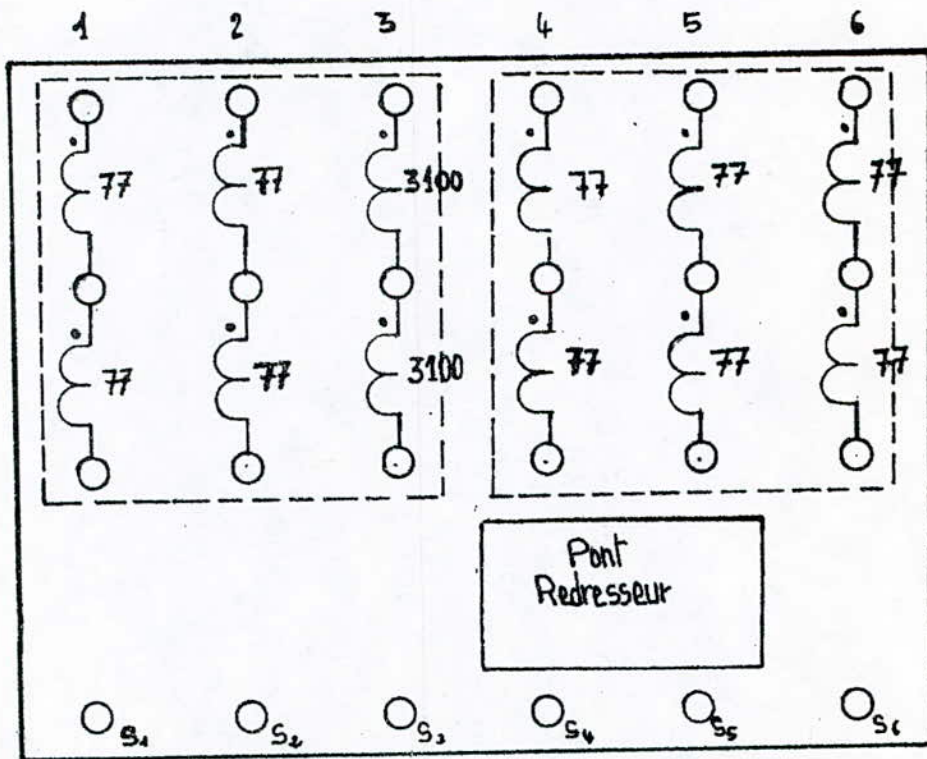
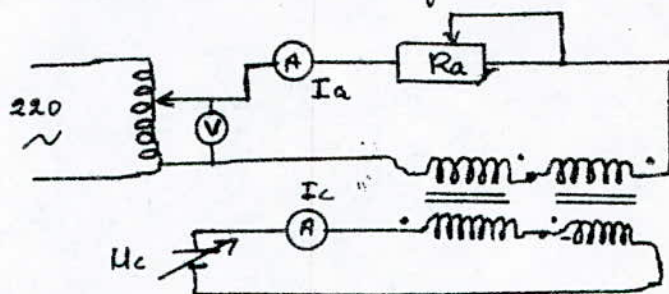


Fig. (VI.3) - Plaque à bornes de l'AM. Les colonnes :
 - 1 et 6 : Enroulements de Charges.
 - 2 et 5 : " de Réaction
 - 3 " de Commande
 - 4 " de Polarisation
 S_i - Sorties.

Essais expérimentaux

Les essais fondamentaux que nous avons effectués sont les suivants :

- 1 - Relevé des caractéristiques d'aimantation des noyaux.
Les résultats de mesure sont présentés sur la fig. (VI.5)
- Relevé des caractéristiques d'aimantation à courant de commande non nul. Le montage est le suivant :



