

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

30/87

وزارة التعليم و البحث العلمي
Ministère de l'Enseignement et de la Recherche Scientifique

2 ESC

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT **Électronique**

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

ANALYSE DE LA COMMANDE

AUTOMATIQUE

D'UNE MACHINE OUTIL

Proposé par :

M^r. Lyssov

Etudié par :

BOUDJERRA

• Zoheir

Dirigé par :

M^r. Lyssov

PROMOTION **juin 87**

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

وَصَلَّى اللَّهُ عَلَى مُحَمَّدٍ وَعَلَى آلِهِ وَسَلَّمَ .
وَرَضِيَ اللَّهُ عَنْ أَصْحَابِ مُحَمَّدٍ الَّذِينَ اتَّبَعُوا وَنَهَرُوا .
وَغَفَرَ اللَّهُ لَنَا وَلِلْمُؤْمِنِينَ جَمِيعًا .
اللَّهُمَّ إِنَّكَ الْعَفْوُ وَتَحِبُّ الْعُفُوفَ عَنَّا .

رَبِّ اعْفُرْ لِي وَلِوَالِدِيَّ وَلِلْمُؤْمِنِينَ يَوْمَ يَقُومُ الْحِسَابُ .
رَبَّنَا إِنَّا سَمِعْنَا مَنَادًا يَا أَيُّهَا الَّذِينَ آمَنُوا بَرِكُمْ فَاثْمَنَّا رَبَّنَا
فَاعْفُرْ لَنَا ذُنُوبَنَا وَكَفِّرْ عَنَّا سَيِّئَاتِنَا وَتَوَقَّنَا مَعَ الْأَبْرَارِ .
قُلْ ادْعِ اللَّهَ أَوْ ادْعِ الرَّحْمَنَ أَيًّا مَا تَدْعُو فَلَهُ الْأَسْمَاءُ الْحُسْنَى .

و لله الأسماء الحسنى فاعفوه بها

يا الله	يا رحمن	يا رحيم	يا ملك	يا قدوس	يا سلام	يا مومن	يا مهين	يا عزيز	يا جبار
يا متكبر	يا خالق	يا بارئ	يا مصور	يا غفار	يا قهار	يا وهاب	يا رزاق	يا فتاح	ياعليم
يا قابض	يا باسط	يا خافض	يا رافع	يا معز	يا مدبر	يا سميع	يا بصير	يا حكيم	يا عدل
يا لطيف	يا خبير	يا حليم	يا عظيم	يا غفور	يا شكور	يا علي	يا كبير	يا قهار	يا مقبض
يا حسيب	يا جليل	يا كريم	يا رقيب	يا مجيب	يا واسع	يا حكيم	يا ودود	يا مجيد	يا باعث
يا شهيد	يا حق	يا وكيل	يا قوي	يا متين	يا ولي	يا حميد	يا مهيب	يا مبدئ	يا معيد
يا هي	يا ممت	يا حي	يا قيوم	يا واحد	يا ماجد	يا واحد	يا صمد	يا قادر	يا مقدر
يا مقدم	يا مؤخر	يا أول	يا آخر	يا ظاهر	يا باهر	يا والي	يا متغالي	يا بر	يا تواب
يا منتقم	يا عفو	يا رؤوف	يا مالك	يا ذو الجلال والاكرام	يا قسط	يا جامع	يا غني	يا مضي	يا مانع
يا ضار	يا نافع	يا نور	يا صارم	يا يدب	يا باقي	يا وارث	يا رشيد	يا مبرور	يا الله

قل هو الله أحد . الله الصمد لم يلد ولم يولد ولم يكن له كفواً أحد ●
- صدق الله العظيم -

الاهداء

- إلى أمي وأبي وإلى جميع أفراد عائلتي .
- وإلى جميع إخواني المؤمنين .
أهدي هذا العمل المتواضع .
راجيا من الله سبحانه وتعالى أن يعفو
عنا جميعا .

و لا حول و لا قوة إلا بالله
العلي العظيم .

ب. زهير

Remerciements

Je tiens à remercier énormément mon promoteur Monsieur Lyssov, qui par son aide moral et par ses conseils judicieux a su me guider tout au long de mon travail.

Aussi, je remercie tous les enseignants qui ont contribué à ma formation, et tous ceux qui ont collaboré de près ou de loin à la réalisation de ce projet.

B. Zoheir.

Sommaire.

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

	page
Introduction	1
Chapitre 1	
1.1. Les variateurs de courant continu à transistors de commutation	4
1.1.1. Généralités	4
1.1.2. Montage de base	6
1.1.3. Fonctionnement	8
1.1.4. Montage en pont	10
1.1.5. Fonctionnement	12
1.2. Dispositifs de commande de gâchettes	16
1.2.1. Généralités	16
1.2.2. Principe	17
1.2.3. Dispositif de commande de gâchettes pour un convertisseur de courant en montage en pont triphasé	21
1.2.4. Amplificateur et transformateur d'impulsion	24
1.2.5. Caractéristique statique	28
1.2.6. Comportement dynamique pour des petites variations	30
Chapitre 2	
2.1. Structures et caractéristiques générales des systèmes subordonnés	33

2.1.1. Les systemes subordonnés _____

2.1.2. Les conditions d'optimisation technique
 du régime transitoire _____ 35

2.1.3. Système subordonné à commande
 automatique pour la vitesse d'un
 moteur à courant continu _____ 40

2.2. Calcul et réalisation des régulateurs de
 courant et de vitesse _____ 42

2.2.1. Calcul du régulateur de courant _____ 42

2.2.2. Calcul du régulateur de vitesse _____ 46

2.2.3. Analyse de l'action de la force
 contre-électromotrice du moteur au
 régime transitoire et permanent _____ 48

2.2.4. Les propriétés statiques du système
 subordonné _____ 51

Chapitre 3. Moteurs à courant continu _____ 54

3.1. Equations générales en régime continu _____ 54

3.2. Procédé de commande en régime continu .. 56

3.3. Servomoteur à réglage par la tension d'induit. 58

3.3.1. Diagramme fonctionnel _____ 58

3.3.2. Influence de la tension d'entrée _____ 61

3.3.3. Influence du couple résistant _____ 62

3.3.4. Remarque. _____ 63

Chapitre 4. Calcul des valeurs du système ————— 65

4.1. Calcul des valeurs du régulateur de courant.. 65

4.2. Calcul du régulateur de vitesse ———— 67

Chapitre 5.

Système à commande automatique de type ET6.. 69

5.1. Principe de fonctionnement de la commande
électrique ———— 69

5.2. Constitution du système de régulation
à thyristors ———— 70

Conclusion. ———— 85.

Introduction

Ce travail consiste à étudier la commande automatique d'un moteur à courant continu, utilisé dans diverses machines (tour, Etaulimeur, fraiseuse) ou bien dans la robotique et systèmes automatisés.

L'avantage de l'utilisation du moteur à courant continu par rapport au moteur asynchrone, c'est qu'il permet une variation continue de la vitesse du moteur, elle est proportionnelle au courant d'induit du moteur. Le courant d'inducteur étant maintenu constant, dans notre étude.

Signalons aussi que le courant induit du moteur est le résultat d'une conversion alternative-continu obtenue à l'aide d'un convertisseur à thyristors commandé par des impulsions dont la phase peut être varier.

La variation de la phase de ces impulsions implique une variation de la moyenne du courant induit; c'est que l'on appelle variation de l'angle d'ombrage des thyristors.

Dans notre étude on utilise le convertisseur à 6 phases.

Les variateurs de courant continu sont des bascules de Schmidt, basculant à l'intersection d'un signal alternatif avec un signal continu donnant des tops pouvant amorcer les thyristors.

La tension de commande étant la tension continue obtenue à la sortie d'un potentiomètre se trouvant dans l'étage du régulateur de vitesse.

Aussi on peut citer les différents étages de régulation, tel que le régulateur de courant avec les capteurs qui peuvent être des diodes magnétiques suivies d'un amplificateur.

Le régulateur de vitesse avec son capteur qui est une génératrice tachymétrique.

La sortie de cet étage est reliée à l'entrée du régulateur de courant.

Le circuit de limitation de courant, limite le courant de l'induit du moteur.

Le circuit de limitation de l'angle d'amorçage, limite l'angle d'amorçage des thyristors.

Evidemment on note l'existence des circuits d'alimentation stabilisée et le circuit de protection.

L'utilisation d'un convertisseur à 6 phases permet

la réduction de l'angle d'amorçage maximal et une bonne stabilité du courant induit.

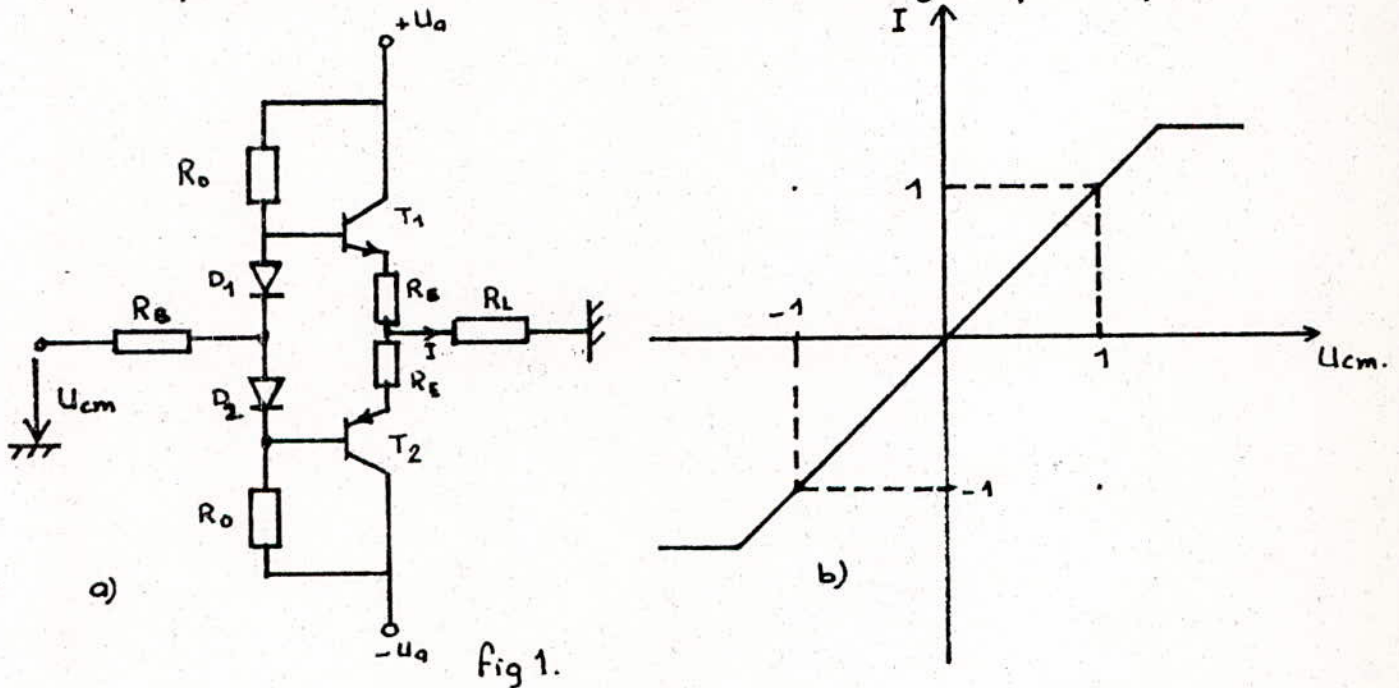
L'analyse de l'asservissement du système a été élaborée à l'aide de boucles superposées, ou systèmes subordonnés. Les étages moteur et régulateur de courant étant l'objet de réglage du régulateur de vitesse.

Chapitre 1

1.1 Les variateurs de courant-continu à transistors de commutation

1.1.1 Généralités

Amplificateur à transistors, montage push-pull.



Ce montage est caractérisé par une variation continue du courant de sortie. Par conséquent, il se produit des pertes importantes entre collecteur et émetteur du transistor. Ces pertes peuvent être fortement réduites si l'on applique le principe de la commutation à pulsation:

où le transistor est soit complètement endenché ; soit complètement déclenché. Grâce au développement récent des transistors de commutation. Il existe des éléments admettant une tension collecteur emetteur de 500 V à des courants de collecteurs dépassant 100 A. Ces éléments sont encore en constante évolution. Le choix du transistor dépend des conditions de refroidissement et il est indispensable de faire un calcul thermique afin de contrôler que la température à l'intérieur du transistor ne dépasse pas la valeur maximale admissible.

A l'aide de ces éléments, il est possible de construire des variateurs de courant continu à transistors de commutation.

Pour des puissances de sortie nominales allant jusqu'à 10 à 20 Kw (et dans un proche avenir jusqu'à 50 Kw environ); On peut remplacer, avec ces dispositifs, les variateurs de courant à commutation forcée et réduire ainsi notablement les besoins de matériel. Un autre avantage des variateurs de courant continu à transistors de commutation résulte de la possibilité d'augmenter la fréquence de pulsation jusqu'à environ 10 à 30 KHz, ce qui permet de

réduire le retard de ce type d'organe de commande. Ainsi on peut réaliser des réglages plus rapides ; ce qui est très important pour l'alimentation des servomoteurs à courant continu de hautes performances dynamiques. Dans ce cas ; il est même très souvent avantageux de remplacer des convertisseurs de courant par des variateurs de courant continu à transistors de commutation, en alimentant ces derniers par le réseau monophasé ou triphasé, par l'intermédiaire de redresseurs à diodes.

1.1-2. Montage de base :

La fig 2 montre le montage de base d'un variateur de courant continu à transistors de commutation.

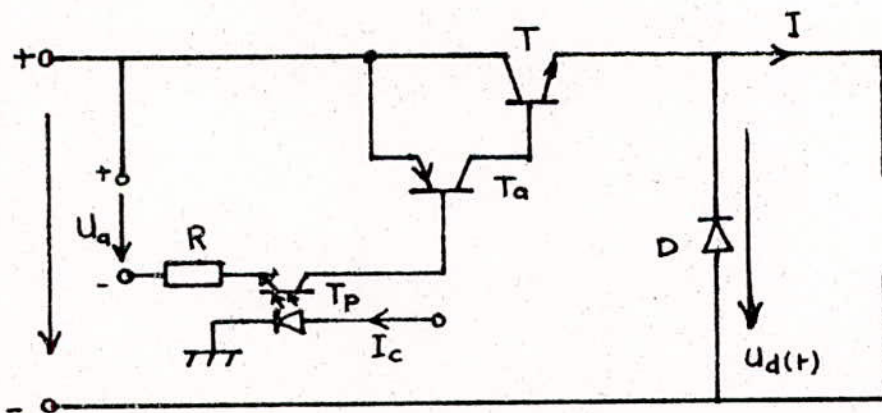


Fig 2 : Variateur de courant continu à transistors de commutation, montage de base.

La base du transistor principal T est reliée avec un transistor auxiliaire T_a de type pnp. Ces deux transistors forment un montage pseudo-darlington.

La base du transistor auxiliaire T_a est à son tour connectée avec un photocoupleur T_p .

Une tension auxiliaire U_a alimente le transistor auxiliaire T_a et le photocoupleur T_p au travers de la résistance R, servant à limiter le courant. La tension auxiliaire peut être fournie par un organe d'alimentation simple qui permet une séparation galvanique. La tension U_a est en général située entre 5 et 15V. Une stabilisation n'est pas nécessaire.

Le photocoupleur T_p est commandé par le courant I_c . Le circuit de commande est donc séparé galvaniquement grâce à ce photocoupleur. Un point du circuit de commande peut être connecté avec le point zéro commun des circuits de réglage et de commande. Cette séparation galvanique est très avantageuse car les circuits de réglage et de commande ne sont pas reliés galvaniquement avec les circuits de puissance.

1.1.3. Fonctionnement.

Un signal de commande binaire c commute le courant de commande I_c par l'intermédiaire d'un amplificateur entre zéro et une certaine valeur positive, cette dernière doit être choisie de sorte que, par l'intermédiaire du photocoupleur T_p , et du transistor auxiliaire T_a , le transistor principal T soit saturé. Pour $I_c = 0$, par contre, le transistor principal T doit être complètement bloqué. Pour maintenir les pertes de commutation aussi faibles que possible, il est indispensable que les temps de commutation soient très courts. Dans ce but, on doit normalement effectuer des mesures particulières sur lesquels on peut entrer ici en détail.

Lorsque le transistor principal T est saturé, la tension instantanée $U_d(t)$ aux bornes de la charge est $U_d(t) = 0$. La diode D est maintenant conductrice et permet au courant de continuer à circuler dans la charge. Si, par l'intermédiaire du signal de commande binaire c , le transistor principal T est enclenché et déclenché périodiquement on obtient le fonctionnement à pulsation. L'allure en fonction du temps de I_c et $U_d(t)$ est représentée à la figure 3 pour un signal de commande c donné.

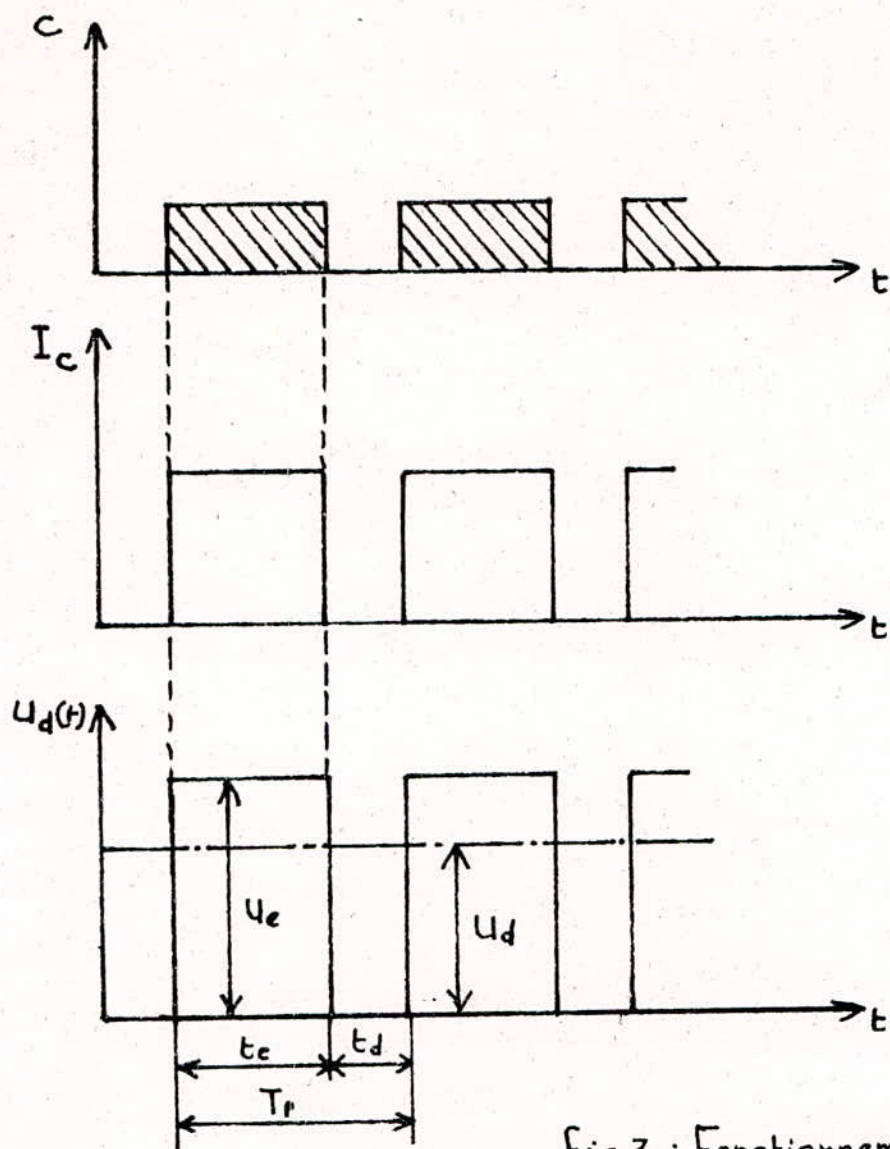


Fig 3 : Fonctionnement du montage de la Fig 2

Avec la durée d'enclenchement t_e et la durée de déclenchement t_d ; on obtient pour la valeur moyenne de la tension aux bornes de la charge :

$$U_d = \frac{t_e}{t_e + t_d} U_e \quad (1)$$

Où $t_e + t_d = T_p$ est la période de pulsation, cette période de pulsation peut être constante ou variable, selon la manière de faire varier la tension continue.

Le comportement de ce montage correspond au fonctionnement idéalisé d'un variateur de courant continu à commutation forcée. On doit aussi prévoir un condensateur tampon si la source de tension U_e possède une inductance interne non négligeable.

1.1.4. Montage en pont

Si le courant I dans la charge doit changer de polarité il faut faire appel à un montage en pont.

Celui-ci est représenté par la fig 4. Il est composé de 2 branches, constituées chacune de 2 transistors principaux T et T' et de deux diodes D et D' montées antiparallèles avec les transistors principaux.

La charge (de nouveau représentée par un moteur à courant continu M) est reliée entre les deux points milieux des branches. Ce montage correspond à celui d'un onduleur monophasé à commutation forcée.

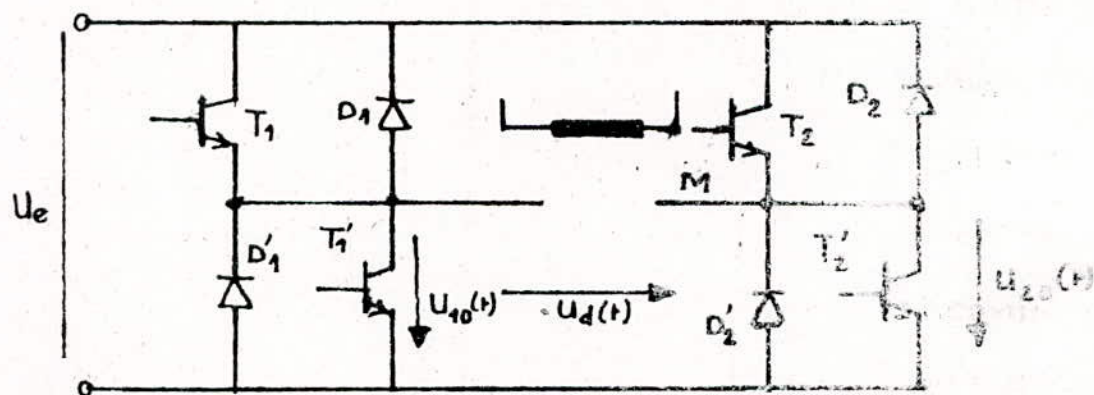


Fig 4 : Variateur de courant continu à transistors de commutation
Montage en pont.