Les résultats sont présentés sur la figure (VI.6), où

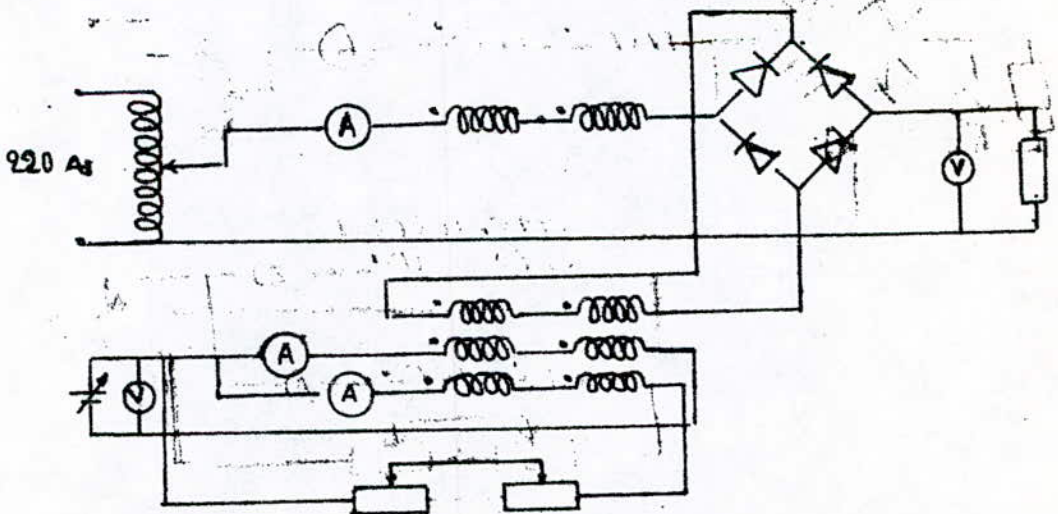
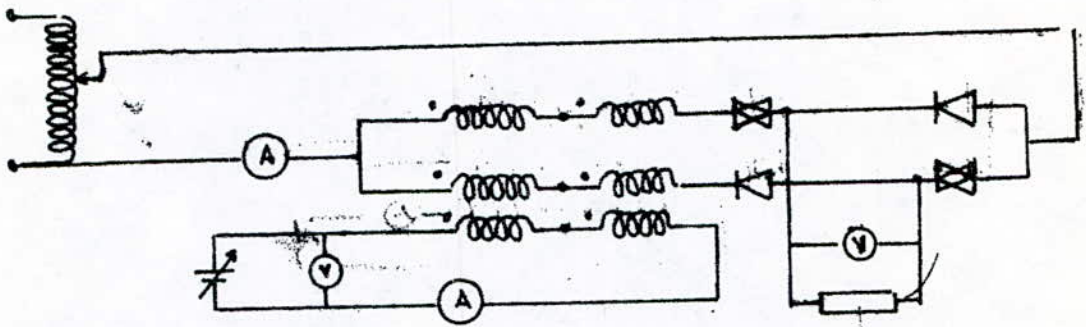
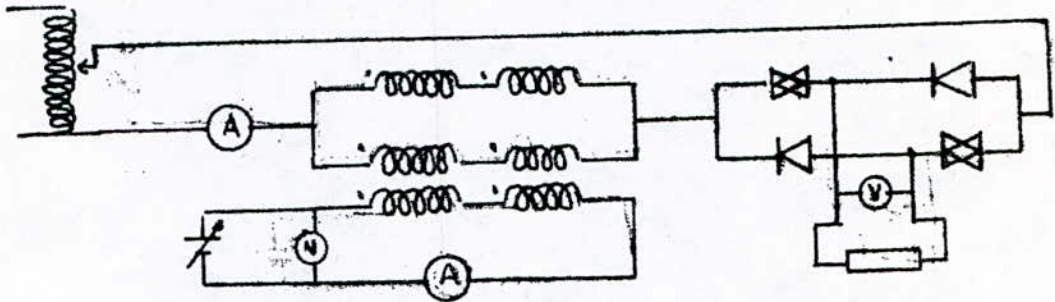
$$B = 0,017 E \text{ (T)} \text{ et } H = 3,66 I_a \text{ A/cm}$$

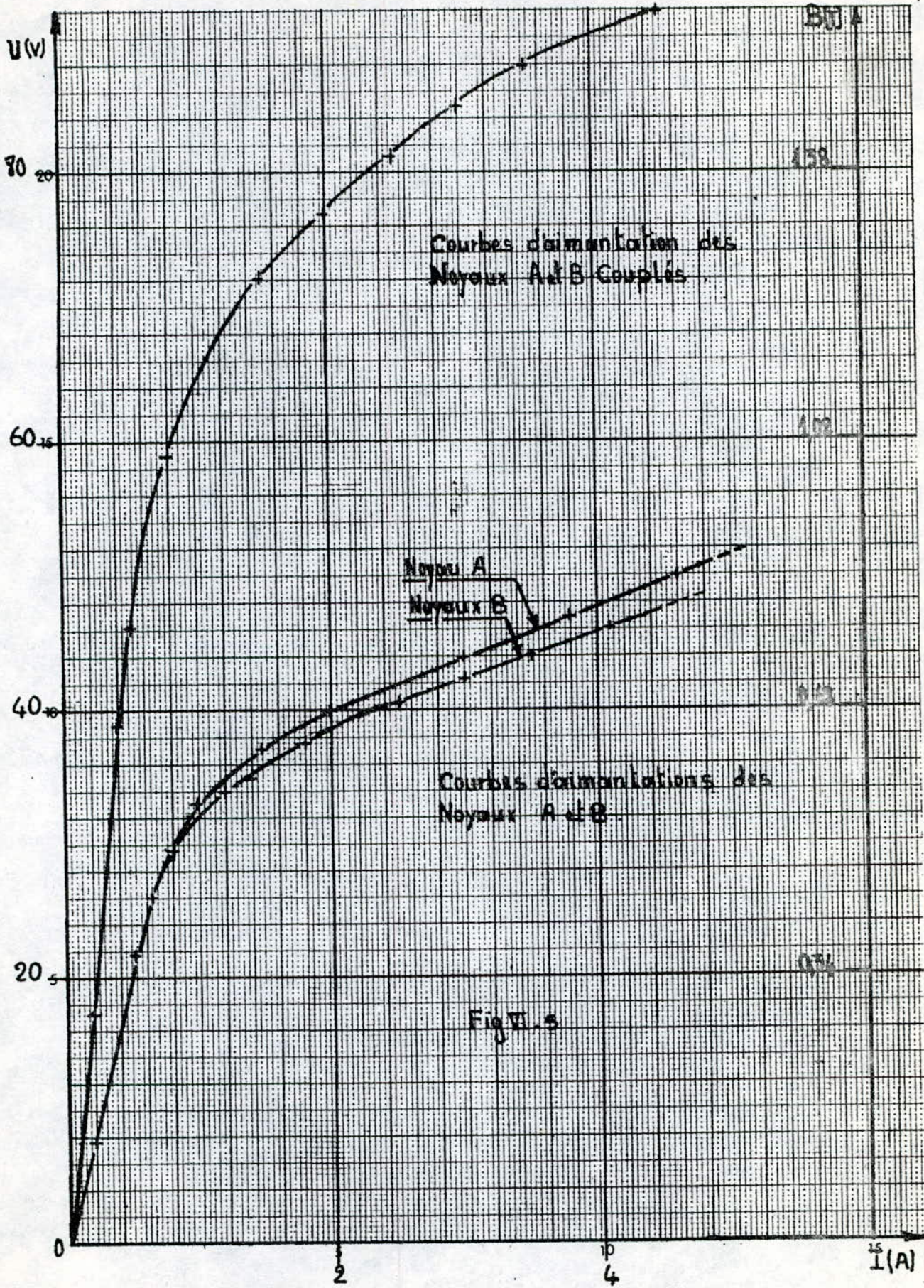
- Relevé des caractéristiques en charge $I_a = f(U_a)$ I_c est, d'où l'on déduira la courbe représentant l'impédance équivalente $Z = \frac{U_a}{I_a} = f(U_a)$. Les résultats sont portés sur les courbes (VI.7) et (VI.8)
- 3 - Relevé des caractéristiques de commande $I_a = f(I_c)$:
 - a) à tension d'alimentation constante, charge R_a variable.
 - b) à charge constante, tension d'alimentation variable.
 - c) charge parcourue par un courant continu
 - d) caractéristique de commande avec réaction interne

e) Caractéristique de commande en montage série :

- avec réaction externe

- avec réaction externe et polarisation.





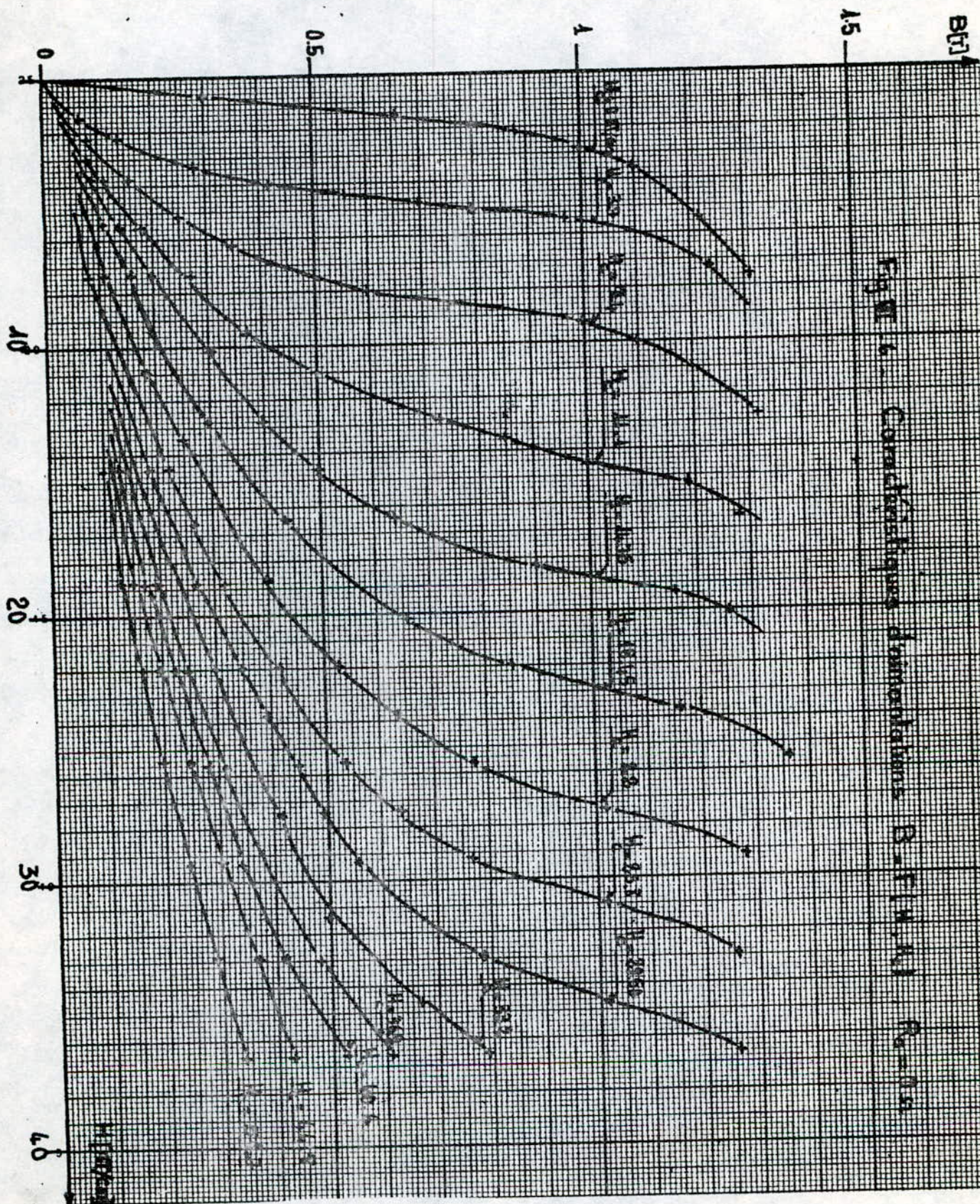


Fig. 1. - Characteristics of damperless B.F.I.N.A.1 Re=0.5