Dans la fig 4 les éléments de commande des transistors principaux ne sont pas représentés.

Pour la commande des transistors supérieurs T_1 et T_2 , on a besoin pour chacun d'eux, d'un transistor auxiliaire (du type pnp) et d'un photocoupleur exactement comme dans la fig 2. L'alimentation de ces éléments se fait par une tension auxiliaire commune pour les deux transistors supérieurs. L'organe d'alimentation possède un point commun avec la borne positive de la tension U_e .

Pour la commande des transistors inférieurs T'_1 et T'_2 , on doit utiliser des transistors auxiliaires du type npn.

Le montage correspondant est indiqué à la figure 5.

La tension auxiliaire U'_a possède maintenant un point commun avec la borne négative de la tension U_e alimentant le montage en pont. La tension auxiliaire U'_a est commune pour les deux transistors inférieurs.

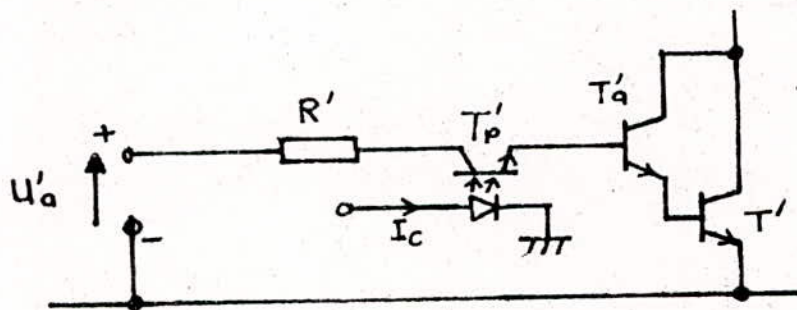


Fig 5: montage pour la commande des transistors inférieurs dans le montage de la fig 4.

1.1.5. Fonctionnement:

Un courant de charge I positif circule dans la première branche au travers du transistor T_1 , si celui-ci est conducteur, ou au travers de la diode D_1 , si le transistor T_1 est bloqué. Dans la deuxième branche le même courant I positif circule au travers du transistor T_2 , si celui-ci est conducteur, ou au travers de la diode D_2 , si le transistor T_2 est bloqué.

Par contre, un courant de charge I négatif passe par le transistor T_1 ou la diode D_1 , dans la première branche.

Les transistors doivent être enclenchés et déenclenchés périodiquement selon le principe du contrôle à pulsation.

Dans ce but, les deux branches sont à commander en opposition, c'est-à-dire qu'on doit enclencher simultanément les transistors T_1 et T_2 ; ou les transistors T_2 et T_1 .

L'allure des signaux logiques de commande C_1, C_2, C_2', C_1' (commandant les transistors T_1, T_2', T_2, T_1') ainsi que l'allure des tensions $U_{10}(t), U_{20}(t)$ et $U_d(t)$ sont représentées à la figure 6.

Le signal logique $C_1=1$ provoque la conduction du transistor T_1 , à condition que la tension entre émetteur et collecteur soit positive, tandis que le signal $C_1=0$ le bloque.

Il en est de même pour les signaux logiques C_2, C_2' et C_1' associés aux transistors T_2, T_2' et T_1' .

Les signaux logiques c_i et c'_i (avec $i=1,2$) ne doivent jamais être en même temps égaux à 1, pour ne pas provoquer un court-circuit dans une branche; entre l'état 1 de ces signaux; on doit intercaler un petit lap de temps t_f de quelques μs ; où $c_1 = c'_2$ et $c_2 = c'_1$ doivent être égaux à 0, afin de garantir le blocage sûr des transistors qui ont conduit précédemment.

Pendant la durée d'enclenchement t_e (définie par l'intervalle où $c_1 = c'_2 = 1$); la tension de branche $U_{10}(t)$ est égale à U_e ;

Tandis que $U_{20}(t) = 0$. Pendant la durée de déclenchement ($c_1 = c'_2 = 0$); on a $U_{10}(t) = 0$ et $U_{20}(t) = U_e$; à condition que le courant de charge I soit positif. Dans ce cas, les transistors T_2 et T'_1 ne conduisent pas (bien que $c_2 = c'_1 = 1$); car les diodes D_2 et D'_1 sont conductrices pendant cet intervalle et provoquent une tension légèrement négative entre collecteur et émetteur de transistors T_2 et T'_1 .

Pour un courant de charge I négatif, les transistors T_2 et T'_1 sont conducteurs pour $c_2 = c'_1 = 1$; tandis que les transistors T_1 et T'_2 ne conduisent pas pour $c_1 = c'_2 = 1$.

Dans ce cas la tension $U_{10}(t)$ est égale à U_e pendant la durée $t_e + 2t_f$ et la tension $U_{20}(t)$ est égale à U_e pendant la durée $t_d - 2t_f$. Normalement, t_f est très inférieur à t_e et t_d . L'influence de ce laps de temps t_f sur la valeur moyenne des tensions U_{10} et U_{20} peut

être négligée.

La commande des transistors à l'aide des signaux logiques selon le procédé indiqué ci-dessus, et illustré par la fig 6 ; a l'avantage que le passage par zéro et le changement de polarité du courant de charge ne posent aucun problème. Si, par exemple, le courant passe avant de s'annuler au travers d'une diode ; celle-ci se bloque lors de l'annulation du courant.

Le courant peut continuer à circuler avec la polarité opposée par le transistor ; qui se trouve en antiparallèle avec cette diode ; grâce au fait que ce transistor est commandé par un signal logique égal à 1.

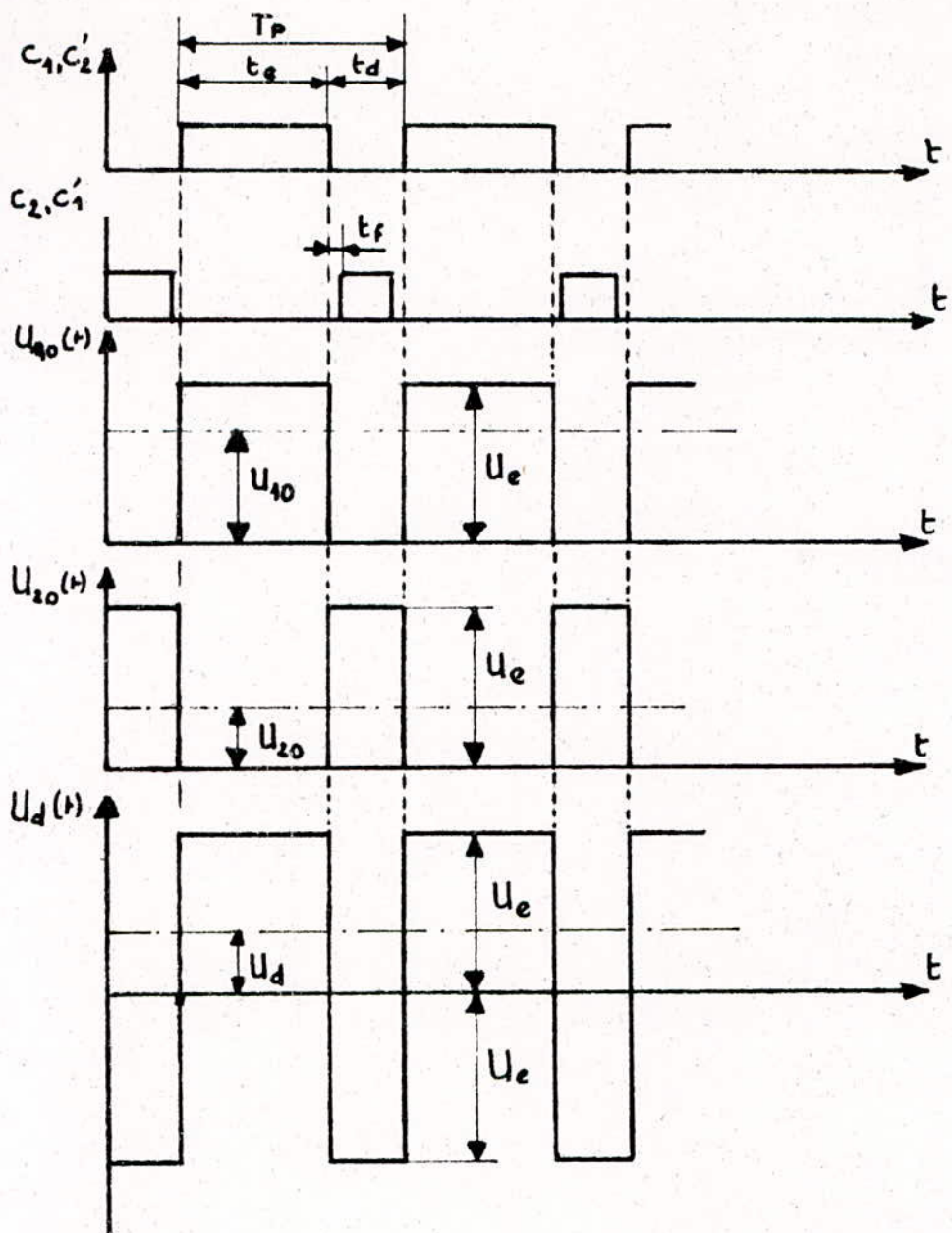
Pour les valeurs moyennes des tensions de branche ;

$$\text{On tire : } U_{10} = \frac{t_e}{t_e + t_d} U_e \quad (2) \quad \text{et} \quad U_{20} = \frac{t_d}{t_e + t_d} U_e \quad (3)$$

Enfin la valeur moyenne de la tension de sortie U_d est

$$U_d = U_{10} - U_{20} = \frac{t_e - t_d}{t_e + t_d} U_e \quad (4)$$

La valeur moyenne de la tension de sortie est positive pour $t_e > t_d$ et négative pour $t_e < t_d$



1.2 : Dispositifs de commande de gâchettes

1.2.1 Généralités

Pour allumer les thyristors des convertisseurs de courant, il est nécessaire d'appliquer des impulsions à leurs gâchettes. Ces impulsions doivent avoir un certain angle de retard d'allumage α par rapport au point d'intersection des tensions alternatives alimentant le convertisseur de courant. Il est indispensable de pouvoir faire varier cet angle de retard d'allumage à l'aide d'une tension de commande U_m continue.

Dans ce but, on utilise des dispositifs de commande de gâchettes. On indiquera leur principe dans le paragraphe suivant. Le paragraphe 3 présentera quelques détails dans le cas le plus important d'un convertisseur de courant en montage en pont triphasé. Dans le paragraphe 4 seront données des indications sur l'étage d'amplification et le transformateur d'impulsions. Enfin, la caractéristique statique et le comportement dynamique des dispositifs de commande de gâchettes seront évoqués dans les paragraphes 5 et 7.

1.2.2. Principe

La figure 7 indique schématiquement les parties essentielles d'un dispositif de commande de gâchettes.

La tension de commande U_{cm} est comparée à une tension de référence sinusoïdale U_r . La différence $U_{cm} - U_r$ est appliquée à l'entrée d'une bascule de Schmidt 1 qui possède un point de basculement à la

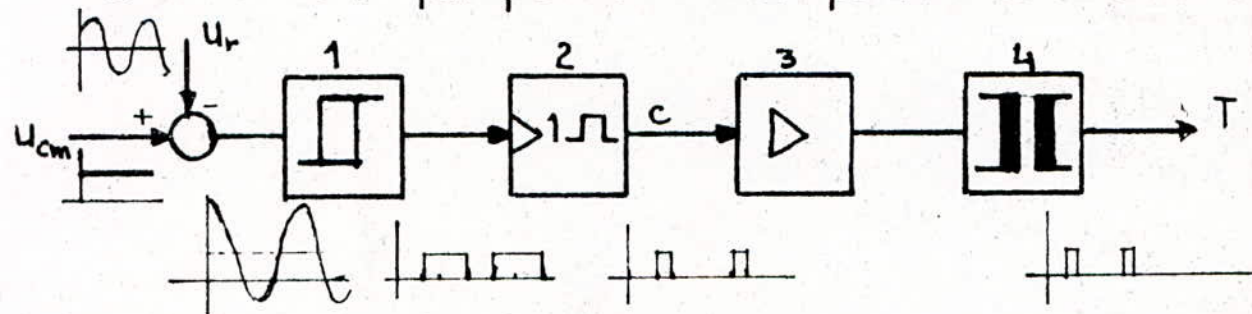


Fig 7: Représentation schématique d'un dispositif de commande de gâchettes.

tension $U_{cm} - U_r = 0$ et une hystérèse faible dont l'effet peut être négligé. Le flanc montant de cette tension est déphasé par rapport au passage par la valeur de crête de la tension U_r . Une bascule monostable 2 agissant sur le flanc montant, fournit des impulsions sous forme d'un signal logique C . Par l'intermédiaire d'un amplificateur 3 et d'un transformateur d'impulsion 4, on obtient des impulsions optes à allumer le thyristor T .

Le transformateur d'impulsions est indispensable pour garantir une séparation galvanique entre les circuits de commande et les gâchettes des thyristors. La durée de basculement de la bascule monostable détermine la durée des impulsions d'allumage.

Les impulsions d'allumage ont la même fréquence que la tension de référence U_r et sont décalés de l'angle α par rapport au passage par la valeur de crête de U_r . Comme l'indique la Figure 8 ; on en déduit :

$$\hat{U}_r \cos \alpha = U_{cm}$$

$$\text{D'où l'on tire } \alpha = \arccos \frac{U_{cm}}{\hat{U}_r} \quad (5)$$

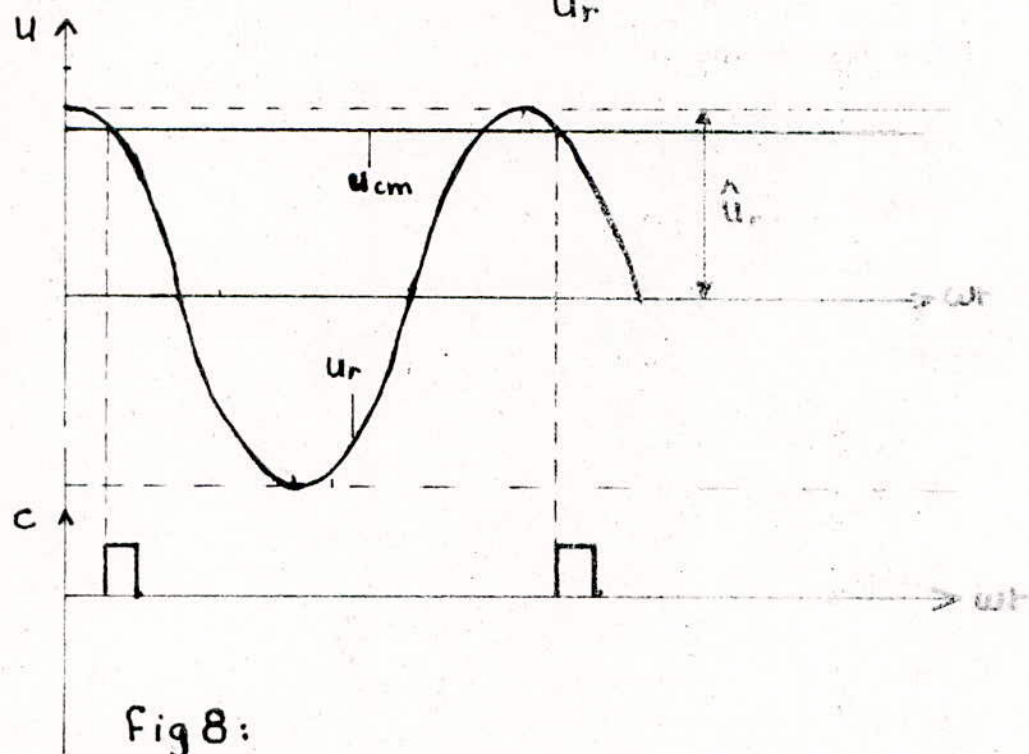


Fig 8:

Afin que cet angle corresponde à l'angle de retard d'allumage ; il est indispensable que la tension de référence U_r possède une position de phase bien déterminée par rapport aux tensions d'alimentation.

du convertisseur de courant. Ce problème sera étudié pour le cas d'un convertisseur de courant en montage en pont triphasé. On doit très souvent filtrer la tension de référence U_r lorsque la tension de réseau présente des harmoniques superposées. Ces dernières peuvent être provoquées par le convertisseur de courant lui-même. Parfois, on utilise, au lieu d'une tension de référence sinusoïdale, une tension en dents de scie produite à l'aide d'un générateur de dents de scie qui doit être synchronisé avec le réseau alternatif alimentant le convertisseur de courant. Dans ce cas, il existe une relation linéaire entre l'angle de retard d'allumage α et la tension de commande U_{cm} . Il est toujours nécessaire de limiter le domaine de variation de la tension de commande U_{cm} en correspondance à une limitation de l'angle α entre les limites α_{min} et α_{max} . A cause de la relation $(\alpha = \arccos \frac{U_{cm}}{U_r})$ entre α et U_{cm} . On constate qu'à α_{min} correspond U_{cmmax} et qu'à α_{max} correspond U_{cmmin} . Des valeurs de limitation typiques sont $\alpha_{min} = 5^\circ$; $\alpha_{max} = 150^\circ$. La première limite doit être introduite pour obtenir une intersection bien définie entre la tension de commande U_{cm} et la tension de référence U_r (En effet, pour $U_{cm} > \hat{U}_r$; aucune impulsion ne serait produite).

La deuxième limite est imposée par le fonctionnement en onduteur.

Un montage d'entrée apte à limiter le domaine de variation de la tension de commande est montré à la figure 9.

Ce montage correspond au montage limiteur indiqué à la figure 9. On peut ajuster $U_{cm\max}$ (câd α_{\min}) avec le potentiomètre P_1 , tandis qu'avec le potentiomètre P_2 , on ajuste $U_{cm\min}$ (câd α_{\max}). Il est très important que les tensions auxiliaires $+U_a$ et $-U_a$ ne soient pas stabilisées. Il faut qu'elles puissent varier de la même manière que l'amplitude \hat{U}_r de la tension de référence, afin de garantir que les limites soient respectées même lors des variations de la tension du réseau alternatif. Dans ce but, on produit les tensions continues $+U_a$ et $-U_a$ par redressement des tensions de référence U_r , si possible par un redressement triphasé; de sorte que les ondulations soient petites et que le filtre de lissage n'introduise qu'un faible retard.

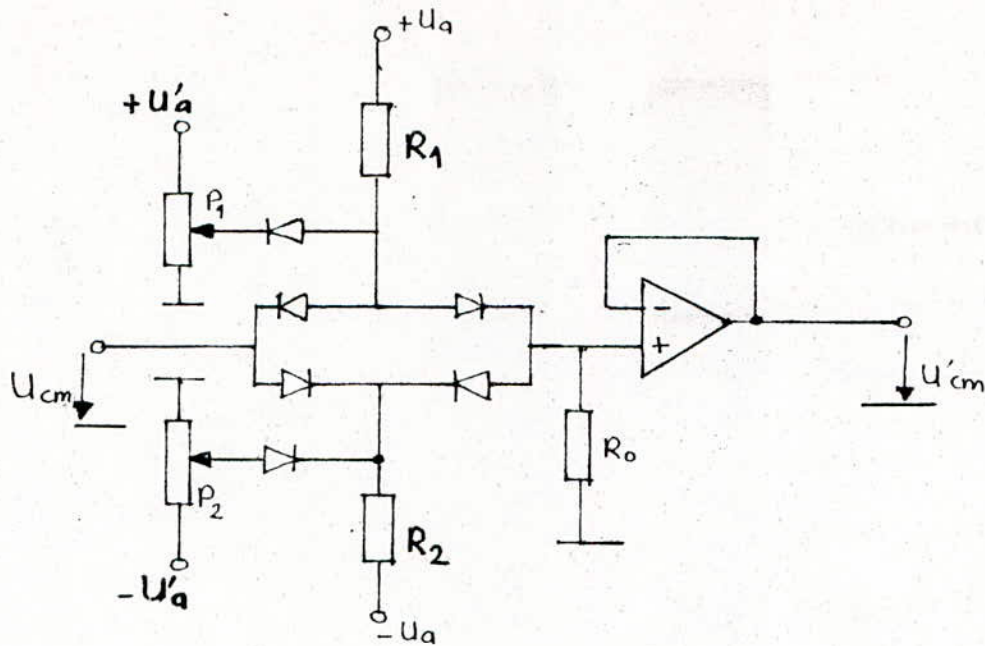


Fig 9 : Montage pour limiter la tension de commande U_{cm}

1.2.3: Dispositif de commande de gâchettes pour un convertisseur de courant en montage en pont triphasé :

Pour le cas d'un convertisseur de courant en montage en pont triphasé, on indiquera le schéma de principe complet d'un dispositif de commande de gâchettes. D'abord, on déduira la position de phase des tensions de référence.