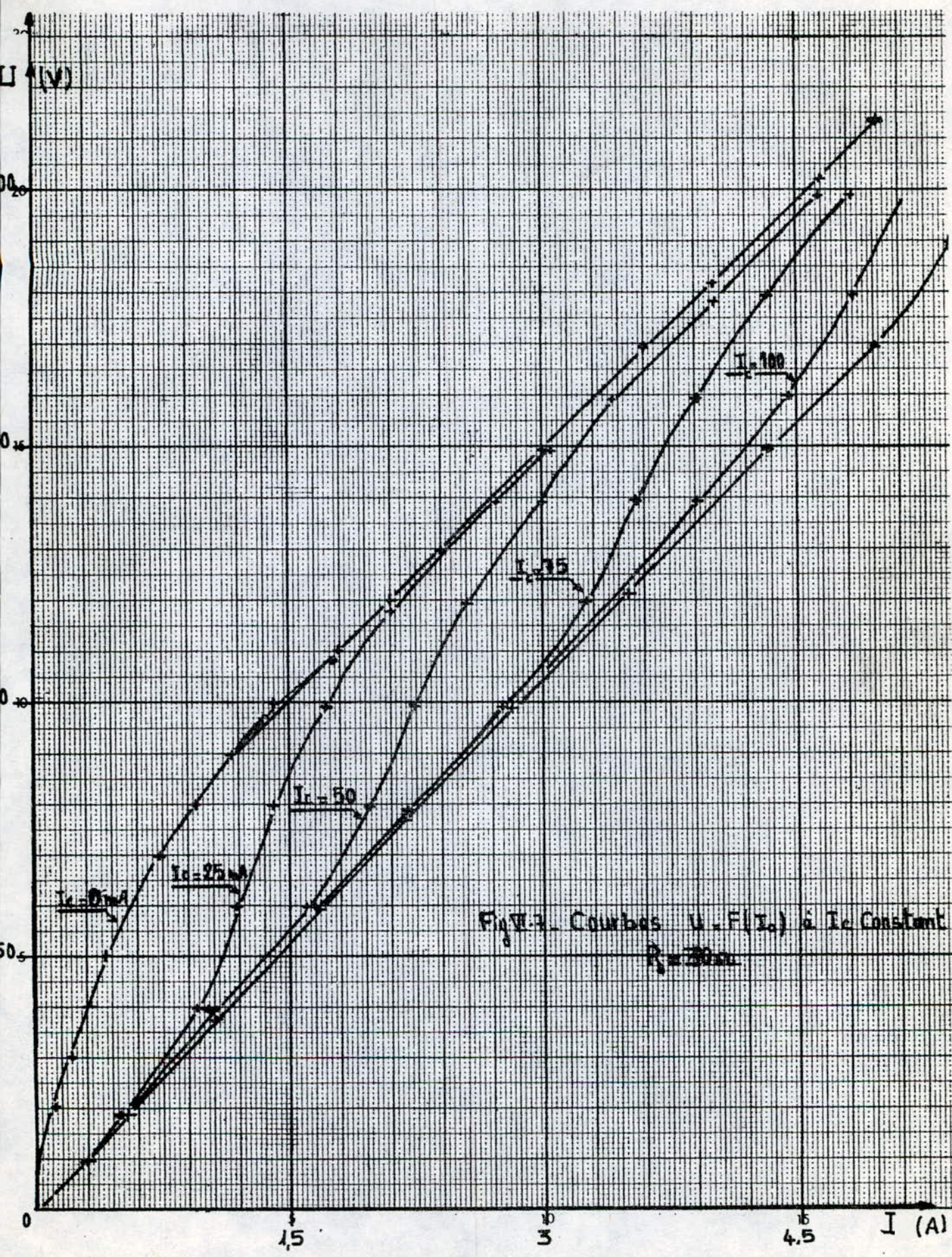


Fig V-3. Courbes $U = f(I_c)$ à I_c constant
 $R_b = 30\Omega$

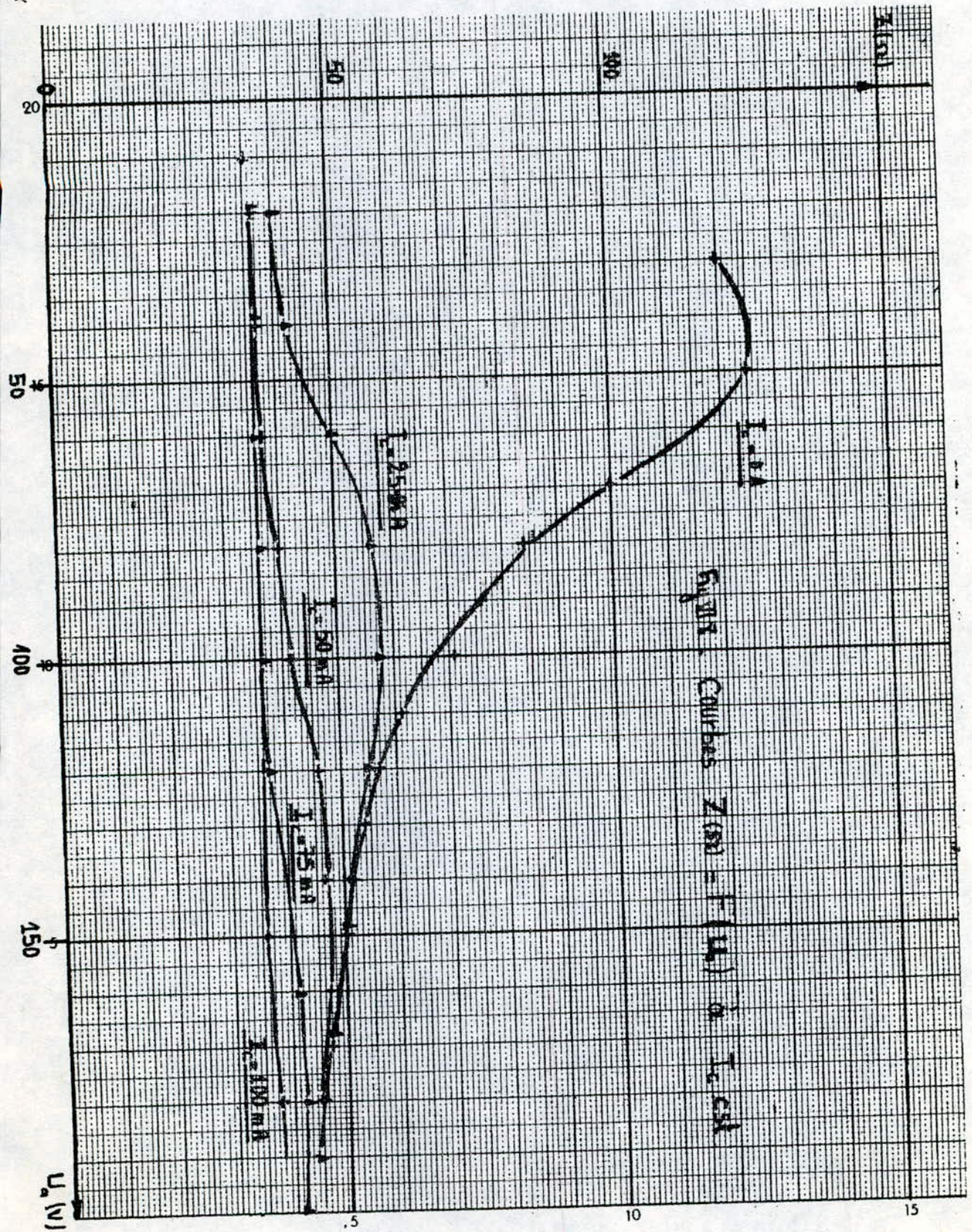


Figura. Curves $Z(\Omega) = F(U_c)$ of I_c (mA)