La figure 10 montre les tensions d'alimentation U_1, U_2, U_3 du convertisseur de courant en montage en pont triphasé. La tension continue U_d , fournie par le convertisseur de courant, varie selon l'angle de retard d'allumage α ; pour l'allumage des six thyristors avec

l'angle de retard d'allumage α : on a besoin d'un système hexaphasé pour les tensions de référence. La position de phase des tensions de référence U_{r1} à U_{r3} et U'_{r1} à U'_{r3} correspond aux tensions alimentant le convertisseur de courant et à leur

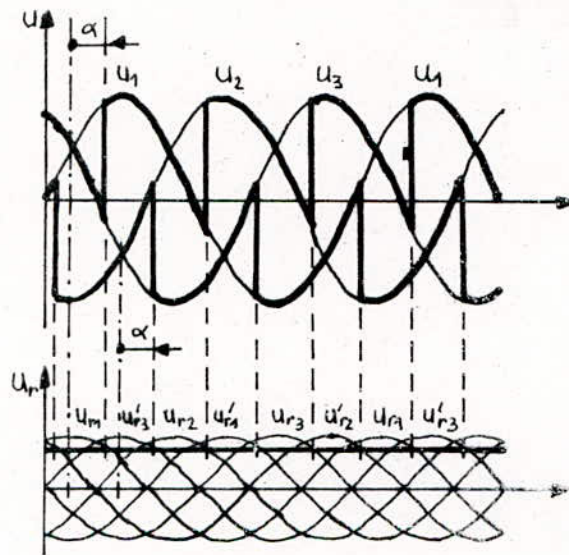


Fig 10: Tensions d'alimentation U_1 , U_2 et U_3 pour un convertisseur de courant en montage en pont triphasé et tensions de référence U_r .

inverses en tenant compte de la position de phase correspondante. On obtient facilement ces tensions de référence à l'aide d'un transformateur triphasé avec un coupleur en étoile au primaire et deux enroulements secondaires sur chaque noyau. La figure 11 montre le schéma de ce transformateur. Le point neutre au secondaire doit être relié avec le point zéro commun du dispositif de commande de gâche.

et plus précisément avec le point zéro de la tension de commande U_{cm} .

Le dispositif de commande de gâchettes doit être conçu de sorte que l'on puisse toujours allumer deux thyristors en même temps, afin de garantir l'enclenchement au premier instant, ainsi que le fonctionnement en conduction intermittente.

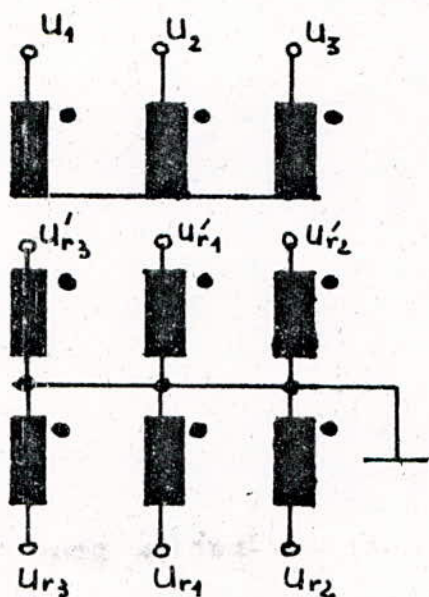


Fig 11: Transformateur pour obtenir les tensions de référence.

On peut satisfaire cette exigence en combinant les impulsions formées par les signaux logiques à l'aide de portes OU.

La figure 12 présente le schéma de principe complet.

L'indication des sorties est en correspondance avec celle des thyristors du montage en pont triphasé à allumer.

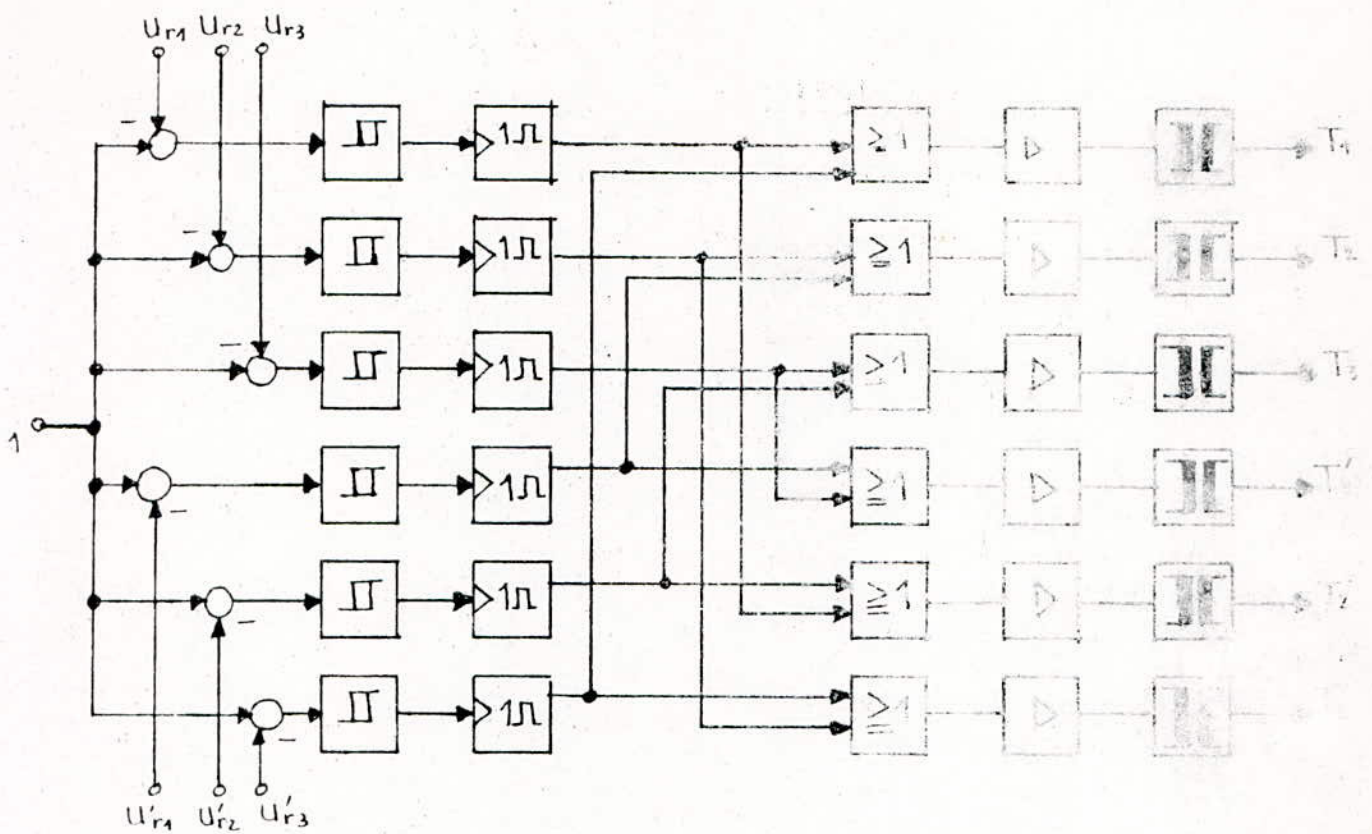


Fig 12: Représentation schématique complet d'un dispositif de commande de gâchettes pour un convertisseur de courant en montage en pont triphasé

1.2.4 : Amplificateur et transformateur d'impulsion

La figure 13 montre le schéma de principe de l'amplificateur avec le transformateur d'impulsion. Ce dernier présente souvent un rapport de transformation ≤ 1 .

Le signal logique c est amplifié à l'aide d'un transistor T . celui-ci est saturé pour $c=1$ et complètement bloqué

pour $c=0$. En série avec le collecteur se trouve l'enroulement primaire du transformateur d'impulsion T_1 . En antiparallèle avec cet enroulement, on branche une diode D_1 , avec en série une diode Zener D_z , afin de limiter les surtensions aux bornes du transistor lors de son blocage.

La diode Zener permet une plus rapide déséxcitation du transformateur d'impulsion. La résistance R_c limite le courant de collecteur lors de la saturation du transformateur d'impulsion.

Au secondaire du transformateur d'impulsion se trouve un diode D_2 et une résistance R_2 . La diode D_2 bloque l'impulsion négative qui peut se produire lors du déclenchement du transformateur d'impulsion. La résistance R_2 donne une charge définie et se trouve en parallèle avec la gâchette et la cathode du thyristor Th . La résistance R_g limite le courant de gâchette.

Lorsque $c=1$; on a $U_{ce} \approx 0$ et une tension apparaît, aux bornes de la résistance R_2 , apte à allumer le thyristor Th . Si c passe à 0, le transistor T se bloque et le courant magnétisant du transformateur d'impulsion se réduit au travers de la diode Zener D_z et la diode D_1 . La tension U_{ce} est transitoirement égale $U_a + U_z$; où U_z est la tension Zener. Ensuite, U_{ce} devient égale à U_a .

Pour le transformateur d'impulsion, on peut établir le schéma.

équivalent représenté à la figure 14, afin d'étudier les phénomènes transitoires. R_1 se compose de la résistance des enroulements (rapportée au primaire) et de la résistance R_e ; L_r est l'inductance de fuite et L_h l'inductance principale du transformateur d'impulsion; C est la capacité de fuite des enroulements et R_2

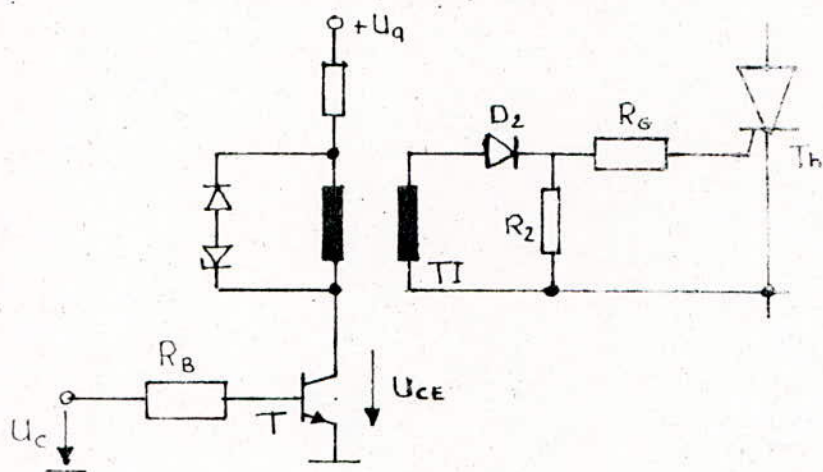


Fig 13: Amplificateur avec transformateur d'impulsion

La résistance de charge au secondaire (rapportée au primaire).

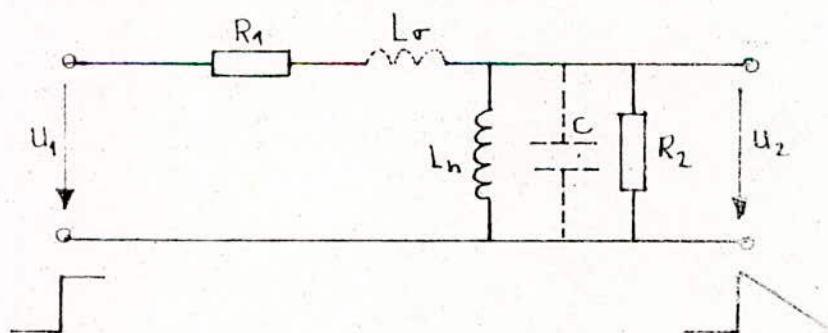


Fig 14: Schéma équivalent du transformateur d'impulsion.

Lors d'un saut brusque de la tension d'entrée U_e de 0 à U_e , on obtient pour la tension de sortie, en négligeant l'effet de L_r et C ,

la relation
$$U_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_e e^{-t/\tau} \quad (6)$$
 avec la constante de temps

$$T = \frac{L_h}{R_1 R_2 / (R_1 + R_2)} \quad (7)$$

L'inductance de fuite L_h et la capacité C empêchent un saut brusque de U_2 à $t=0$. Pour un bon transformateur d'impulsion, le temps de montée ne devrait pas dépasser environ 1 μ s.

Un transformateur d'impulsion ne permet pas la transmission d'une impulsion d'une durée quelconque, car le circuit magnétique possède une saturation assez prononcée. Une fois que ce circuit est saturé, aucune tension n'est induite dans l'enroulement secondaire. Dans ce cas, le schéma équivalent de la fig 14 n'est plus valable. La durée maximale t_{max} de l'impulsion transmise par le transformateur d'impulsion peut être calculée à partir de la loi sur l'induction.

$$U_2 = NS \frac{dB}{dt} \quad (8)$$

où N est le nombre de spires (égal pour l'enroulement primaire et secondaire); S la section du circuit magnétique et B l'induction.

Pour cette dernière on tire $B = \int \frac{U_2}{NS} dt \approx \frac{U_{2max}}{NS} \quad (9)$

L'induction de saturation B_{sat} est atteinte après le laps de temps t_{max} . La durée maximale d'une impulsion qui peut être transmise est donc :

$$t_{max} = \frac{NS B_{sat}}{U_{2max}} \quad (10)$$

On remarque que la surface tension-temps est :

$$U_{2max} t_{max} = NS B_{sat}$$

Elle est constante pour un transformateur d'impulsion donné.

Cette grandeur est souvent indiquée en μVs par les fabricants dans les feuilles d'application.

Si l'impulsion, fournie par la bascule monostable dans la fig 7, est plus longue que t_{max} , la durée de l'impulsion d'allumage sera limitée à t_{max} par le transformateur d'impulsion. Pour un allumage correct, il faut en plus que la constante de temps T , selon 7, soit élevée par rapport à t_{max} .

1.2-5: Caractéristique statique:

Pour la présentation de la caractéristique statique du dispositif de commande de gâchettes; on introduit des grandeurs relatives. Dans ce but, il est judicieux de relier la tension de commande U_{cm} à \hat{U}_r et ceci indépendamment du point de fonctionnement nominal.

Avec $u_{\text{cm}} = U_{\text{cm}} / \hat{U}_r$; on tire de (5) $\alpha = \arccos u_{\text{cm}}$ (11)

La caractéristique correspondante est représentée à la fig 15.

Si l'on introduit $\cos \alpha = u_{\text{cm}}$ dans les relations établies plus haut pour la tension continue idéale, on obtient pour un convertisseur de courant normal (c'est à dire entièrement contrôlé)

$$U_{\text{di}\alpha} = U_{\text{dio}} \cos \alpha = U_{\text{dio}} u_{\text{cm}} \quad (11)$$

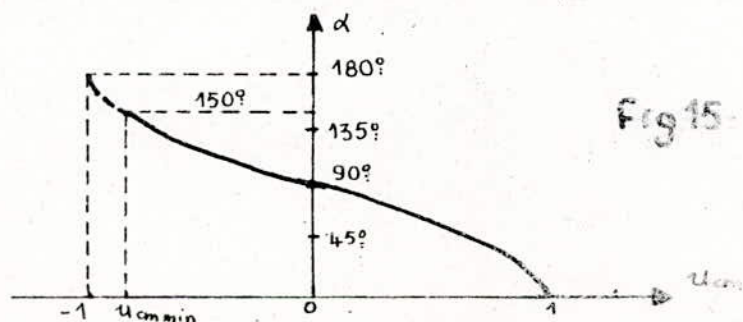


Fig 15: Caractéristique statique du dispositif de commande de gâchette.

et pour un convertisseur de courant en montage en pont asymétrique

$$U_{di} = U_{dio} \frac{1 + \cos \alpha}{2} = U_{dio} \frac{1 + U_{cm}}{2} \quad (12)$$

Ici on a aussi exprimé la tension continue idéale en grandeurs relatives en la référant à la tension continue nominale U_{dn} . En particulier, on a

$$u_{dio} = \frac{U_{dio}}{U_{dn}} \quad (13)$$

La caractéristique statique du convertisseur de courant (comportement idéal) avec le dispositif de commande de gâchettes est indiquée à la figure 16. Cette caractéristique est linéaire. La droite 1 est valable pour un convertisseur de courant normal, tandis que la droite 2 est valable pour un convertisseur de courant en montage en pont asymétrique.

La caractéristique non linéaire du dispositif de commande de gâchettes d'une part, et celle du convertisseur de courant d'autre part se compensent mutuellement et donnent une caractéristique globale qui est linéaire.

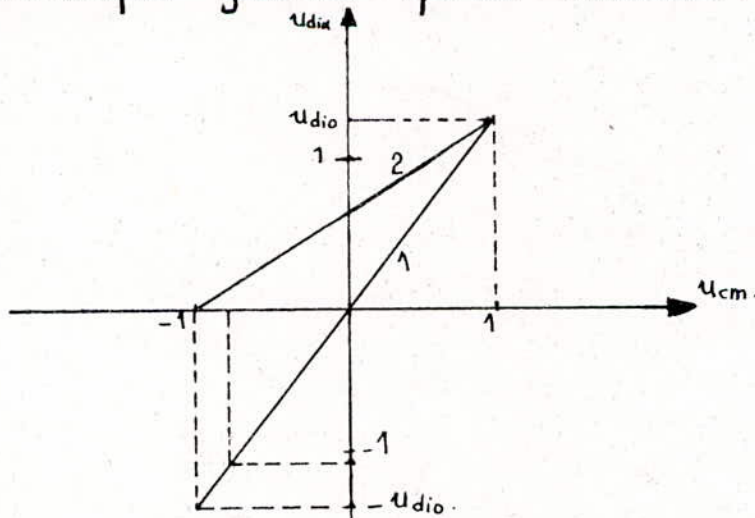


Fig 16 : Caractéristique statique d'un convertisseur de courant avec dispositif de commande de gâchettes.

Le facteur de transfert est donc indépendant du point de fonctionnement et vaut pour un convertisseur de courant normal :

$$K_{cm} = \frac{\Delta u_{dia}}{\Delta u_{cm}} = u_{dio} \quad (14)$$

Et pour un convertisseur de courant en montage en pont asymétrique :

$$K_{cm} = \frac{\Delta u_{dia}}{\Delta u_{cm}} = \frac{u_{dio}}{2} \quad (15)$$

Ces relations sont valables pour le comportement idéal.

1.2.6 : Comportement dynamique pour des petites variations :

En ce qui concerne le comportement dynamique, il faut remarquer qu'une variation de la tension de commande u_{cm} se répercute sur la tension continue idéale u_{dia} seulement après un certain temps de retard. Ce retard est dû au fait qu'une impulsion d'allumage se produit seulement au moment de l'intersection de la tension de commande u_{cm} avec une des tensions de référence sinusoïdales u_r du dispositif de commande à gâchettes voir figure 17. Pour un montage en pont triphasé, cette possibilité d'intersection se répète six fois pendant la durée d'une période T de la tension d'alimentation. Dans le cas le plus favorable, le temps de retard est $t_r = 0$ et, dans le cas le plus défavorable, on a $t_r = T/6$. En supposant une distribution uniforme, on obtient pour la valeur moyenne de ce retard

$$T_{cm} = \frac{1}{2} \frac{T}{6} \quad (16)$$

Dans le cas général d'un montage de convertisseur de courant quelconque, la possibilité d'intersection entre u_{cm} et u_r se répète p fois pendant la durée d'une période T , où p est l'indice de pulsation du convertisseur de courant. Le temps de retard maximal est ainsi $t_r = T/p$ et la valeur moyenne

$$T_{cm} = \frac{1}{2} \frac{T}{p} = \frac{1}{2Pf} \quad (17)$$

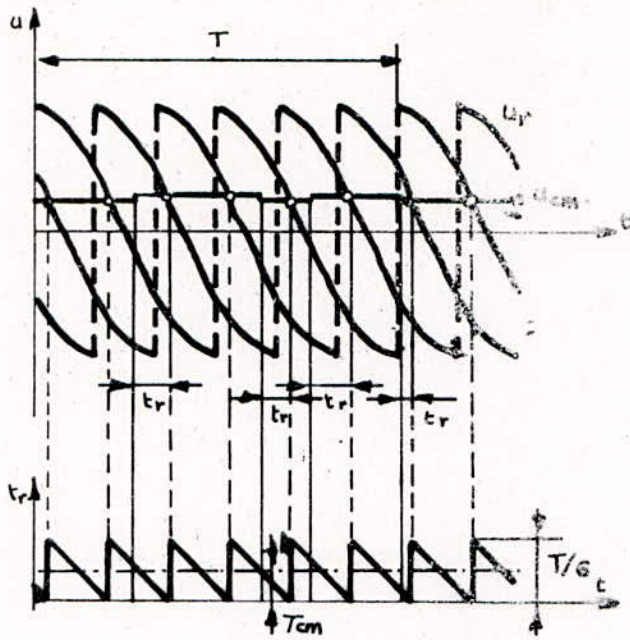
où f est la fréquence du réseau d'alimentation.

On peut tenir compte de ce comportement de manière approximative en considérant T_{cm} comme un temps mort. La fonction de transfert de l'ensemble du convertisseur de courant avec le dispositif de commande de gâchettes est donc :

$$G_{cm}(s) = K_{cm} e^{-sT_{cm}} \quad (18)$$

La manière de décrire le comportement dynamique par un temps mort est très grossière. Cependant on obtient des résultats satisfaisants en ce qui concerne l'étude de stabilité.

Ces réflexions sont valables pour de petites variations de la tension de commande autour d'un certain point de fonctionnement. Le point de fonctionnement n'a pas d'influence sur la valeur moyenne du retard.



Fia 17: Comportement dynamique du dispositif de commande de gâchettes pour des petites variations.

Chapitre 2

2.1: Structures et caractéristiques générales des systèmes subordonnés

2.1.1. Les systèmes subordonnés :

Le système subordonné est construit à partir du schéma de bloc qui est présenté sur la figure 2-1.

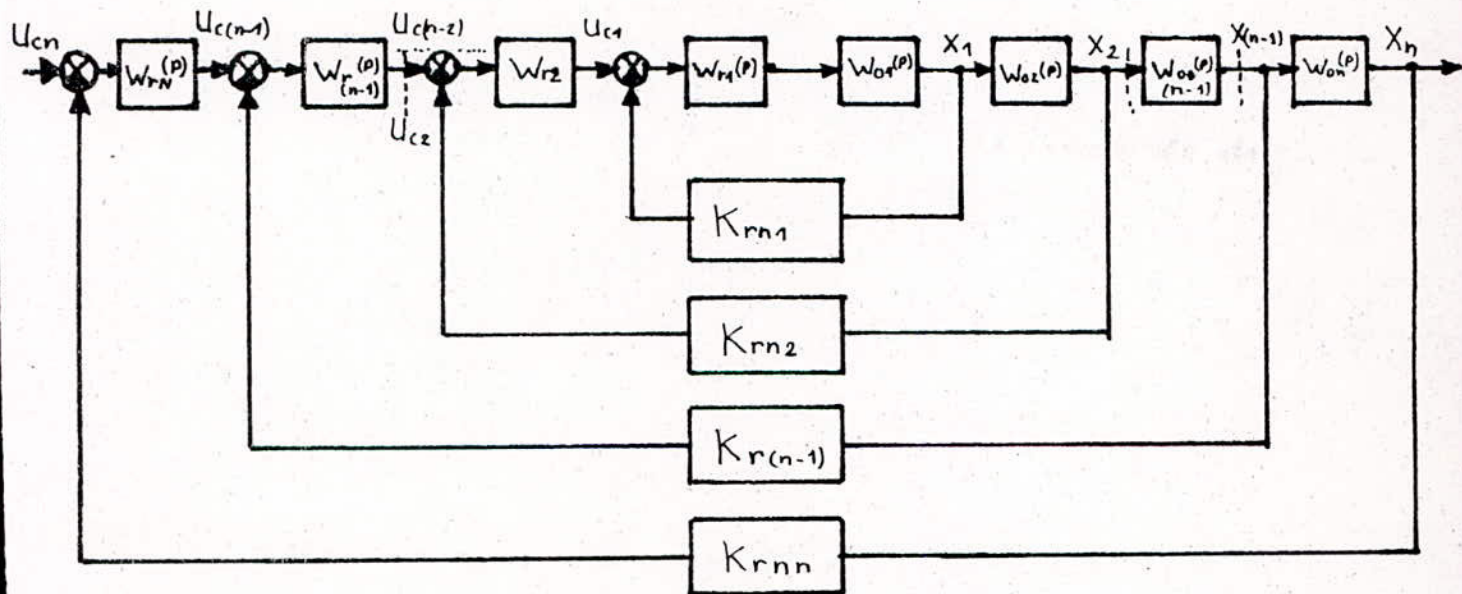


Fig 2-1.

L'objet de commande représente comme n'éléments types qui sont branchés en série avec le F.T $W_{o1}(p)$; $W_{o2}(p)$; ... ; $W_{on}(p)$.

La division d'objet de réglage en n'éléments type se réalise de tel façon à obtenir le nombre minimal de constantes

de temps, dans chaque F.T cette constante de temps s'appelle grande constante de temps, comme d'habitude, les éléments d'objet comprennent au maximum deux "grandes" constantes de temps. Pour obtenir la rapidité du système maximum, il faut compenser ces grandes constantes de temps. Pour régler les coordonnées X_1, X_2, \dots, X_n on calcule les régulateurs $W_{r1}, W_{r2}, \dots, W_{rn}$ qui, avec l'objet correspondant constituent les branches fermées.

On voit bien dans la figure 2-1 que dans ce cas nous avons plusieurs boucles superposées.

Le signal d'entrée pour chaque système local bouclé est le signal de la sortie du régulateur précédent.

Dans ce cas le régulateur "subordonné" et le système local sont bouclés. Il en résulte tout le système subordonné au signal d'entrée, c'est à dire le système réalise le but de commande. Les régulateurs de systèmes subordonnés doivent assurer le temps transitoire du système minimal, avec les performances dynamiques optimales.

Le problème posé est très important pour le système qui travaille en régime transitoire, par exemple, le processus de laminage.

2.1.2: Les conditions d'optimisation technique du régime transitoire

En cas idéal pour atteindre la rapidité de fonctionnement limite (maximale) il faut exclure les constantes de temps dans chaque système local en état ouvert, dans ce cas la F.T coïncide avec le gain du système local à boucle ouverte.

$$W_{ov}(p) = W_r(p) \cdot W_o(p) = K \quad (19)$$

Ici $W_r(p)$ et $W_o(p)$ les F.T du régulateur et les autres éléments du système local (ou boucles superposées)

Respectivement ; la réalisation de la F.T comme (19), rencontre plusieurs obstacles. En effet l'expression analytique pour $W_o(p)$

comme toujours on peut la présenter sous la forme :

$$W_o(p) = \frac{Q(p)}{F(p)} \quad (20)$$

où $Q(p)$; $F(p)$ sont des polynômes en "p" avec le degré "m" pour le numérateur et "n" pour le dénominateur et comme

toujours $n > m$; dans ce cas pour réaliser (19) il est

nécessaire que : $W_r(p) = \frac{K}{W_o(p)} = \frac{K F(p)}{Q(p)} \quad (21)$

c'est à dire le degré du numérateur plus grand que le dénominateur.

La réalisation du régulateur de tel type n'est pas souvent possible à cause de la réalisation de la dérivée de haut degré. Et outre cela le système avec la F.T $W_r(p)$ a la bande passante qui tend vers l'infini et par conséquent le système n'est pas protégé contre les perturbations et

encore le système (19) caractérise le régime stationnaire de l'écart statique.

Le processus le plus proche en cas idéal de la F.T. a la forme:

$$W_{ov}(p) = \frac{K}{p} = \frac{1}{T_0 p} \quad (22)$$

Le système local en B.F. avec le facteur de réaction négative

$K_{rn} = 1$. Pour simplifier la démonstration on peut la présenter

sous la forme: $\phi_f = \frac{1}{T_0 p + 1} = \frac{W_{ov}(p)^{(23)}}{1 + W_{ov}(p)}$ le régulateur $W_r(p)$ qui assure

la F.T. $\phi_f = \frac{1}{T_0 p + 1}$ doit avoir la valeur $W_r(p) = \frac{K F(p)}{p Q(p)}$ (24)

Si l'on choisit la valeur T_0 assez petite, dans ce cas nous assurons la bonne rapidité du système.

On voit que le degré du dénominateur a augmenté et l'écart statique

aux parasites du système diminue à cause de la limitation

de la bande passante du système local et pour le régime statique l'écart du système est égal à zéro.

Si le régulateur (24) est aussi très difficile à réaliser, on peut

augmenter le degré du dénominateur du $W_{ov}(p)$; par exemple

$$W_{ov}(p) = \frac{1}{T_0 p (T_m p + 1)} \quad (25)$$

Tous les avantages sont restés dans le système avec la valeur

T_m , avec l'élément intégrateur et seulement il faut choisir

le rapport entre les valeurs T_0 et T_m pour assurer la rapidité

maximale du système. Pour le cas (25) la F.T. pour le système

fermé est:

$$\phi_f(p) = \frac{1}{T_0 p (T_m p + 1)} = \frac{1}{T_0 T_m p^2 + T_0 p + 1} \quad (26)$$

La courbe de régime transitoire est déterminée par la valeur d'amortissement ε ; que l'on peut trouver dans la formule (26)

$$\frac{1}{T_0 T_m P^2 + T_0 P + 1} = \frac{1}{T^2 P^2 + 2\varepsilon T P + 1} \quad (27)$$

$$\left. \begin{array}{l} \text{où } T^2 = T_0 T_m \\ 2\varepsilon T = T_0 \end{array} \right\} \Rightarrow T = \sqrt{T_0 T_m} \quad \text{et } \varepsilon = \frac{T_0}{2\sqrt{T_0 T_m}}$$

$$\Rightarrow \varepsilon = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{T_0}{T_m}} \quad (28)$$

D'après l'analyse mathématique et physique la courbe optimale de la sortie pour (26) correspond à $\varepsilon = \frac{\sqrt{2}}{2} = 0,707$

Maintenant on peut dire que le rapport optimal entre T_0 et T_m est présenté par: $\varepsilon = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{T_0}{T_m}} = \frac{\sqrt{2}}{2}$ d'où $\sqrt{\frac{T_0}{T_m}} = \sqrt{2}$

$$\Rightarrow T_0 = 2T_m \quad (29)$$

$$\text{Dans le cas général: } W_{\text{ov}}(P) = \frac{1}{2T_m P(T_m P + 1)} = \frac{1}{2aP(aP + 1)} \quad (30)$$

Et pour le système bouclé:

$$\Phi_1(P) = \frac{1}{2T_m P(T_m P + 1)} = \frac{1}{2T_m^2 P^2 + 2T_m P + 1} = \frac{1}{2a^2 P^2 + 2aP + 1} \quad (31)$$

Si la valeur ε diminue dans ce cas le dépassement et le nombre d'oscillations diminuent aussi, mais le temps du régime transitoire augmente. Cette analyse se présente sur la figure 2.2.

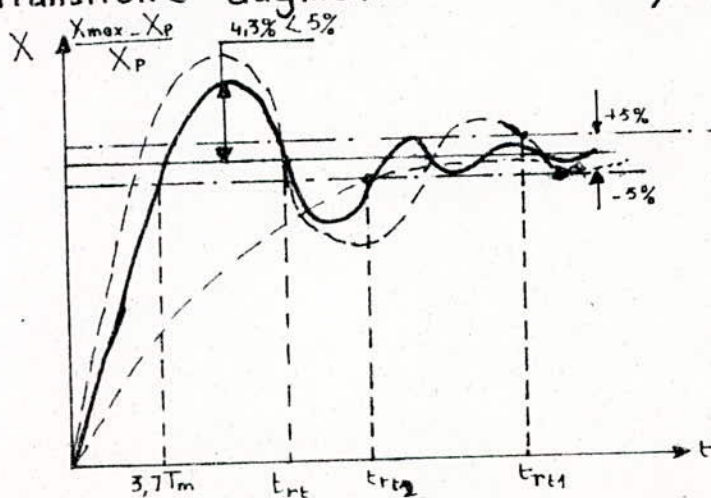


fig 2.2: Réponses indicielles de la vitesse, lors d'une variation brusque de la valeur de consigne

$$t_{rt} < t_{rt2} < t_{rt4}$$

L'égalité de valeur $\varepsilon = 0,707 = \frac{\sqrt{2}}{2}$ correspond à une condition optimale technique. Ici le temps de régime transitoire dépend directement de la valeur T_m

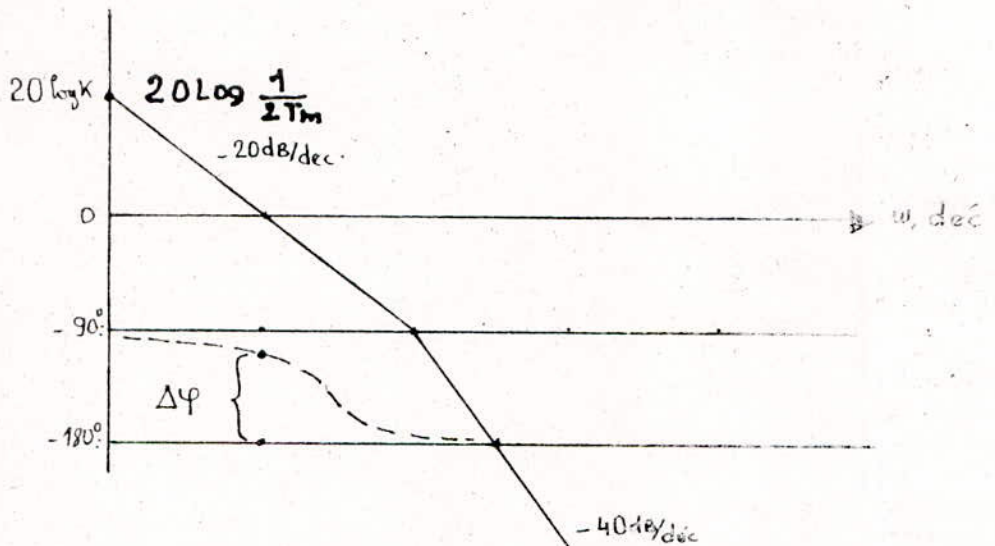


Fig 23: Diagramme de bode de $W_{ou}(p) = \frac{1}{2T_m p (T_m p + 1)}$ (22)

$$\Delta\varphi = -180^\circ - \left(\frac{\pi}{2} + \arctg \omega_c T_m\right) \text{ et pour } \omega_c = \frac{1}{T_m}$$

$$\Delta\varphi = -180^\circ - \left(\frac{\pi}{2} + \arctg 0,5\right) \simeq 63,5^\circ$$

Si $X(t) = 1$; cette valeur correspond au temps du régime transitoire.

Conclusions:

1- Pour obtenir le système local optimal, il faut avoir la FT

pour l'état ouvert comme: $W_{ou_1}(p) = \frac{K}{2T_m p (T_m p + 1)}$

ou bien $W_{ou_2}(p) = \frac{K}{4T_m p (2T_m p + 1)}$ pour la deuxième boucle

ou bien: $W_{ou_3}(p) = \frac{K}{8T_m p (4T_m p + 1)}$ pour la troisième boucle

c-à-d le rapport entre la constante de temps des éléments

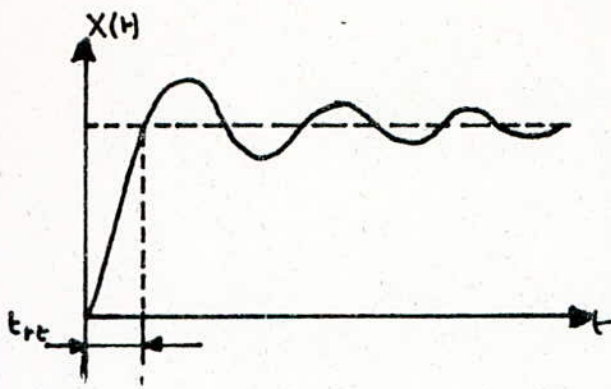


Fig 24: Réponse indicielle du système subordonné contenant n boucles.

$$t_{rt} = 4,7 \sum_{i=1}^n T_{mi}^*$$

intégrateurs et constante de temps des éléments aperiodiques doit être égal à "2".

Supposons que nous avons trouvé $\phi_{f1} = \frac{1}{2T_m P (T_m P + 1) + 1}$ (33)

ici T_m est la somme de petites constantes de temps,

nous réalisons $2T_m^2 P^2$ et dans ce cas $\phi_{f1}(P) \approx \frac{1}{2T_m P + 1}$

Dans ce cas pour le deuxième système local l'objet de réglage est le produit de 2 F.T, l'objet de réglage du deuxième système local en boucle fermée.

$$G_{02} = W_{02} \times \phi_{f1} = W_{02} \frac{1}{2T_m P + 1}$$

$$W_{02} = W_{r2}(P) \cdot W_{02} \cdot \phi_{f1}(P) = \frac{1}{2aP(aP+1)} \quad (34)$$

$$W_{r2}(P) = \frac{W_{02}(P)}{W_{02} \phi_{f1}(P)} \quad \text{si } W_{rn}(P) = K_{rn} = 1$$

$$W_{r2}(P) = \frac{1}{2aP \cdot W_{02}(P)} \quad \text{voir fig 25}$$

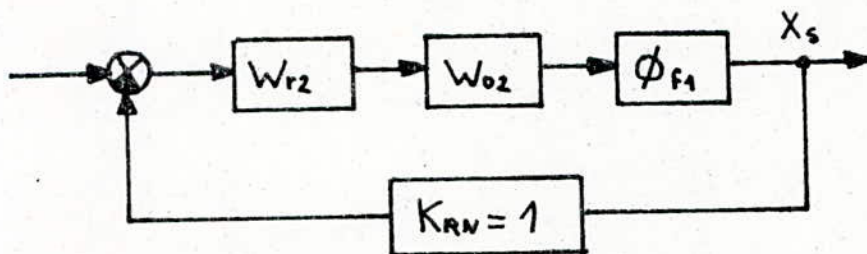


Fig: 25

On voit bien que $W_{02} = \frac{1}{2ap(ap+1)}$ Ici $a = 2T_m$ et par conséquent

$$W_{02}(p) = \frac{1}{4T_m p(2T_m p + 1)} \quad (35); \quad W_{r2}(p) = \frac{1}{4T_m p(2T_m p + 1) \cdot W_{02}} \quad (36)$$

$$\text{et } \phi_{f2} = \frac{1}{8T_m^2 p^2 + 4T_m p + 1} \approx \frac{1}{4T_m p + 1} \quad (37)$$

Pour le troisième système local:

$$\phi_3 = \frac{1}{8T_m p(4T_m p + 1)} \quad \text{et } \phi_{f3} \approx \frac{1}{8T_m p + 1} \quad (38)$$

Par analogie:

$$\phi_4 = \frac{1}{16T_m p(8T_m p + 1)}; \quad \phi_{f4} \approx \frac{1}{16T_m p + 1} \quad (39)$$

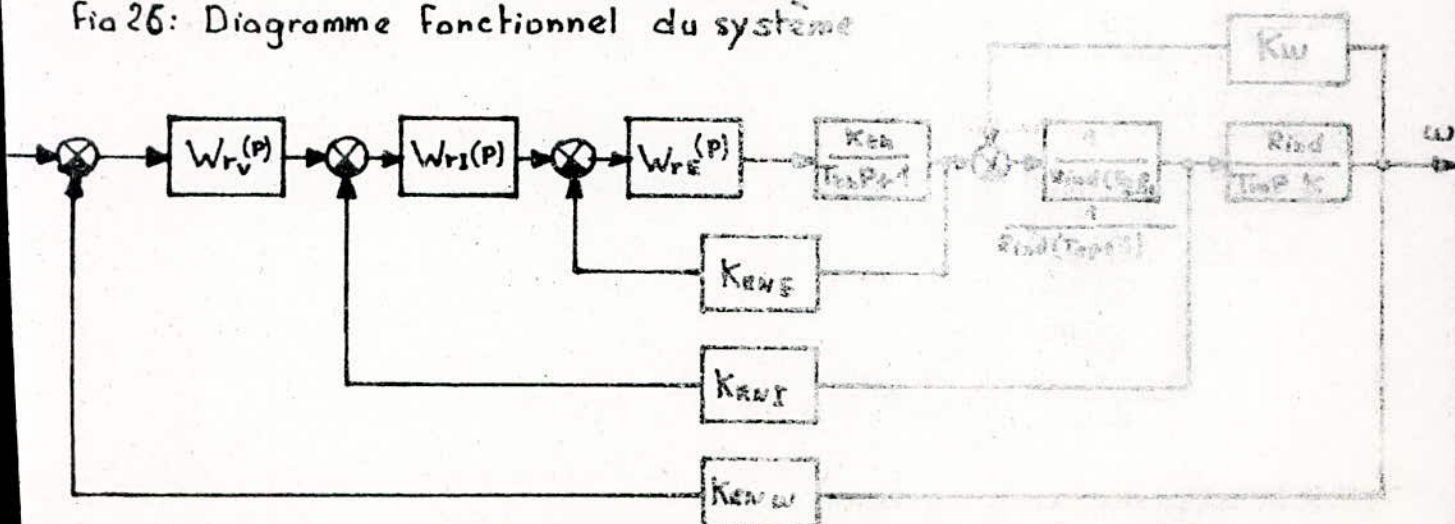
2-1-3 Système subordonné à commande automatique pour la vitesse d'un moteur à courant continu.

Dans ce cas le convertisseur à thyristor ou transistor et le moteur jouent le rôle d'objets de réglage. Supposons que la fonction de transfert du convertisseur à thyristor est présentée comme suit:

$$W_{th}(p) = \frac{E_{th}(p)}{U_{eth}(p)} = \frac{K_{th}}{T_{th}p + 1} \quad \text{ou} \quad T_{th} = \frac{1}{2mf} \quad (40)$$

Ici m : c'est le nombre de phases, f fréquence du réseau

Fig 25: Diagramme fonctionnel du système



Sur le schéma on a marqué W_{rv} : F.T du régulateur de vitesse
 $W_{ri}(P)$: F.T du régulateur de courant ; $W_{re}(P)$: F.T du régulateur
de la force contre-électromotrice du convertisseur à thyristor.
On voit bien du schéma que dans chaque système local :

T_{th} • (T_e ; T_m ; sont grandes par rapport à T_{th})

Par exemple pour le système avec convertisseur à thyristor
 $T_{th} = 0.005 \div 0.02$ s et on peut la présenter comme "petite"
constante de temps. Grâce à cela on peut changer le schéma
comme sur la fig 26 par celui de la fig 27.

c'est à dire on peut présenter le schéma qui se compose de deux
systèmes locaux.

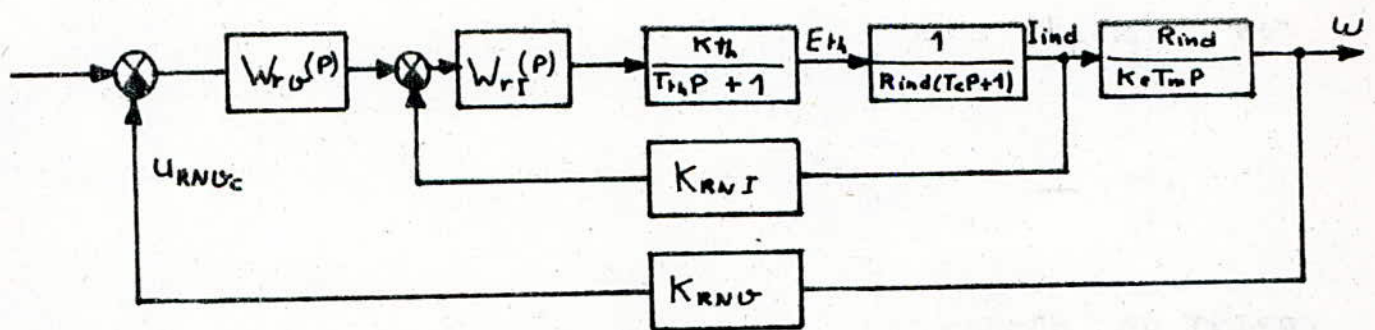


Fig 27: Système après simplification.

Dans ce schéma on a négligé la réaction négative d'après la
force contre électromotrice, parce que la rapidité de changement
de la vitesse est inférieure au changement du courant. Mais
à la fin de l'étude des systèmes subordonnés ; nous introdui-
-sons cette liaison et pourront tenir compte de l'action de E_m
sur le temps du régime transitoire du système.

2.2. Calcul et réalisation des régulateurs de courant et de vitesse

2.2.1. Calcul du régulateur de courant

Examinons le système local à boucle fermée avec la grandeur de sortie I_{ind} . Dans ce système l'objet de réglage se compose de deux éléments : le convertisseur à thyristors et un étage du moteur.

La F.T de l'objet de réglage va se présenter sous la

$$\text{forme : } W_{OI}(P) = W_{th}(P) \cdot W_{RW}(P) \quad (34)$$

$$\text{d'où } W_{OI}(P) = \frac{K_{th}}{(T_{th}P + 1)} \cdot \frac{1}{R_{ind}(T_e P + 1)} \quad (35)$$

Ici T_e s'appelle "grande" constante de temps, dont il faut compenser l'action.