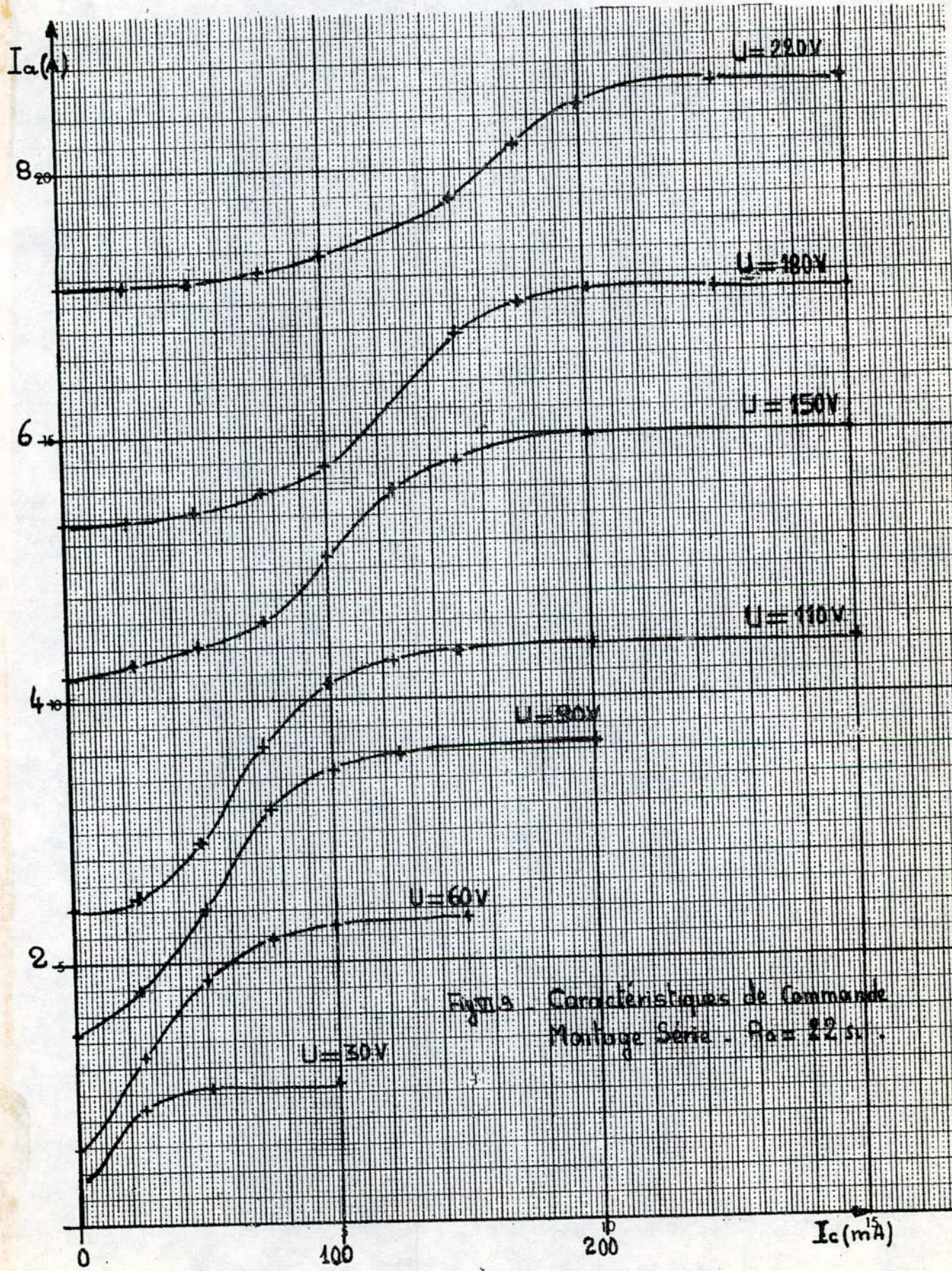