T_{th} : s'appelle "petite" constante de temps et on la note T_m

D'après la formule 32, on trouve le régulateur

$$W_{ORI}(P) = W_{RI}(P) \cdot W_{OI}(P) \cdot K_{RWI} = \frac{1}{2T_m P (T_m P + 1)} \quad (36)$$

$$W_{RI} = \frac{W_{ORI}}{W_{OI} \cdot K_{RWI}}$$

En tenant compte que $T_m = T_{th}$, on peut écrire

$$W_{ORI}(P) = \frac{1}{2T_{th} P (T_{th} P + 1)} \quad \text{et par conséquent}$$

$$W_{RI}(P) = \frac{(T_e P + 1)}{2T_{th} P \frac{K_{th} \cdot K_{RWI}}{R_{ind}}} \quad (37)$$

On voit bien de la formule (37) que nous avons obtenu le PI régulateur avec le schéma sur la figure 28.

avec la F.T $W_{RI}(P) = \frac{K_{RU} \cdot C \cdot P + 1}{R_{ent} \cdot C \cdot P} \quad (38)$

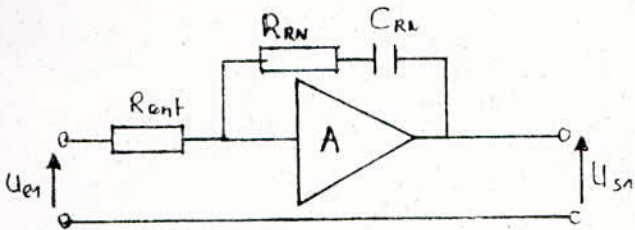


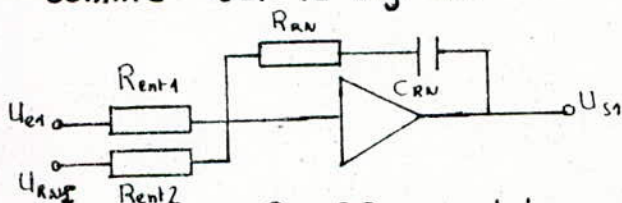
Fig 28 : schéma du régulateur de courant :

Il est évident que pour réaliser le régulateur théoriquement, il faut choisir les éléments du schéma ; R_{ent} , R_{RN} ; C ;

Si cela est possible ; il faut comparer (37) et (38)

$$W_{RI}(P) = \frac{(T_e P + 1)}{2 T_{th} P \frac{K_{th} \cdot K_{RU}}{R_{ind}}} = \frac{R_{RN} C P + 1}{R_{ent} \cdot C \cdot P}$$

Réellement le schéma sur la Fig 28 à connexions électriques comme sur la Fig 29*



$$Z_{RN} = R_{RN} + \frac{1}{j C_{RN} \omega} = R_{RN} + \frac{1}{P C_{RN}}$$

Fig 29 : schéma réel du régulateur de courant :

Sur ce schéma on a une entrée pour deux signaux U_{e1} et U_{RN2} ;

On remarque qu'il faut ramener le schéma-29. au schéma Fig 28

D'après la Fig 29 la composante sur la sortie à cause de U_{RN2} :

$$U_{s1}^*(P) = U_{RN2}(P) \cdot \frac{Z_{RN}}{R_{ent2}}$$

Nous allons multiplier le numérateur et le dénominateur par

R_{ent1} ; alors :

$$U_{s1}^*(P) = U_{RN2} \frac{Z_{RN}(P)}{R_{ent2}} = \frac{Z_{RN}(P)}{R_{ent1}} \cdot \frac{R_{ent1}}{R_{ent2}} \cdot U_{RN2} \quad (39)$$

de (39) on voit que $U_{s1}^*(P)$ aura lieu sur la sortie d'amplificateur

La même valeur si la tension U_{RNI} est appliquée en premier à l'entrée par l'intermédiaire d'éléments avec le facteur $\frac{R_{ent1}}{R_{ent2}} = K$. Maintenant on peut remplacer la valeur réelle U_{RNI} par la valeur calculée.

$$U_{RNIC} = U_{RNI} \cdot \frac{R_{ent1}}{R_{ent2}} \quad (40)$$

$$\text{Et } U_{si}(P) = U_{RNIC} \cdot \frac{Z_{RNI}(P)}{R_{ent1}}$$

Supposons que le capteur de courant a le gain K_{cc} , dans ce cas la valeur $U_{RNI} = I_{ind} \cdot K_{cc}$.

Remplaçons U_{RNI} par U_{RNIC} ; on obtient.

$$U_{RNIC} = I_{ind} \cdot K_{cc} \cdot \frac{R_{ent1}}{R_{ent2}} \quad (41)$$

Mais d'après le schéma sur la fig 27 :

$$U_{RNIC} = I_{ind} \cdot K_{RNI} \quad (42)$$

Le résultat de comparaison (41) avec (42) donne

$$I_{ind} \cdot K_{RNI} = I_{ind} \cdot K_{cc} \cdot \frac{R_{ent1}}{R_{ent2}} \quad (43)$$

$$\text{On obtient le résultat : } K_{RNI} = K_{cc} \cdot \frac{R_{ent1}}{R_{ent2}} \quad (44)$$

En tenant compte des égalités (37) et (38)

$$\left. \begin{aligned} \text{on obtient : } T_{op+1} &= R_{RNC} P + 1 \\ 2T_{thp} \frac{K_{RNI} \cdot K_{th}}{R_{ind}} &= R_{ent1} \cdot C \cdot P \end{aligned} \right\} (45)$$

La valeur T_e peut être trouvée d'après la fiche technique ou d'après le calcul ; c'est-à-dire cette valeur est connue.

T_{th} : est une valeur aussi connue ; K_{th} : connue ; R_{ind} : connue.

K_{RNI} : peut être trouvée d'après (44)

En fait nous avons la valeur K_{cc} ; le gain du capteur de courant ; remplaçons K_{RNI} par la valeur de la formule (44) on a

$$2 T_{th} p \frac{K_{th} \cdot K_{ci} \cdot R_{ent1}}{R_{ind} \cdot R_{ent2}} = R_{ent1} \cdot C \cdot p$$

De cette expression on obtient le réglage de la valeur du gain du régulateur plus commode à réaliser à l'aide des résistances R_{ent1} ; R_{ent2} ; et R_{en} .

$$R_{ent2} = \frac{2 T_{th} \cdot K_{th} \cdot K_{ci}}{R_{ind} \cdot C} \quad (45); \quad R_{en} = \frac{T_e}{C} \quad (46)$$

On choisit la valeur de C entre 1 et $2\pi F$ et reste constante, d'après les formules R_{ent2} et R_{en} , on calcule ces paramètres.

On suppose $U_{e1} = U_{ci\max}$ et on calcule R_{ent1} .

$$R_{ent1} = \frac{U_{ci\max} \cdot R_{ent2}}{K_{ci} \cdot I_{ind\max}} \quad (47) \quad I_{ind\max} \text{ est la valeur nominale du courant induit du moteur.}$$

Si nous supposons $T_{th} \gg T_e$; dans ce cas il faut compenser la valeur T_{th} . La valeur T_e joue le rôle de "petite" constante de temps, les formules que nous avons obtenues sont valables, mais il faut remplacer T_{th} par T_e .

Si nous avons besoin de compenser la valeur T_{th} et T_e dans ce cas; il faut choisir le régulateur de PID type avec la F.T:

$$W_{rs}(p) = \frac{(T_e p + 1)(T_{th} p + 1)}{T_i p} \quad (48)$$

T_i : est la valeur qui est nécessaire pour protéger l'entrée contre les perturbations parasites.

2.2.2 Calcul du régulateur de vitesse

Soit le schéma de la figure suivante :

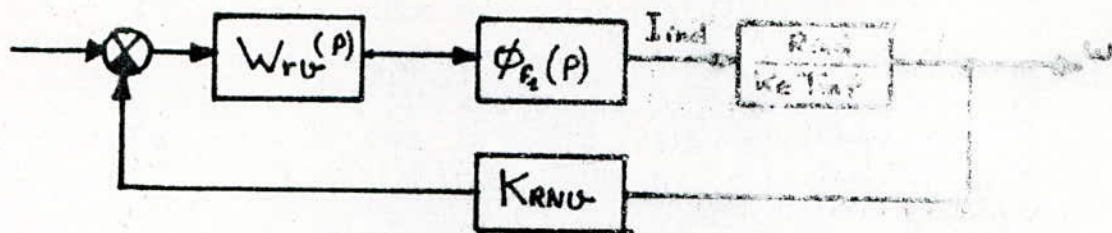


Fig 30 :

L'objet de réglage est $W_{oII}(p) = \phi_{fa}(p) \cdot \frac{R_{ind}}{K_e T_m p}$

$$W_{oII}(p) = \frac{1}{2T_{th}p(T_{th}p+1)} ; \phi_{fa} = \frac{(2p+1)}{2T_{th}p} \cdot \frac{1}{\frac{K_{RNV}}{R_{ind}} \cdot \frac{R_{ind}}{K_e T_m p} \cdot \frac{1}{K_{RNV}} \cdot \frac{1}{(2p+1)}} \cdot \frac{K_{RNV}}{R_{ind}}$$

$$= \frac{1/K_{RNV}}{2T_{th}p(T_{th}p+1)+1} \approx \frac{1/K_{RNV}}{(2T_{th}p+1)} \quad (49)$$

Maintenant :

$$W_{oII}(p) = \frac{1/K_{RNV} \cdot R_{ind}}{(2T_{th}p+1)T_m \cdot K_e} = \frac{R_{ind}}{K_e K_{RNV} T_m (2T_{th}p+1)} \quad (50)$$

Supposons que $2T_{th}$ la "petite" constante de temps et T_m la "grande" constante de temps ; dont il faut compenser l'action.

Dans ce cas la F.T. désirable pour l'état avant du système :

$$W_{oII}(p) = \frac{1}{4T_{th}p(2T_{th}p+1)} \quad (51)$$

$$W_{oII} = W_{rv}(p) \cdot \phi_{fa}(p) \cdot \frac{R_{ind}}{K_e T_m p} \cdot K_{RNV} = \frac{1}{4T_{th}p(2T_{th}p+1)} \quad (52)$$

De la formule (52) on trouve que :

$$W_{rv}(p) = \frac{K_{RNV} \cdot (2T_{th}p+1) \cdot T_m K_e}{4T_{th}p(2T_{th}p+1) \cdot K_{RNV} \cdot R_{ind}} = \frac{T_m \cdot K_e \cdot K_{RNV}}{4T_{th}p \cdot K_{RNV} \cdot R_{ind}}$$

$$W_{rv} = \frac{T_m}{4T_{th}} \cdot \frac{K_e \cdot K_{RNV}}{K_{RNV} \cdot R_{ind}} \quad (53)$$

On voit bien que de (53) nous avons le régulateur de type P



Fig 31:

Maintenant il faut ramener le schéma sur la figure 31 au schéma avec une seule entrée, comme sur la fig 30.

$$U_s = U_{en} \cdot \frac{R_m}{R_{nt3}} \cdot \frac{R_{nt3}}{R_{nt3}} = \frac{R_m}{R_{nt3}} \cdot U_{en} \cdot \frac{R_{nt3}}{R_{nt4}} \quad (54)$$

la valeur calculée :

$$\left. \begin{aligned} U_{en} &= U_{en} \cdot \frac{R_{nt3}}{R_{nt4}} \\ U_s &= U_{en} \cdot \frac{R_m}{R_{nt3}} \end{aligned} \right\} (55)$$

Le coefficient de la vitesse a le gain K_{cv} dans ce cas

$U_{en} = \omega \cdot K_{cv}$. Remplaçons U_{en} par la valeur calculée :

$$U_{en} = \omega \cdot K_{cv} \cdot \frac{R_{nt3}}{R_{nt4}} \quad (56)$$

D'après le schéma Fig 30

$$U_{en} = \omega \cdot K_{cv} \quad (57)$$

Le résultat de comparaison (56) et (57) donne le résultat :

$$\omega \cdot K_{cv} \cdot \frac{R_{nt3}}{R_{nt4}} = \omega \cdot K_{cv} \quad (58)$$

$$\text{d'où } K_{cv} = \omega \cdot \frac{R_{nt3}}{R_{nt4}} \quad (59)$$

$$\omega_{cr}(D) = \frac{R_m}{R_{nt3}} \cdot \frac{T_m}{L \cdot T_s} = \frac{K_a \cdot K_{cv}}{K_{en} \cdot R_{nd}} \quad (60)$$

on remplace K_{cv} et K_{en} par leur valeurs déjà calculées

$$R_m = \frac{T_m}{L \cdot T_s} \cdot \frac{K_a \cdot R_{nt3} \cdot R_{nt4}}{K_{en} \cdot R_{nd} \cdot R_{nt2}} \quad (61)$$

R_{nt3} et R_{nt4} sont connus.

La liaison entre la tension de commande U_{cm} et la vitesse

$$\text{est la suivante : } U_{cm} = U_{en} \cdot K_{cv} = K_{cv} \cdot \frac{R_{nt3}}{R_{nt4}} \cdot \omega_{max} \quad (62)$$

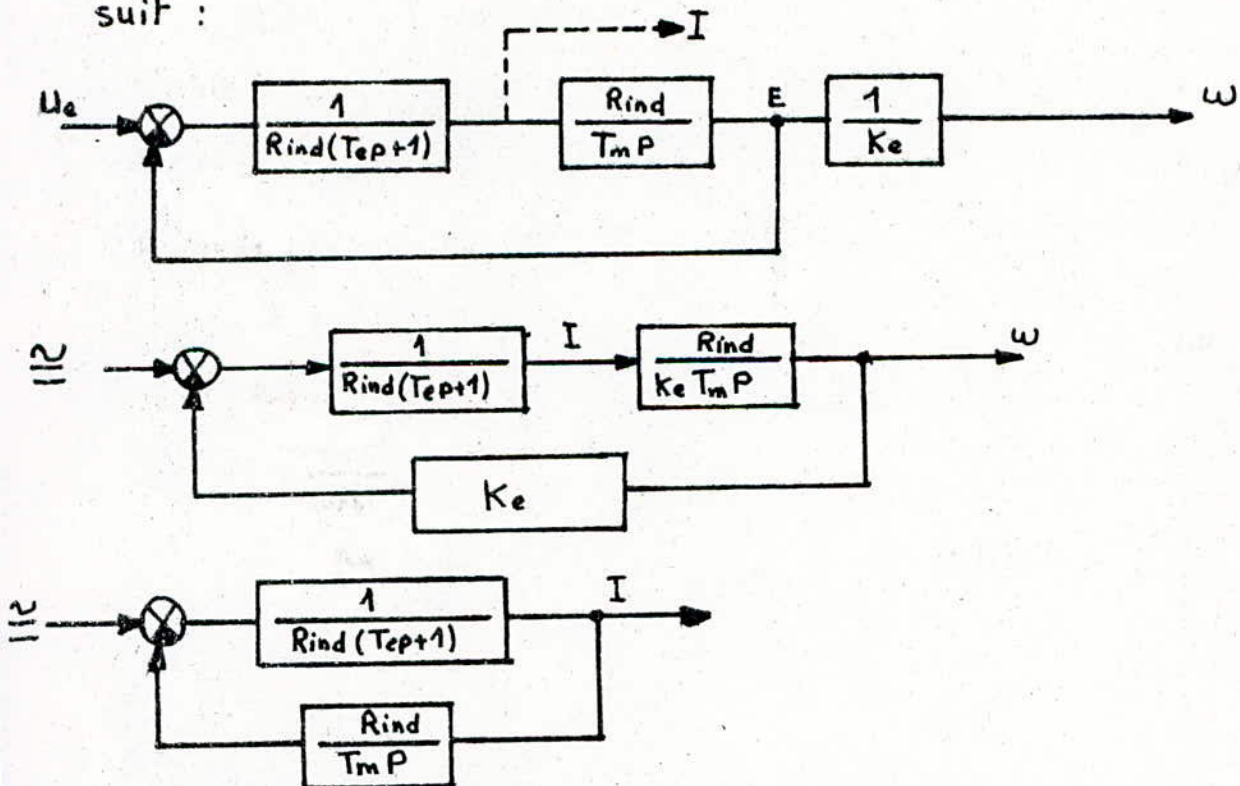
Comme d'habitude on donne la valeur

$$R_{ent3} = 50 \text{ à } 100 \text{ k}\Omega$$

On peut trouver R_{ent4} . La valeur U_{cmax} est standard (ou type)
 Par exemple 10V

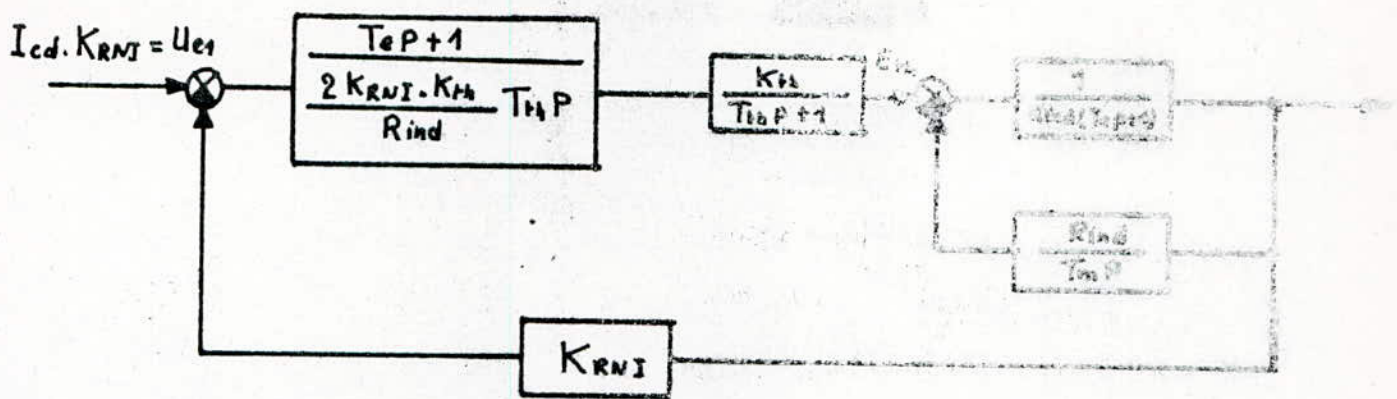
2.2.3 : Analyse de l'action de la force contre-électromotrice du moteur au régime transitoire et permanent :

Le régulateur de courant Fig 28 nous l'avons choisi sans l'action de $E_m(p)$. Maintenant il faut tenir compte de E_m .
 Le schéma structural du moteur peut être présenté comme suit :



Le système local de réglage du courant a la forme suivante :

Le système local de régulation du courant a la forme suivante



Dans ce schéma l'objet de réglage a la F.T. suivante

$$W_{os}^*(P) = \frac{K_{th}}{T_{th}P + 1} \cdot \frac{R_{ind}(T_e P + 1)}{1 + \frac{1}{R_{ind}(T_e P + 1)} \cdot \frac{R_{ind}}{T_m P}}$$

$$= \frac{K_{th} \cdot T_m \cdot P}{(T_{th}P + 1)(T_m T_e P^2 + T_m P + 1) R_{ind}}$$

Et le système de réglage en boucle ouverte a la F.T. suivante

$$W_{ou}^* = W_{RI}(P) \cdot W_{os}^*(P) \cdot K_{RNI} = \frac{(T_e P + 1)}{2 T_{th} P \cdot \frac{K_{th} \cdot K_{RNI}}{R_{ind}}} \cdot \frac{K_{th} \cdot T_m \cdot P}{(T_{th} P + 1)(T_m T_e P^2 + T_m P + 1)}$$

$$W_{ou}^* = \frac{T_m (T_e P + 1)}{(T_{th} P + 1)(T_m T_e P^2 + T_m P + 1)} \quad (63)$$

Mais nous avons avec le même régulateur la F.T. désirée sous la forme :

$$W_{ou}(P) = \frac{1}{2 T_{th} P (T_{th} P + 1)} \quad (64)$$

La comparaison (63) et (64) montre que le système avec la réaction négative d'après la F.B.E.H. est dans les valeurs statiques du système, c'est à dire la sortie.

La valeur du courant donne $I_{cd} = \frac{U_{es}}{K_{RNI}}$

La valeur d'erreur peut être trouvée d'après l'analyse de la F.T pour le système à boucle fermée.

$$\phi_{fs} = \frac{I_{hd}(p)}{U_{e1}(p)} = \frac{T_m (T_{ep} + 1)}{2T_{th} (T_m p + 1) [T_m T_e p^2 + T_m p + 1] + T_m (T_{ep} + 1) K_{RNI}} \quad (65)$$

Si $p \rightarrow 0$; dans ce cas pour le régime permanent

$$\frac{I}{U_e} = \frac{T_m}{(2T_{th} + T_m) K_{RNI}} \quad (66)$$

Maintenant remplaçons U_e par $I_{cd} \cdot K_{RNI}$

On obtient :

$$\frac{I_{permanent}}{I_{cd}} = \frac{T_m}{(2T_{th} + T_m)} = \frac{\frac{T_m}{2T_{th}}}{1 + \frac{T_m}{2T_{th}}} \quad (67)$$

On voit bien de (67) que

$$I_p = \frac{T_m}{2T_{th}} \quad \text{et} \quad I_{cd} = 1 + \frac{T_m}{2T_{th}}$$

On peut trouver l'écart statique comme :

$$\varepsilon = \frac{I_{cd} - I_p}{I_{cd}} = \frac{1 + \frac{T_m}{2T_{th}} - \frac{T_m}{2T_{th}}}{1 + \frac{T_m}{2T_{th}}} = \frac{1}{1 + \frac{T_m}{2T_{th}}} \quad (68)$$

L'écart dépend du rapport entre l'écart statique du courant T_m et T_{th} .

Si $\frac{T_m}{T_{th}} \rightarrow \infty$ dans ce cas $\varepsilon \rightarrow 0$ et si $\frac{T_m}{T_{th}}$ n'est pas grande, l'écart devient aussi grand. Et encore ; l'action de la réaction négative d'après E_m augmente la valeur de dépassement, à cause du numérateur de ϕ_{fs} ; par exemple si $T_m = 0,04s$; $T_e = 0,03s$ et $T_{th} = 0,01s$, la valeur de dépassement $\varepsilon\% = 25\%$ et $I_p = \frac{1}{2} I_{cd}$ Fig 32.