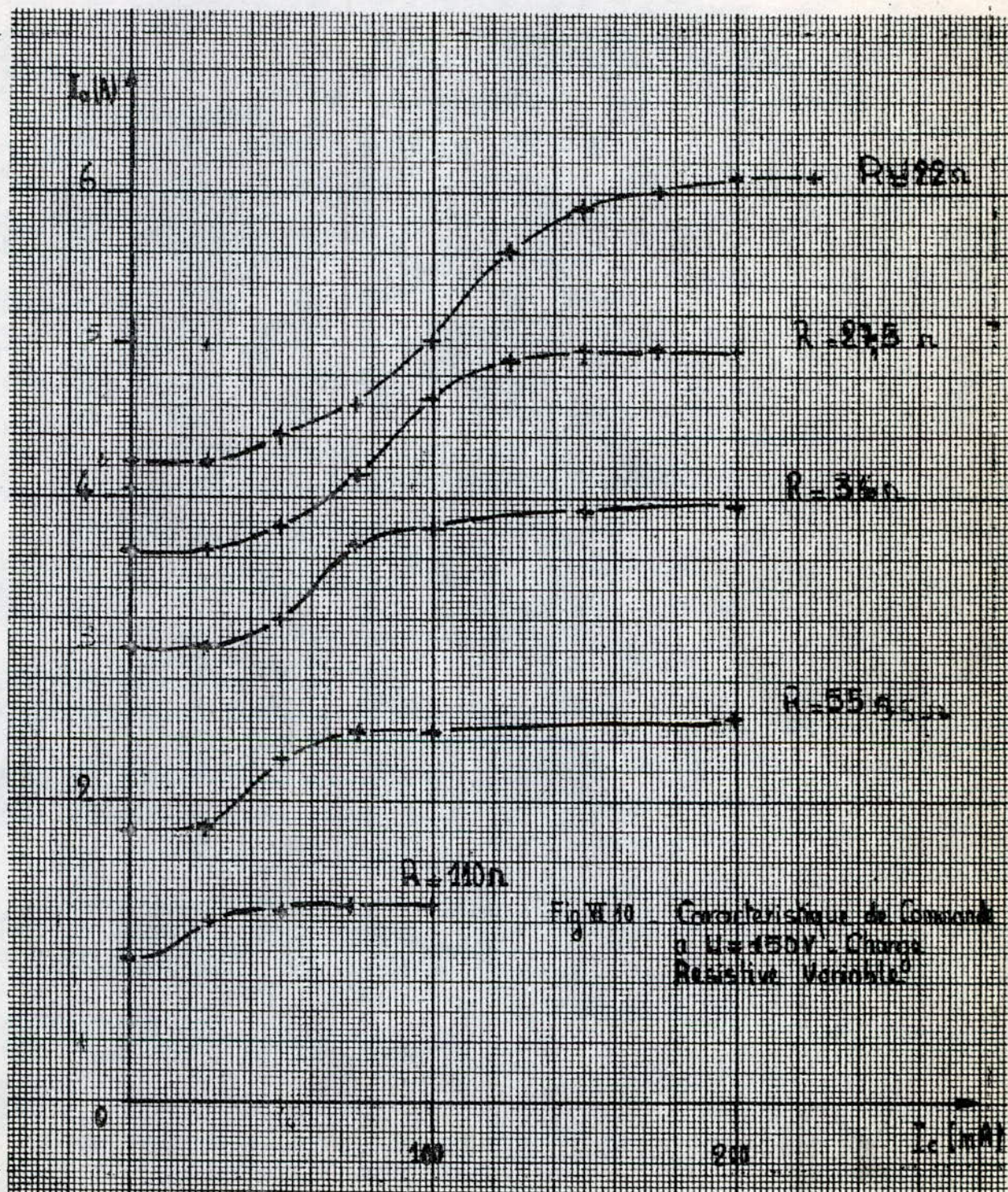
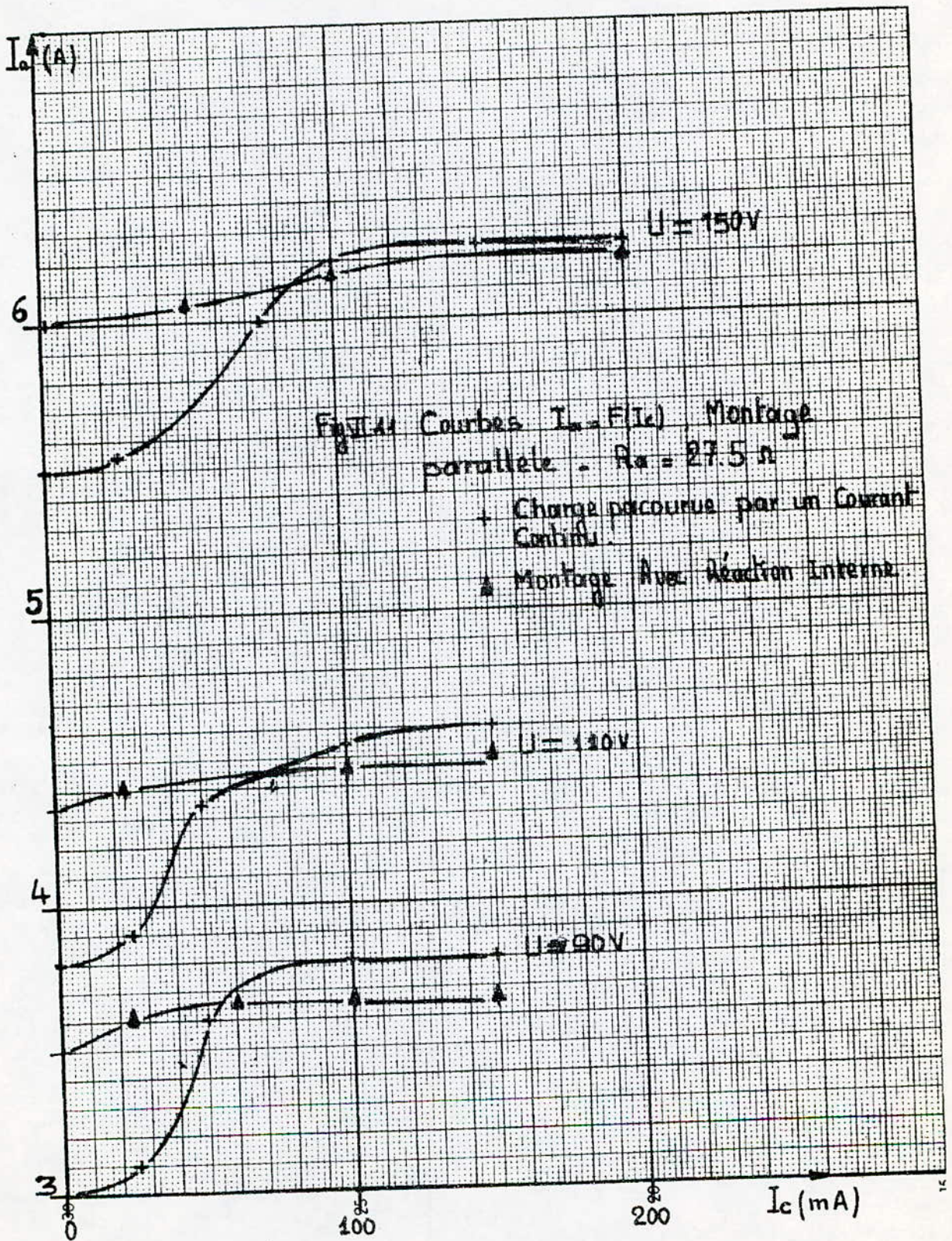