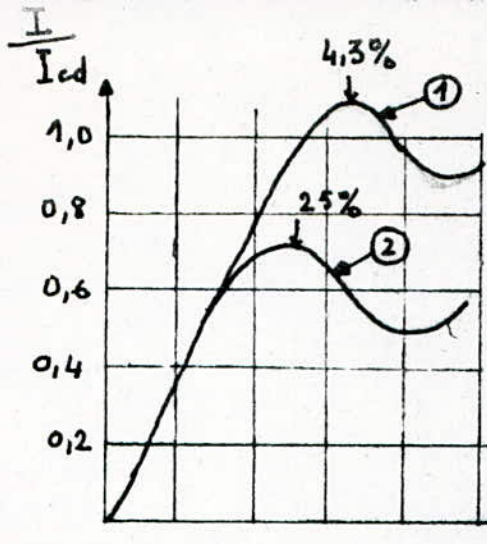


Fig 32:
 ① système optimisé sans réaction de E_m
 ② avec réaction de E_m .

Mais il faut souligner que la courbe ② aura lieu si sur l'entrée du système local de réglage de courant le signal maximal est constant.

Mais si ce signal change en fonction du temps dans ce cas nous aurons la courbe ①.

2.2.4 : Les propriétés statiques du système subordonné

Examinons encore une fois le système subordonné de réglage de la vitesse avec la réaction négative en fonction de la FCEM du moteur E_m . Le schéma est présenté à la figure (33)

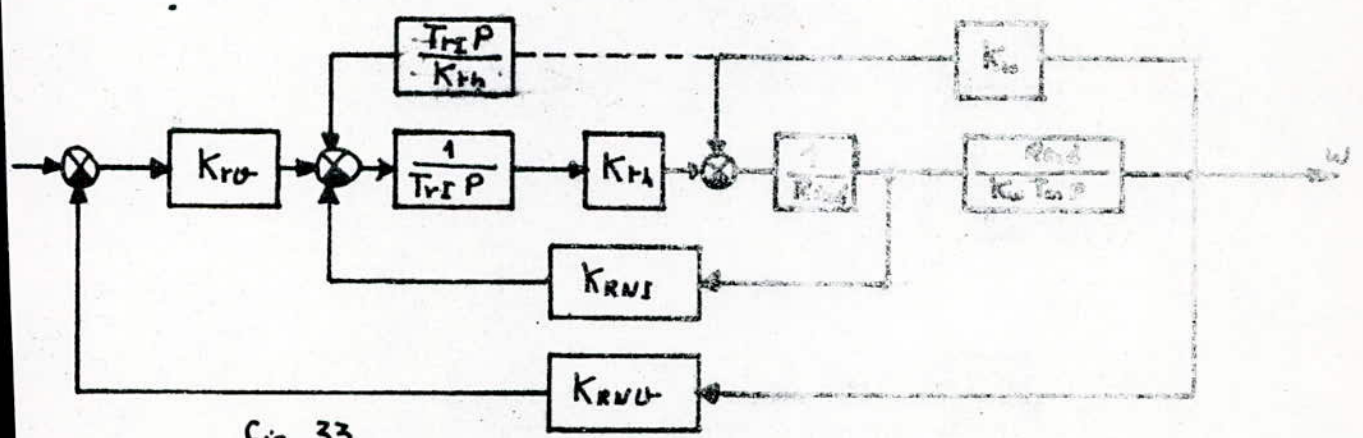


Fig 33

Sur la fig 33 on a marqué $T_{rs} = 2T_{th} \frac{K_{th} \cdot K_{RNS} \cdot \omega}{R_{ind}}$

Le schéma sur cette figure correspond au régime statique (c-à-d dans ce cas $p \rightarrow 0$, et nous n'avons pas seulement touché les éléments intégrateurs).

A l'aide de la transformation structurale on peut ramener le schéma de la fig 33 au schéma de la fig 34.

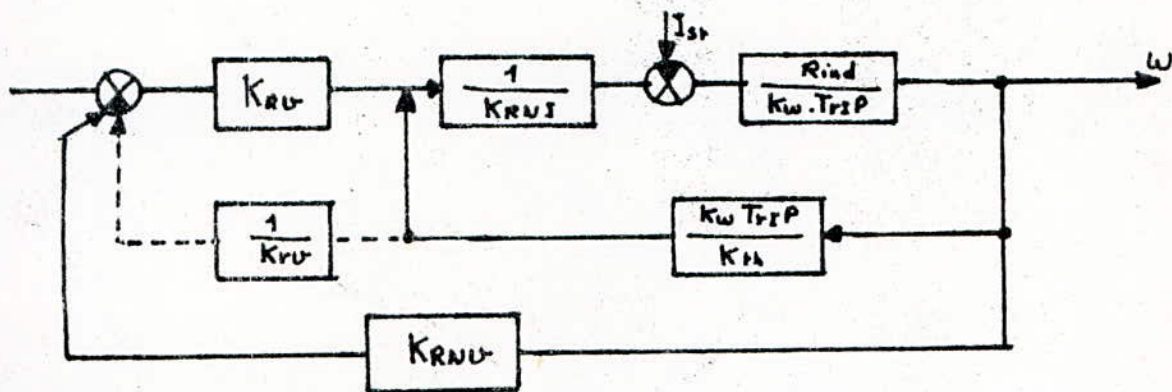
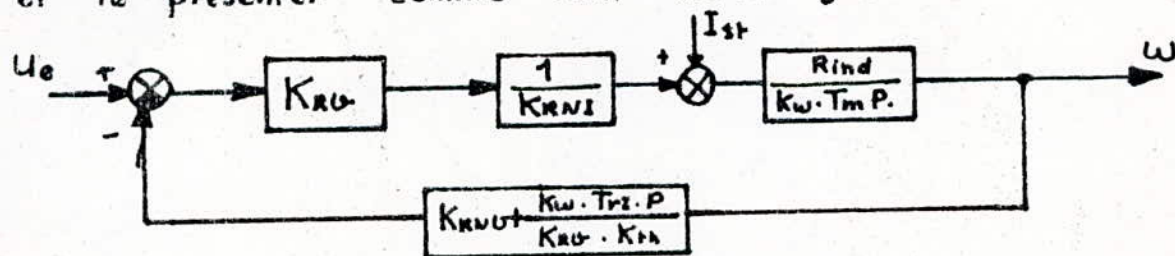


Fig 34.

$$\frac{\frac{K_{th}}{T_{rs} P R_{ind}}}{1 + \frac{K_{th} \cdot K_{RNS}}{T_{rs} P \cdot R_{ind}}} = \frac{1}{K_{RNS}}$$

quand $p \rightarrow 0$.

Nous pouvons simplifier encore une fois le schéma de la fig 34 et le présenter comme celui de la fig 35.



De ce schéma on peut obtenir l'équation pour l'écart statique de la vitesse sous l'action de la charge I_{st}

$$\Delta \omega_f = \frac{I_{st} \frac{R_{ind}}{K_w \cdot T_m \cdot P}}{1 + \frac{R_{ind}}{K_w T_m P} \cdot \frac{K_{RU}}{K_{RS}} \left(K_{RU} + \frac{K_w \cdot T_m \cdot P}{K_{RS} \cdot R_{ind}} \right)}$$

En tenant compte que $K_{RU} = \frac{T_m}{4 T_h} \cdot \frac{K_w \cdot R_{ind}}{R_{ind} \cdot R_{ind}}$

on obtient:

$$\Delta \omega_f = I_{st} \frac{\frac{R_{ind}}{K_w \cdot T_m \cdot P}}{1 + \frac{R_{ind}}{K_w T_m P} \cdot \frac{T_m \cdot K_w \cdot K_{RU}}{4 T_h \cdot K_{RS} \cdot R_{ind}} \left(K_{RU} + \frac{K_w \cdot T_m \cdot P}{K_{RS} \cdot R_{ind}} \right)}$$

$$\Delta \omega_f = I_{st} \frac{\frac{R_{ind}}{K_w T_m P}}{1 + \frac{1}{4 T_h \cdot P \cdot K_{RS}} \left(K_{RU} + \frac{T_m \cdot P \cdot K_w}{T_m} \right)}$$

$$\Delta \omega_f = I_{st} \frac{\frac{R_{ind}}{K_w \cdot T_m \cdot P}}{\frac{4 T_h P + 1}{4 T_h P}} = I_{st} \frac{R_{ind} \cdot 4 T_h P}{K_w \cdot T_m \cdot P (4 T_h P + 1)}$$

On sait que le produit $\frac{I_{st} \cdot R_{ind}}{K_w} = \frac{\Delta \omega}{T_m}$

sur la caractéristique et par conséquent

$$\Delta \omega_f = \Delta \omega_{st} \cdot \frac{4 T_h}{T_m} \text{ d'où } \delta = \frac{\Delta \omega_f}{\Delta \omega} = \frac{4 T_h}{T_m}$$

δ : écart statique de vitesse

Chapitre 3

Moteurs à courant continu

3.1: équations générales en régime continu:

Le moteur à courant continu avec excitation séparée est très utilisé dans les asservissements de position, aussi bien pour les petites que pour les grandes puissances, en raison de la facilité de réaloue de sa vitesse. Avant d'aborder son comportement en régime variable, il est utile de rappeler ses propriétés pour une alimentation continue.

Si V_a et V_e désignent les tensions continues respectivement appliquées à l'armature (ou induit) et à l'excitation (ou inducteur) d'un moteur à excitation séparée qui tourne à la vitesse ($\omega = 2\pi N$); on a d'après la loi d'ohm.

$$V_a = E' + R_a I_a \quad (3-1)$$

E' (FCEM du moteur) a pour expression.

$$E' = \frac{P}{a} n N \phi = \frac{P}{2\pi a} n \omega \phi$$

$$\text{Soit } E' = K \omega \phi ; \text{ avec } K = \frac{P n}{2\pi a} \quad (3-2)$$

$2p$: nombre total des pôles de l'inducteur.

$2a$: nombre de voies de l'enroulement induit.

n : nombre de brins actifs.

ϕ : flux utile par pôle.

Le flux utile est produit par le courant d'excitation ($I_a = V_a / R_a$) la caractéristique correspondante (3.16) comporte une partie droite pour les faibles valeurs du courant puis une certaine courbure pour les valeurs plus élevées ; la machine étant alors saturée.

Multiplications par I_a les deux membres de la relation (3.4)

$$\text{Il vient : } V_a I_a = E' I_a + R_a I_a^2$$

$P_a = V_a I_a$ et $P_j = R_a I_a^2$ représentant respectivement la puissance absorbée par l'induit et les pertes joules correspondantes.

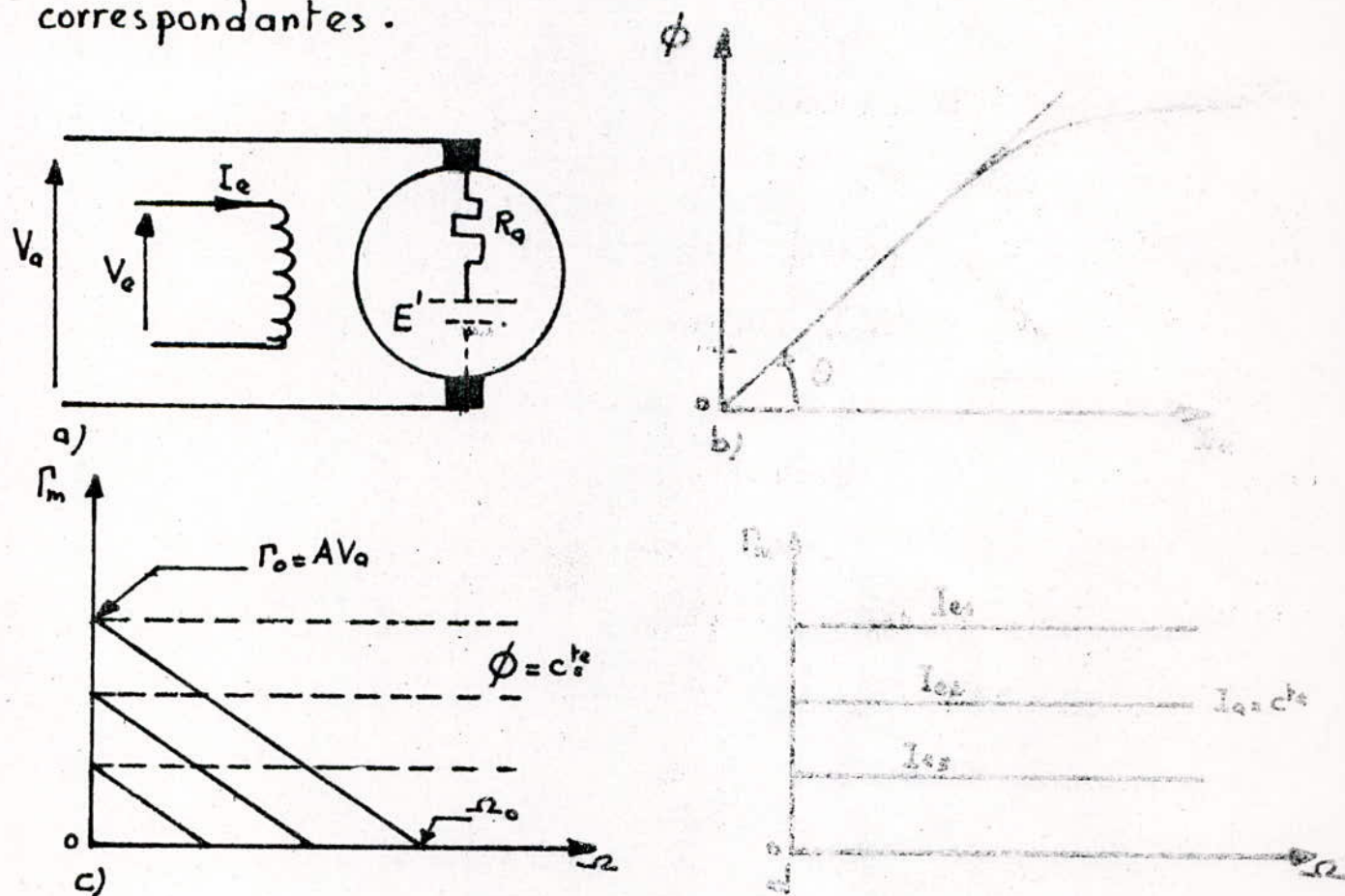


Fig: 3.1.

En conséquence, la différence $P_e = P_a - P_j = E'I_a$ est la puissance électrique intégralement transformée en puissance mécanique. Cette puissance que l'on appelle puissance électromagnétique donne naissance au couple électromagnétique ; soit :

$$P_e = \frac{P_e}{\Omega} = \frac{E'I_a}{\Omega} = K I_a \phi$$

En réalité le couple utile (ou couple moteur) dont on dispose sur l'arbre du moteur est très légèrement inférieur au couple électromagnétique. On a : $\Gamma_m = P_e - P_p$.

P_p est un couple de pertes qui comporte, d'une part les pertes fer (hystérésis) et courants de Foucault ; d'autre part les pertes mécaniques (frottement et ventilation) -

Dans la pratique, ce couple, qui dépend de la vitesse, ne dépasse pas quelques pour cent du couple électromagnétique. D'autre part, dans les asservissements, on tient compte d'une partie de ce couple (frottement visqueux, frottement sec...) aussi peut-on écrire la relation suivante :

$$\Gamma_m \approx P_e = K I_a \phi. \quad (3-3)$$

Le couple utile d'un moteur à excitation séparée est proportionnel au courant de l'induit et au flux de l'inducteur :

3.2 : Procédé de commande en régime continu :

Des relations (3-1) et (3-2), on déduit l'expression générale de la vitesse d'un moteur à courant continu.

$$\Omega = \frac{V_a - R_a I_a}{K \phi}$$

Pour les asservissements de position qui doivent assurer le démarrage et l'arrêt du moteur, il existe deux types fondamentaux de commande.

a) Commande par la tension d'induit à flux constant:

On règle le flux à sa valeur maximale en mettant en court-circuit le réostat de champ que l'on insère habituellement dans le circuit de l'inducteur ($I_e = \frac{V_e}{R_e}$).

Dans ces conditions; l'intensité absorbée par l'induit, pour un couple résistant donné, est minimale:

($\Gamma_m = \Gamma_r = K I_a \phi$) et comme le flux ϕ est maintenu constant, on a les relations suivantes:

$$E' = \lambda \Omega ; \Gamma_m \approx \lambda I_a \quad \text{avec } \lambda = K\phi$$

A flux constant, la constante de forme $\lambda_e = E'/\Omega$ et la constante de couple $\lambda_c = \Gamma_m/I_a$ s'expriment en Vs/A sensiblement par le même nombre.

D'autre part, avec ces notations, il est possible d'obtenir l'expression $\Gamma_m = f(\Omega)$ qui représente la caractéristique mécanique du moteur.

on a:
$$\Gamma_m = \lambda I_a = \frac{\lambda (V_a - \lambda \Omega)}{R_a}$$

Soit:
$$\Gamma_m = A V_a - F \Omega \quad \text{avec } A = \lambda^2 / e_0 ; F = \lambda^2 / R_a$$

D'après cette relation, le système est équivalent: d'une part; à un moteur idéal qui produit un couple ($\Gamma_{m0} = A V_a$) indépendant de la vitesse (courbe en pointillé); d'autre part à un frottement visqueux auquel correspond

un couple ($\Gamma_k = F\Omega$) proportionnel à la vitesse, ce couple interne ayant pour effet de stabiliser le système.

3.3: Servomoteur à réglage par la tension d'induit

3.3.1: Diagramme fonctionnel:

a- Première méthode:

D'une façon générale, les caractéristiques relevées en régime continu sont encore utilisables en régime variable dans la mesure où elles sont parallèles et équivalentes dans un domaine assez large.

Le procédé d'étude est alors le même que pour les amplificateurs à transistors. Il consiste à choisir un point de repos \mathcal{O} , puis à provoquer de petites variations des paramètres autour de ce point. Dans le cas particulier qui nous intéresse on choisit un point de repos \mathcal{O} de coordonnées $\Gamma_{00}; V_{a0}; \Omega_0$ avec $\Omega_0 = 0$; si ce moteur est destiné à commander un positionnement et $\Omega_0 \neq 0$; il s'agit d'un régulateur, puis on provoque de petites variations à partir de ce point; soit

$$\Delta \Gamma_m = \frac{\partial \Gamma_m}{\partial V_a} \Delta V_a + \frac{\partial \Gamma_m}{\partial \Omega} \Delta \Omega$$

Si l'on désigne par $\gamma_m; U_a; \omega$ les signaux variables de faible amplitude qui se superposent aux grandeurs de repos; on a: $\Delta V_a = V_a - V_{a0} = U_a$; $\Delta \Omega = \Omega - \Omega_0 = \omega$.

Comme pour un amplificateur électronique, les différents coefficients $\frac{\partial \Gamma_m}{\partial V_a} = \left(\frac{\partial \Gamma_m}{\partial V_a} \right)_{\Omega_0}$ dépendent des pentes des caractéristiques au point de repos choisi.

Dans le cas considéré, les caractéristiques en régime statique étant des droites parallèles et équidistantes, il est alors évident que les pentes en régime statique et dynamique sont les mêmes, aussi a-t-on la relation : $\gamma_m = A v_a - F \omega$; avec $A = \frac{\Delta}{R_a}$; $F = \frac{\lambda}{R_a}$.

D'autre part ; si ce moteur entraîne une charge par l'intermédiaire d'un réducteur de vitesse de rapport $1/n$; on peut calculer le couple résistant ainsi que les coefficient de frottements et d'inertie ramenés à l'arbre ; c'est à dire sur l'arbre du moteur :

$$\gamma_{re} = \gamma_r/n \quad ; \quad f_e = f_m + f_u/n^2 \quad ; \quad J_e = J_m + J_u/n^2$$

$$\text{On a : } \gamma_m = A v_a - F \omega = \gamma_{re} + f_e \omega + J_e \frac{d\omega}{dt}$$

Soit avec les notations opérationnelles :

$$\lambda V_a / R_a = \Gamma_{re} + (f_e + F) \Omega + J_e \cdot \Omega$$

b- Deuxième méthode :

En régime variable ; on doit, en toute rigueur, tenir compte non seulement de la résistance de l'induit, mais aussi de son inductance (fig 3.2-a), aussi a-t-on en valeurs instantanées deux relations qui concernent les parties électriques et mécaniques du système ; soit :

$$v_a = R_a \cdot i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + e' \quad ; \quad \text{avec } e' = \lambda \omega$$

$$\gamma_m = \lambda i_a = \gamma_{re} + f_e \omega + J_e \frac{d\omega}{dt} ;$$

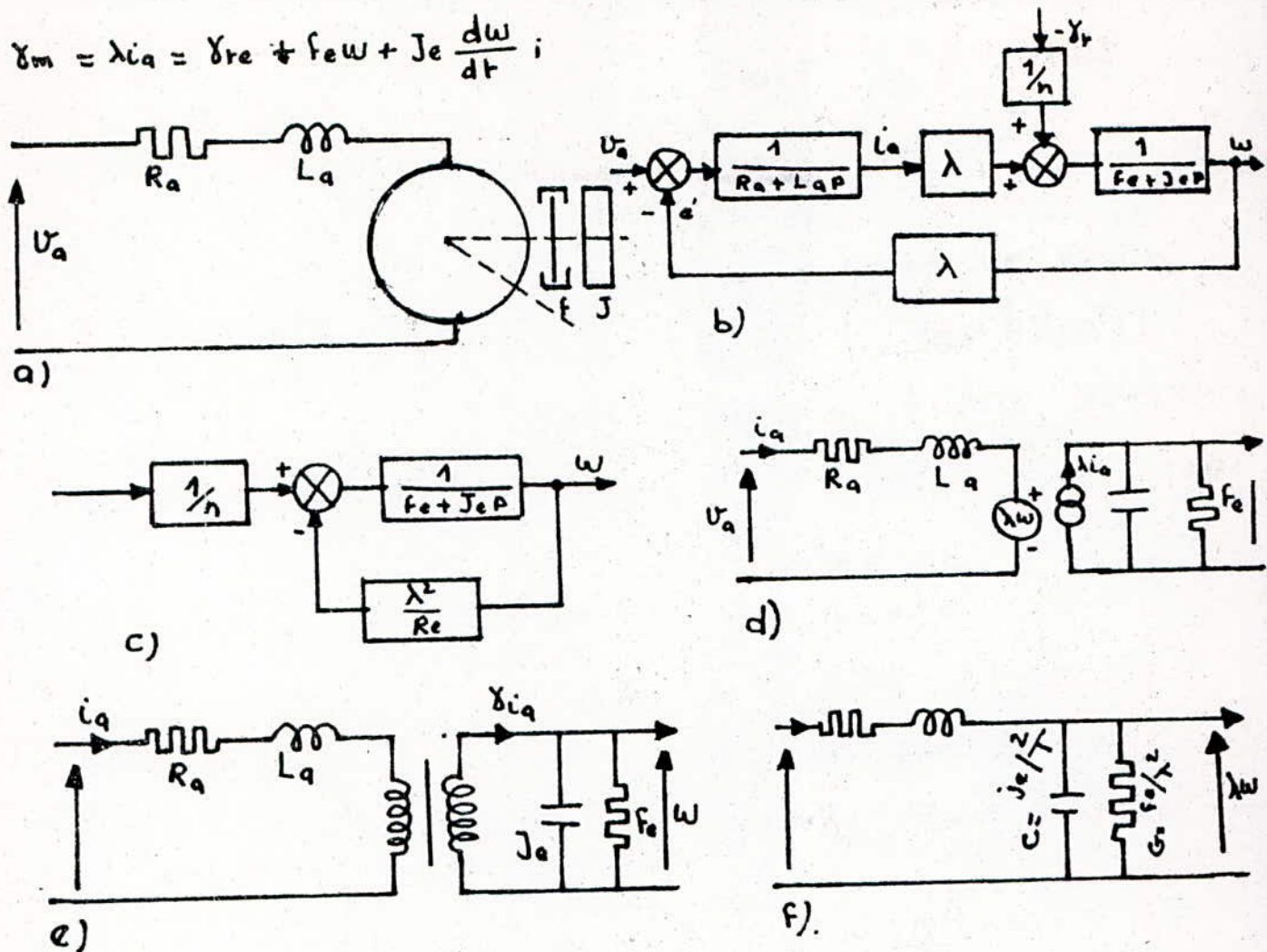


Fig 3.2.