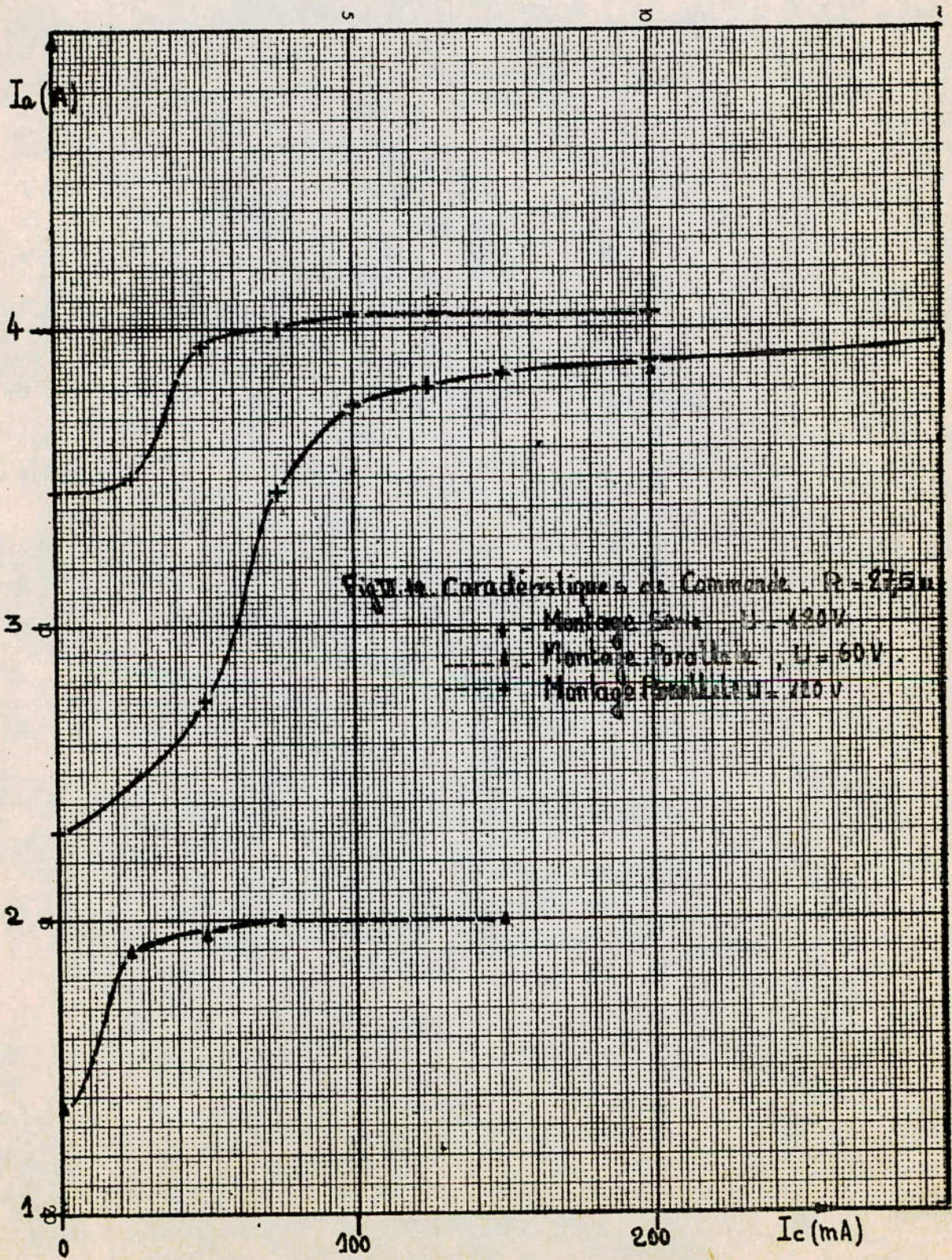


Fig. 15 Caractéristiques de Commande
Montage Série - $P_a = 22 \text{ w.}$







Interprétation des résultats:

- Courbes d'aimantation Fig (VI.5)

Les caractéristiques d'aimantation des deux noyaux sont pratiquement identiques, elles coïncident dans la partie linéaire; l'écartement commence au point correspondant à la tension $U_a = 30$ volts qui sera prise comme tension de saturation optimale d'un noyau. La partie linéaire de saturation fait un angle β , non négligeable, avec l'axe horizontal. Pour une variation donnée de tension la variation du courant correspondant est inversement proportionnelle à la tangente de cet angle.

- Caractéristiques d'aimantation à I_c constant ($\neq 0$) Fig (VI.6)

Les courbes montrent que pour obtenir un même courant magnétisant il faudrait appliquer des tensions d'autant plus élevées que les courants de commande sont plus faibles. L'application du courant de commande $I_c \neq 0$ fait décroître la pente des courbes correspondants à $I_c = 0$

Courbes en charge $I_a = f(U_a)$ Fig (VI.7)

Les courbes montrent que, tant que la tension d'alimentation est inférieure à un certain rang, le courant de charge augmente faiblement en prenant des valeurs d'autant plus grandes que le courant de commande est élevé. Au delà de ce rang de tension le courant de charge varie indépendamment

du courant de contrôle. Il n'est limité que par la résistance de charge ($R_a = 30 \Omega$) et par la réactance de fuite.

La figure (VI.8) montre les variations de l'impédance équivalente du A.M. $Z_c^2 = R_a^2 + (L_c \omega)^2$.

En l'absence du courant de contrôle l'impédance varie en fonction de la tension. En présence du courant de contrôle de valeur plus ou moins importante cette impédance décroît jusqu'à atteindre sa valeur limite qui représente la résistance de charge et la réactance de fuite.

Caractéristiques de commande:

Sur la figure (VI.9) on remarque que pour une tension donnée, l'accroissement du courant de commande a pour effet d'augmenter le courant de charge jusqu'à une valeur limite définie par l'impédance minimale. Les courants de repos (à $I_c = 0$) sont fonction de la tension.

Sur la figure (VI.10) on voit aussi l'influence de la résistance de charge sur la caractéristique de commande, les meilleures variations sont obtenues pour des faibles résistances ($< 36 \Omega$) et pour des tensions U_a telle que $60 \leq U_a \leq 160 \text{ V}$

La figure (VI.11) illustre la différence entre les caractéristiques de commande obtenues avec le montage série et parallèle. Ainsi pour une même tension d'alimentation U_a et pour une même résistance de charge, la caractéristique de

Commande du montage série est beaucoup plus large que celle obtenue par le montage parallèle. Ceci est dû aux courants transitoires et aux harmoniques, circulant dans la boucle fermée des enroulements de charge, qui empêchent le changement rapide du flux.

Réaction externe et polarisation Fig (VI.13)

L'application de la réaction externe (courant de charge redressé passant dans l'enroulement de réaction) améliore la caractéristique de commande en augmentant les gains en courant et en puissance pour un même courant de commande I_c . Avec la polarisation les caractéristiques sont décalées à droite, mais toutefois les minimums des courbes n'atteignent pas la position ($I_c = 0$) d'origine parce que les AT de polarisation appliqués sont inférieurs à ceux de la réaction appliqués.

Conclusion

Nous avons réalisé notre amplificateur magnétique en utilisant comme éléments de base deux noyaux de transformateurs anciens qui n'ont pas de caractéristiques requises pour les appliquer en amplification. Malgré cela les essais nous ont permis de constater l'existence et l'obtention de l'effet amplificateur, en effet, un courant continu de faible intensité renforce la saturation des circuits magnétiques excités en alternatif, ce qui provoque l'augmentation du courant de charge. Bien que les noyaux les noyaux ne sont pas performants, l'application de la réaction et de polarisation a permis d'accroître le gain en courant et en puissance.

L'analyse des résultats expérimentaux et les observations faites au laboratoire nous ont permis de conclure que l'A.M. réalisé est mieux destiné à fonctionner en montage série sous tension d'alimentation ≤ 160 volts et pour une charge de résistance variant entre 20 et 30 Ω . Les caractéristiques obtenues auraient été beaucoup plus meilleures si on avait utilisé des noyaux à caractéristiques magnétiques de qualité tels que le permalloy, deltamax... etc.

Nos essais auraient pu être complétés si on disposait d'une machine à faible puissance (≈ 600 W), cela permettrait de mettre en évidence l'efficacité et la réponse de l'A.M. aux différents tests, à savoir la régulation de l'excitation, de la vitesse, ... etc.