Dans la pratique les variations de la vitesse sont suffisamment faibles pour que l'on puisse négliger la réactance de l'induit par rapport à sa résistance ($L_a \omega \ll R_a$) aussi a-t-on en écriture opérationnelle.

$$I_a = \frac{V_a - E'}{R_a + L_a P} \approx \frac{V_a - E'}{R_a} ; \quad \Omega = \frac{\lambda I_a - \Gamma_{re}}{f_e + J_e P}$$

Il en résulte que le diagramme fonctionnel (Fig 3.2 b) se présente sous la forme d'un système bouclé qui est soumis à 2 sollicitations: d'une part la tension d'entrée (ou tension d'induit) d'autre part le couple résistant qui

joue un rôle analogue au bruit dans les amplificateurs.

Comme ces deux signaux qui sont appliqués à un même système linéaire sont indépendants, on peut chercher le comportement de chacun d'entre eux lorsque l'autre est supposé nul.

3.3.2 - Influence de la tension d'entrée

Si l'on fait $r=0$; il vient

$$T(p) = \frac{\Omega}{V_a} = \frac{1}{T_2 + \lambda/T_1} = \frac{\lambda}{\lambda^2 + (f_e + J_e p) R_a}$$

$$\text{d'où : } T(p) = \frac{\Omega}{V_a} = \frac{K_m}{1 + z_m p}$$

Si l'on pose :

$$K_m = \frac{\lambda}{\lambda^2 + R_a f_e} = \frac{\lambda/R_a}{f_m} ; \quad z_m = \frac{R_a J_e}{\lambda^2 + R_a f_e} = \frac{J_e}{f_m}$$

$$\text{avec } f_m = f_e + \frac{\lambda^2}{R_a} ;$$

Comme on peut le constater, la boucle secondaire a pour effet de produire un frottement visqueux interne ($F = \lambda^2/R_a$) qui s'ajoute au frottement visqueux externe. C'est ce même frottement interne qui donne aux caractéristiques mécaniques leur pente ; comme le montre la première méthode. Signalons que dans la pratique le frottement interne l'emporte généralement sur le frottement externe ($F \gg f_e$).

Exemple :

Etant donné un moteur à excitation constante, on connaît l'une des caractéristiques du réseau fig 3.10 qui correspond à la tension $V_a = 28V$; soit :

$$N=0 ; \Gamma_0 = 7 \times 10^{-2} \text{ m.N} ; \Gamma_m = 0 ; N = 1500 \text{ tr/mn.}$$

Sachant d'autre part, que les coefficients d'inertie et de frottements ramenés sur l'arbre du moteur ont pour valeurs respectives (en MKSA) $J_e = 6 \times 10^{-7}$, $f_c = 7 \times 10^{-6}$,
On doit calculer la transmittance $\frac{\Theta(p)}{V_a(p)}$ du moteur

Solution:

Comme on connaît la caractéristique mécanique du moteur, nous allons utiliser la première méthode :

$$\text{on a : } \Gamma_m = AV_a - F\Omega = (f_c + J_e P)\Omega ; \text{ avec } \Omega = p\theta$$

$$\text{d'où } \frac{\Theta(p)}{V_a(p)} = \frac{K_0}{P(F + f_c + J_e P)}$$

Application numérique :

$$N=0 (\Omega=0) ; A = \frac{\Gamma_m}{V_a} = \frac{7 \times 10^{-2}}{28} = \frac{1}{400}$$

$$\Gamma_m = 0 ; \Gamma = \frac{AV_a}{\Omega} = \frac{29 \times 60}{400 \times 2\pi \times 1500} = 44,5 \times 10^{-6} \text{ MKSA.}$$

$$T(p) = \frac{\Theta(p)}{V_a(p)} = \frac{4,83 \times 10^{-5}}{P(1 + 0,016P)} = \frac{4,16 \times 10^{-2}}{P(P + 86)}$$

Comme on peut le noter f_c (frottement visqueux externe) et faible par rapport à F (frottement visqueux interne) mais il n'est pas négligeable

3.3.3: Influence du couple résistant:

Le couple résistant étant traité comme une perturbation, on a affaire au schéma fonctionnel (fig 3.2.c) et l'on a :

$$-\frac{\Omega}{\Gamma_r} = \frac{1/n}{\lambda^2/R_a + f_c + J_e P} = \frac{1/n}{f_m + J_e P} = \frac{K_a}{1 + \zeta_m P}$$

$$\text{avec } K_a = \frac{1}{n} f_m ; f_m = J_e / f_m$$

3.3.4 : Remarque :

Au lieu de représenter le schéma fonctionnel du système par des blocs indépendants, il est intéressant d'utiliser l'analogie couple-intensité pour obtenir un quadripôle équivalent au système électromécanique que constitue un moteur électrique (fig 3.2d).

On a: $V_a = Z_a I_a + \lambda \Omega$ avec $Z_a = R_a + L_a P \approx R_a$

$$\lambda I_a = Y_e \Omega + \Gamma_e ; \text{ avec } Y_e = f_e + j_e P.$$

Il est alors possible de remplacer par un transformateur parfait les deux générateurs de tension et de courant (fig 3.2e) puis de ramener au primaire les éléments du secondaire (fig 2f).

On peut alors calculer l'impédance d'entrée de ce quadripôle ; celle-ci constituant la charge de l'amplificateur qui assure la commande du moteur on a :

$$Z_e = R_a + \frac{1}{Y_e} = R_a + \frac{\lambda^2}{f_e + j_e P}.$$

On peut également calculer l'impédance de sortie du quadripôle $Z_s = -\Omega / \Gamma_e$; impédance que l'on détermine par le théorème de Thévenin en faisant $V_a = 0$.

Il est alors intéressant de noter que cette impédance correspond à la transmittance que l'on a déjà calculée. Ainsi de même qu'un générateur de tension subit de faibles variations de tensions lorsque la charge varie si son impédance de sortie est faible ; de même un

régulateur de vitesse connaît de faibles variations de vitesses pour de brusques variations de son couple résistant si son impédance de sortie est faible.

Chapitre 4

Calcul des valeurs du système.

4.1. Calcul des valeurs du régulateur de courant:

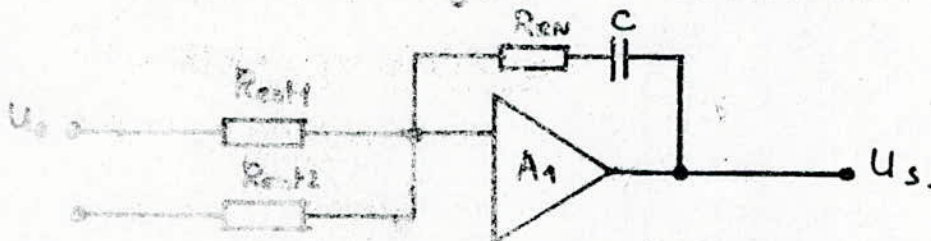
Le moteur utilise:

Moteur à courant continu ML. 42.

Caractéristiques:

- Tension nominale : $U_n = 200V$.
- Puissance sur l'arbre du moteur : $P_n = 1,6kW$
- couple nominal : $1,04 Kgf m = 10,4 N$.
- vitesse de rotation : $U_n = 1000tr/mn$.
- Couple d'inertie : $J_n = 40,8 \times 10^{-4} Kgf m s^2$.
- courant nominal : $I_n = 9,5A$.
- Résistance induit à $T = 20^\circ C$; $R_n = 0,58 \Omega$.
- Puissance d'excitation du moteur : $P_e = 85W$.
- Poids du moteur : $P = 100 Kg$.
- 2 paires de pôles.

Schéma du régulateur de courant:



- Capteur de courant : $K_{ct} = 0,056 V/A$. (gain)
- la capacité C est choisie $C = 2 \mu F$.
- la constante de temps des thyristors $T_{th} = \frac{1}{pmf}$

p : nombre de paires de pôles. $p = 2$

m : nombre de phases: $m = 6$; f : fréquence du réseau.
 $f = 50 \text{ Hz}$.

$$T_{th} = \frac{1}{2 \times 6 \times 50} = 0,0016 \text{ s.}$$

$$- K_{th} = \frac{U_s}{U_e} = \frac{220}{10} = 22.$$

$$R_{entz} = \frac{2 T_{th} \cdot K_{th} \cdot K_{c2}}{R_T \cdot C} ; R_{RN} = \frac{T_e}{C} ; R_{ent1} = \frac{U_{c1max} \cdot R_{entz}}{K_{c2} \cdot I_{indmax}}$$

$$R_T = R(\text{Induit du moteur}) + R(\text{transformateur}) + R(\text{self}) + R(\text{Thyristor})$$

$$- R(\text{induit}) = 0,58 \Omega ; R(\text{transfo}) = 0,1 \Omega ; R(\text{self}) \approx 0 ; R(\text{thyristors}) = 0,3 \Omega$$

$$R_T = 0,58 + 0,1 + 0,3 = 0,98 \Omega.$$

Les calculs donnent : $R_{entz} = 2,2 \text{ k}\Omega$.

$$U_{c1max} = U_{e1} = 10 \text{ V.} ; I_n = 9,5 \text{ A.}$$

$$\underline{R_{ent1} = 41,3 \text{ k}\Omega.}$$

$$\text{calcul de } R_{RN} = \frac{T_e}{C} ; T_e = \frac{L_T}{R_T}$$

$$L_T = L(\text{transfo}) + L(\text{thyristors}) + L(\text{self}) + L(\text{ind})$$

la valeur L_{th} est choisi entre $0,003 \text{ H}$ et $0,006 \text{ H}$.

l'inductance de l'induit du moteur est donnée par $L_n = C \frac{U_n}{p \omega_n I_n}$

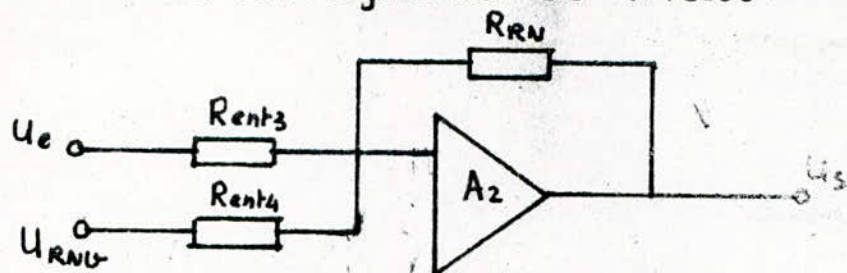
$p = 2$; C : constante pour machine à enroulement de compensation: $C = 0,1$. ; ω_n : vitesse angulaire du moteur
 $\omega_n \approx 104 \text{ rad/s}$. on a $L_n = 0,01 \text{ H} = L_{ind}$.

$$L(\text{transfo}) + L_{th} + L_{self} = 0,02 \text{ H.}$$

$$L_T = 0,03 \text{ H} \Rightarrow T_e = 0,033 \text{ s. et } \underline{R_{RN} = 16 \text{ k}\Omega.}$$

4-2: Calcul du régulateur de vitesse

schéma du régulateur de vitesse:



R_{ent3} est fixée à $50\text{K}\Omega$; $U_{e\max} = U_e = 10\text{V}$.

$$K_{RNV} = K_{cv} \frac{R_{ent3}}{R_{ent4}}$$

$$R_{RV} = R_{ent3} \cdot \frac{T_m}{4T_{th}} \cdot \frac{K_e \cdot K_{RV}}{K_{RNV} \cdot R_T}$$

$$R_{RV} = R_{ent3} \cdot \frac{T_m}{4T_{th}} \cdot \frac{K_e \cdot K_{cv} \cdot R_{ent4} \cdot R_{ent4}}{K_{cv} \cdot R_T \cdot R_{ent3}}$$

$$U_{e\max} = U_{RNV\max} = K_{cv} \frac{R_{ent3}}{R_{ent4}} \omega_{\max}$$

$$K_e = \frac{U_n - R_T I_n}{\omega_n} = \frac{200 - 0,9 \cdot 9,5}{104} = 1,84 \text{ V}/\text{rad}$$

la valeur T_m est donnée par la relation suivante:

$$T_m = \frac{J R_T}{K_i K_e} ; J = J_m + J_{\text{mécanisme}}$$

Respectivement l'inertie du moteur et celle du mécanisme.

$$J_{\text{mec.}} = \frac{m \sigma^2}{\omega_n^2} = m \rho^2$$

σ : vitesse de déplacement de la table pour une machine à copier.

m : masse du moteur: 800Kg ; σ : vitesse de déplacement: $10\text{m}/\text{min}$

$$\rho = \frac{\sigma_{\max}}{\omega_n} = \frac{10}{60 \times 104} = 0,0046 \text{ m/s}$$

$$J_{\text{mec}} = 0,00205 \text{ Kg m}^2/\text{s}^2 ; J_{\text{moteur}} = J_n = 40,8 \times 10^{-4} \text{ Kg m}^2/\text{s}^2$$

$$J_T = J_n + J_{\text{mec}} = (20,5 + 40,8) \cdot 10^{-4} \text{ Kg m}^2/\text{s}^2 = 61,3 \text{ Kg m}^2/\text{s}^2 \cdot 10^{-4}$$

Le tachymètre: $P = 15\text{W}$; $U_s = 100\text{V}$; $\sigma_n = 1500\text{tr}/\text{min}$

$$K_{cv} = \frac{W_h}{U_s} = \frac{157}{100} = 1,57 \text{ rad/V.}$$

$$K_i = \frac{C_n}{I_n} = \frac{10,4}{9,5} = 1,1 \text{ Nm/A} ; K_e = 1,84 \text{ V/rad ;}$$

$$T_m = \frac{61,3 \times 0,9 \times 10^{-4}}{1,1 \times 1,84} = 0,03 \text{ s.}$$

$$U_{cmax} = K_{cv} \frac{R_{ent3}}{R_{ent4}} W_{max} ; U_{cmax} = 10 \text{ V.}$$

$$R_{ent4} = \frac{K_{cv} \cdot R_{ent3} W_{max}}{U_{cmax}} = \frac{1,57 \times 104 \times 50}{10} = 816 \text{ k}\Omega$$

$$\underline{R_{ent4} = 816 \text{ k}\Omega.}$$

$$\underline{R_{RN} = 1,675 \text{ M}\Omega.}$$

4-3 : Calcul des erreurs statiques :

Ecart statique de courant :

$$\varepsilon = \frac{1}{1 + \frac{T_m}{2T_{th}}} = \frac{1}{1 + \frac{0,03}{2 \times 0,0016}} = 0,09 = 9\%.$$

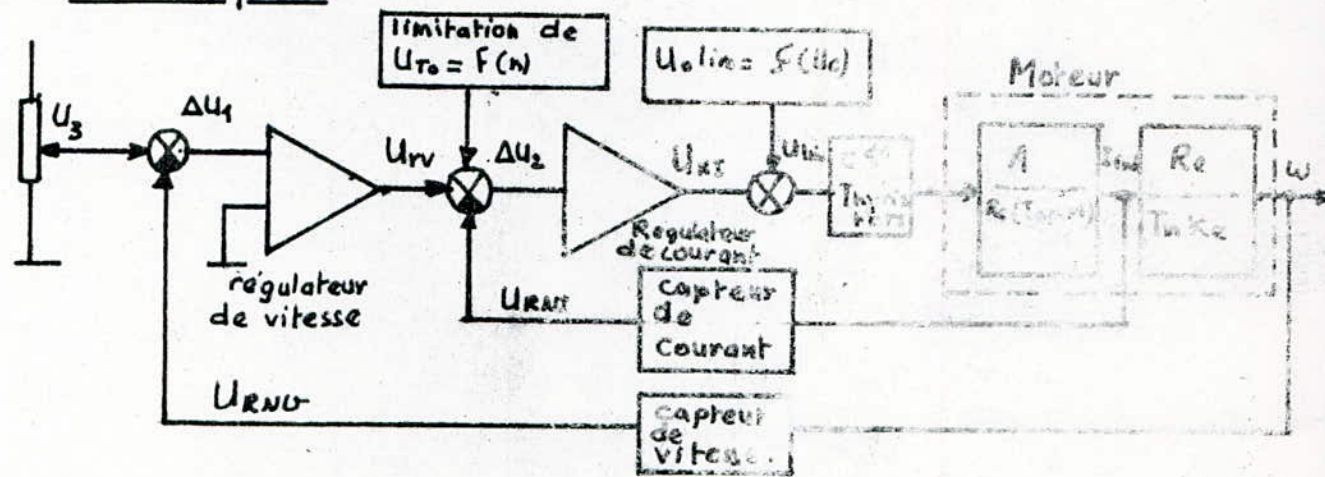
Ecart statique de vitesse :

$$\delta = \frac{\Delta \omega_f}{\Delta \omega_{ref}} = \frac{4T_{th}}{T_m} = \frac{4 \times 0,0016}{0,03} = 0,2 = 2\%.$$

Chapitre 5.

Systeme à commande automatique de type ET 6.

5-1: Principe de fonctionnement de la commande électrique :



La commande électrique se compose de 2 boucles fermées

- 1- Le circuit de courant.
- 2- Le circuit de vitesse.

Le fonctionnement de la commande électrique est réalisé de la manière suivante, si on a l'écart ΔU_1 à l'entrée du régulateur de vitesse ; à sa sortie se trouve un signal proportionnel à la valeur ΔU_1 ; cette valeur est comparée avec la valeur instantanée du courant dans le circuit d'induit du moteur, appliquée ensuite à l'entrée du régulateur de courant. Le régulateur de courant amplifie cette différence et donne la tension de commande au circuit de formation des impulsions de commande.

Le circuit de formation des impulsions assure la formation des impulsions et les distribuent aux thyristors grâce à cela nous avons la vitesse du moteur, qui est proportionnelle à la tension de commande U_a ; le gain du système assure la gamme de réglage nécessaire et la précision suffisante. La limitation du courant se réalise par le schéma de limitation de tension sur la sortie du régulateur de vitesse. On a prévu la limitation du courant en fonction de la vitesse.

5.2: Constitution du système de régulation à thyristors.

Le système à thyristors réalise le réglage de la tension qui est appliquée au moteur.

Il est composé de 2 éléments suivants :

- 1- Le circuit de puissance.
- 2- Le schéma de formation des impulsions.
- 3- le schéma du régulateur de vitesse.
- 4- Le capteur de courant.
 - Le circuit de limitation de 1^{ère} dérivée du régulateur de courant.
- 5- Le circuit de limitation de l'angle d'amorçage minimal.
- 6- Le circuit de limitation du courant du moteur.
- 7- Le circuit de protection
- 8- La source d'énergie.

1. Le circuit de puissance: (Schéma 1-)

Il comprend :

- Le transformateur T_{M3} de puissance.
- Le convertisseur à Thyristors.
- Les réactances R_{E1} et R_{E2} .

Le transformateur triphasé T_{M3} comprend 2 enroulements de puissance et un enroulement pour alimenter le circuit de commande. Entre les enroulements de puissance et celle de commande se trouve un écran.

- Le 1^{er} enroulement est monté en Δ .
- Le 2^{ème} en Y a 6 phases avec le neutre.
- Le 3^{ème} en Y .

2. Le circuit de formation des impulsions: (Schéma 2-)

La tension aux bornes de C_{104} est alternative.

A_{104} est un ampli-op. fonctionnant en bascule de Schmitt.

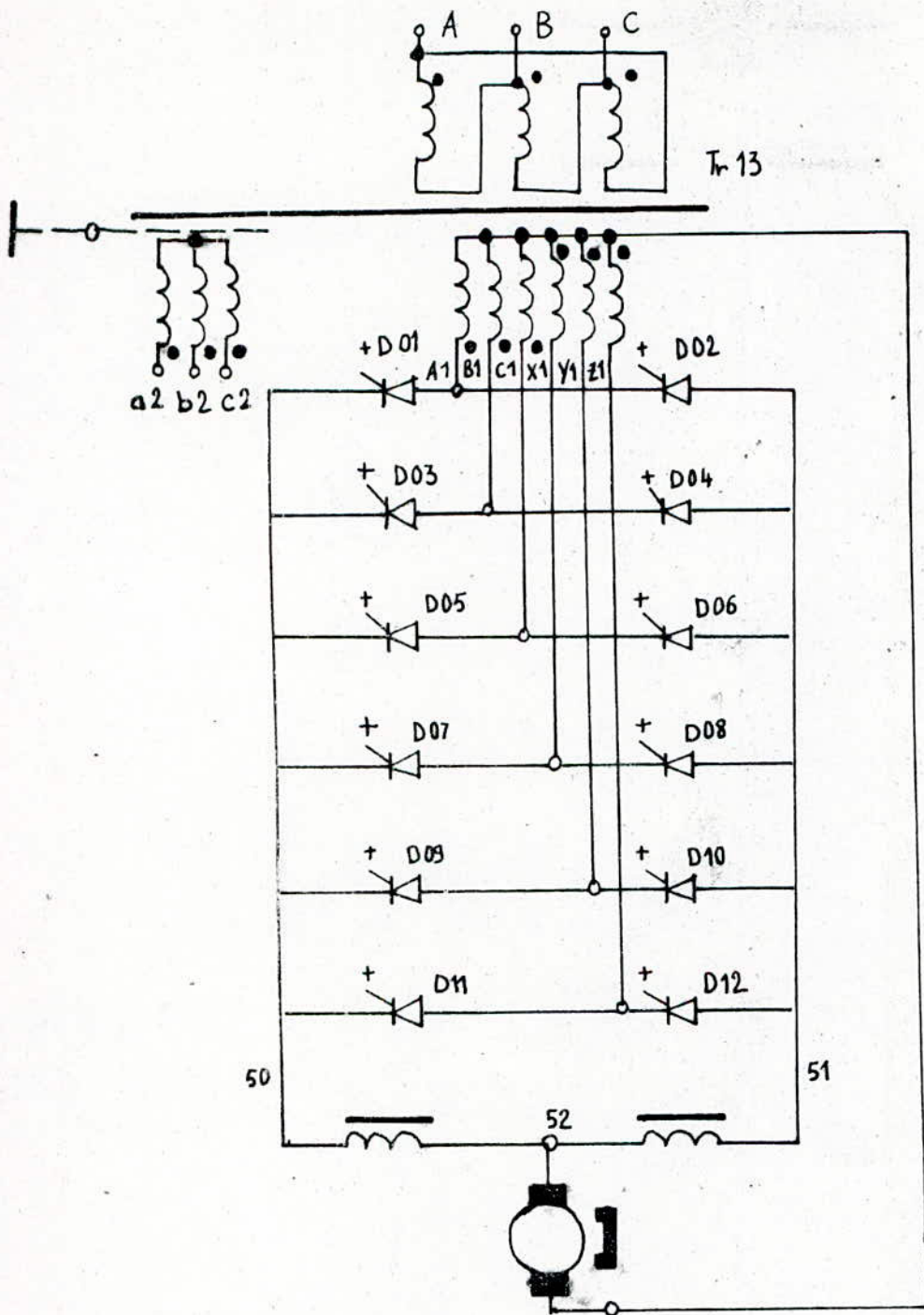
Le circuit différentiel: R_{105} ; C_{105} ; C_{106} .

La tension est amplifiée par les transistors T_{104} et T_{102} et par l'intermédiaire de T_{102} est appliquée à la gâchette du thyristor à borne anode.

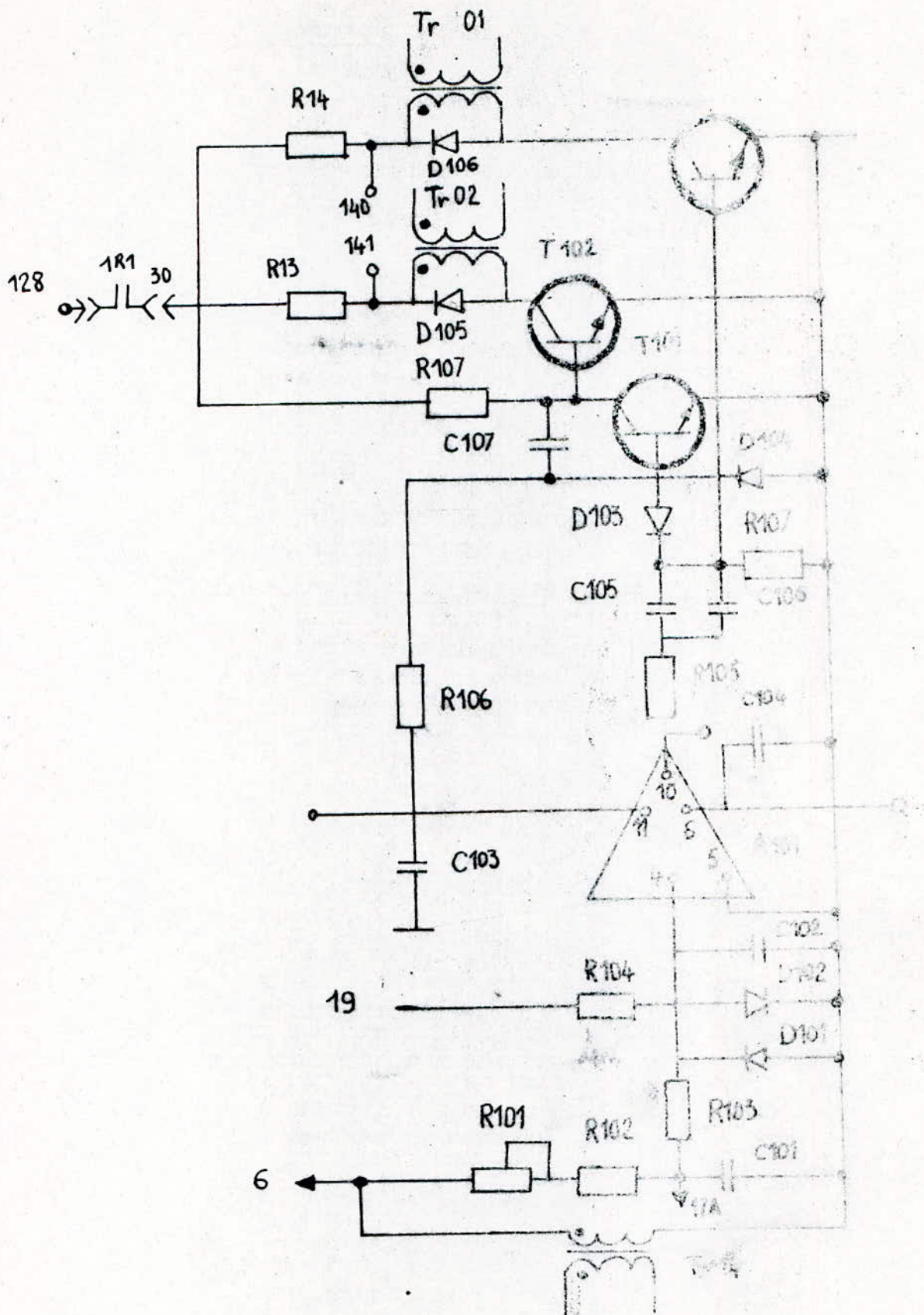
Et les impulsions qui sont appliquées aux thyristors à bornes cathodes.

Les résistances R_{13} et R_{14} limitent les courants qui passent dans les transformateurs d'impulsions.

L'arcueur des impulsions 10 à 15°



1- Schéma de puissance



2-Schéma de Formation d'impulsions de commande pour Thyristors

3: Régulateur de vitesse : (Schéma 3)

Les régulateurs de vitesse et de courant avec le réseau correcteur assure les performances statiques et dynamiques de commande électrique.

Le régulateur de vitesse est constitué d'un amplificateur à 2 étages avec les réactions négatives.

Le 1^{er} étage se compose de 2 amplificateurs (A301, A302)

Cette structure garantit la thermostabilité des caractéristiques à cause des compensations de la dérive d'amplificateur A301 est assurée par l'ampli A302.

Le 2^{ème} étage A303 est utilisé pour obtenir le facteur nécessaire du régulateur de la vitesse

Le régulateur possède 2 entrées :

91: tension de commande.

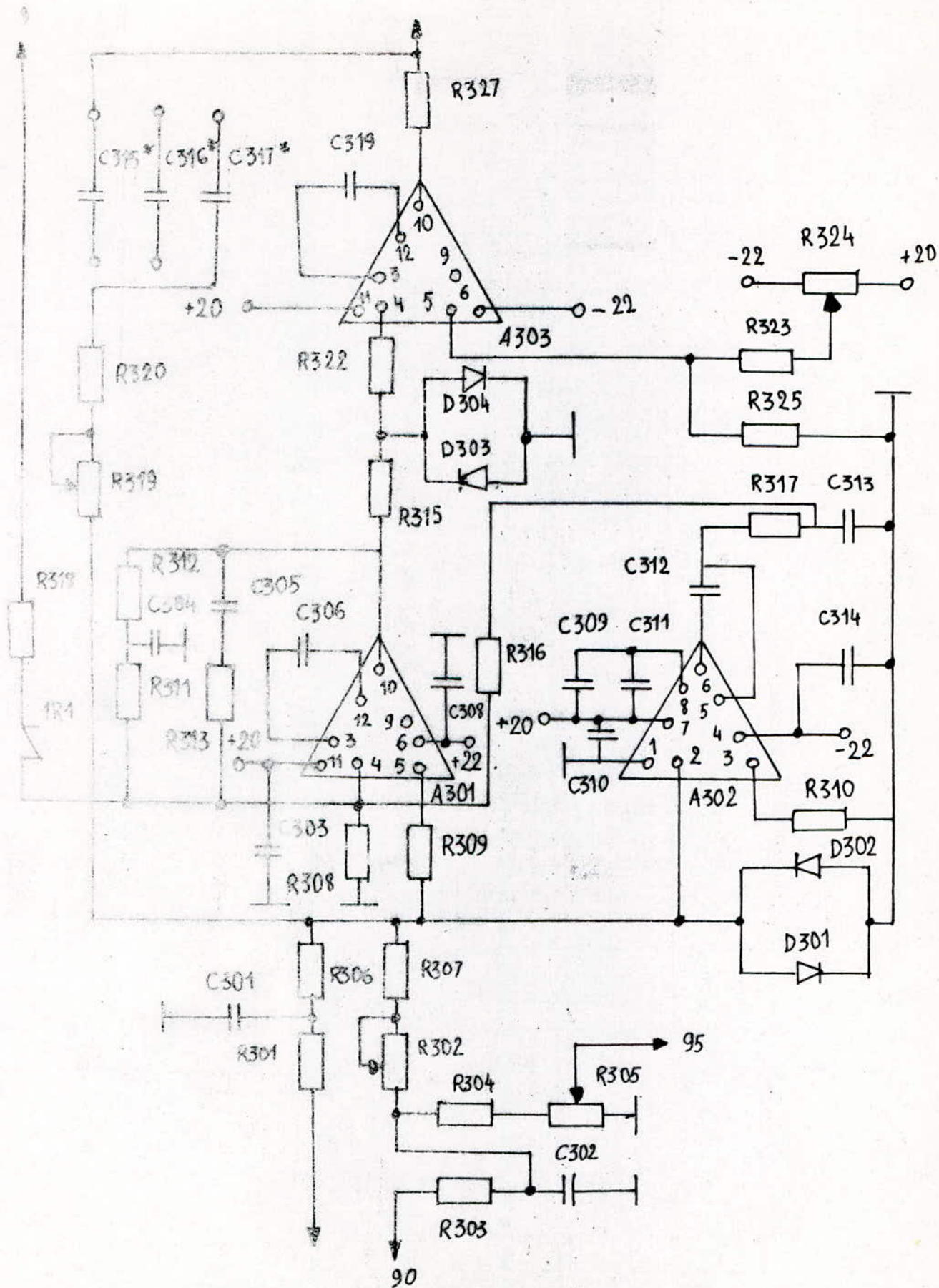
90: Réaction négative en fonction de la vitesse.

(Dynamo-Tachymétrique).

R323 et 324 permettent la polarisation des amplificateurs.

R302 et R307 résistance de réglage de la valeur maximale pour la vitesse.

R319, R320; C315; C316; C317; éléments du réseau correcteur du régulateur de la vitesse.



3. Schéma du régulateur de la vitesse.

4 - Régulateur de courant avec le capteur de courant et circuit de limitation de 1^{ère} dérivée de la tension à la sortie du régulateur: (Schéma 4)

Le régulateur de courant est constitué d'un ampli op A601 R604, C601, C604 réseau correcteur.

Le capteur de courant donne la tension qui est proportionnelle au courant qui passe par le moteur.

Le capteur de courant est réalisé à l'aide de 2 diodes magnétiques D501; D502.

Le capteur de courant comprend 2 diodes et l'ampli A50

Le circuit de limitation de 1^{ère} dérivée, se compose des éléments R705; C704.

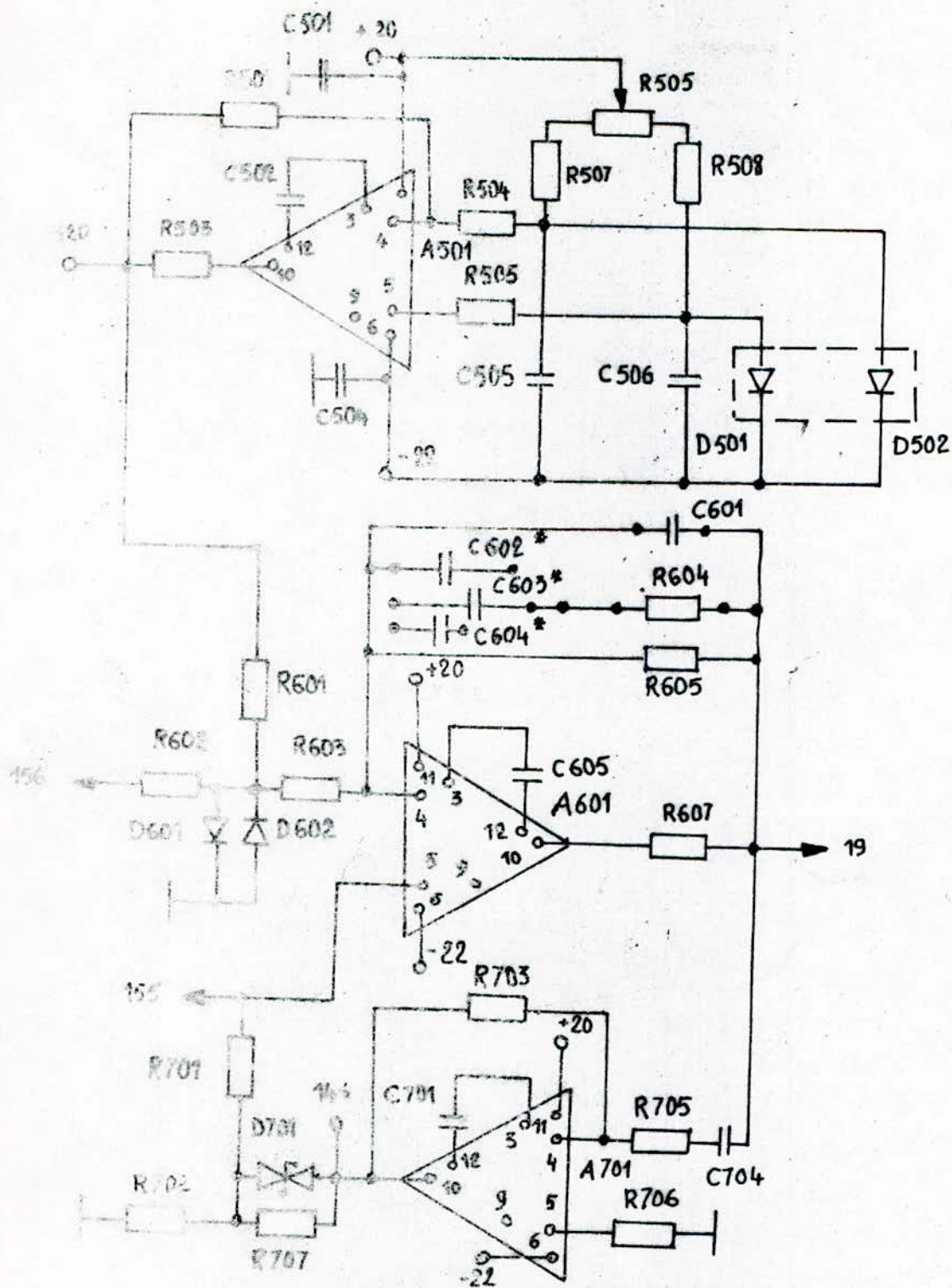
Le fonctionnement est comme suit:

La tension à la sortie du régulateur est appliquée à l'ampli A701, si la tension de la sortie A701

devient supérieure à la tension des diodes zéners D701, dans ce cas la tension de la sortie de l'ampli

A701 est appliquée à l'entrée inversible du régulateur

de courant A601, grâce à cela on réalise la limitation de 1^{ère} dérivée du régulateur de courant sur le niveau désiré.



4- Schéma du régulateur de courant.

5- Circuit de limitation d'angle d'amorçage par thyristors:

(Schéma 5.)

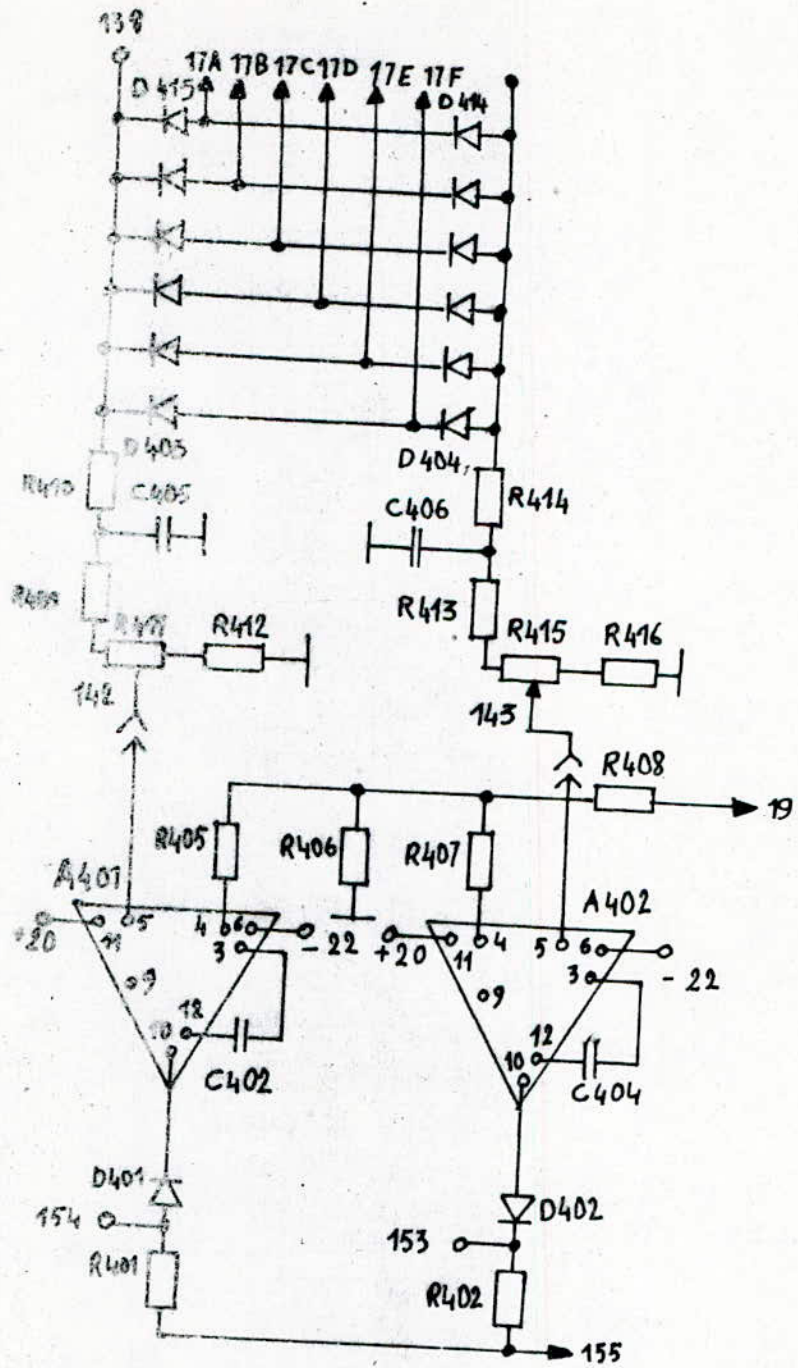
On utilise ce courant pour comparer la tension de commande du circuit d'impulsion avec la tension de sortie du régulateur de courant tel que $V_{imp} > V_{reg \cdot courant}$

Le fonctionnement est comme suit :

les tensions des points 17A à 17E sont appliqués au pont redresseur D403 à D414.

Sur le filtre R410 - C405 et R414 - C406. La tension à la sortie du filtre est appliquée au diviseur de tension ; il est composé de (R409 ; R411 ; R412 ; R413 ; R415 ; R416). Les résistances R411 et R415, servent pour régler le niveau de limitation de tension.

Les tensions à la sortie du potentiomètre R411 et R415 sont appliqués à l'entrée inversible des ampli A401 et A402. A l'entrée réversible des ampli-op A401 et A402 sont appliquées les tensions de sortie du régulateur de courant par l'intermédiaire des résistances R408, R406 ; R405 ; R407. La tension de sortie de l'ampli-op A401, A402, par l'intermédiaire des diodes D401 ; D402 ; R401 ; R402 ; à l'entrée réversible de A601, dans ce cas les ampli A401 et A402 réalisent les réactions négatives, dans le circuit du régulateur de courant ; et qui commencent à



5. Schéma de limitation d'angle d'amorçage des thyristors

fonctionner quand la tension de la sortie du diviseur de tension sur les résistances R_{408} , R_{406} atteignent la valeur de limitation de tension et dans ce cas la tension à la sortie du régulateur de courant ne peut augmenter sa valeur.

6. Circuit de limitation de courant: (Schéma 5)

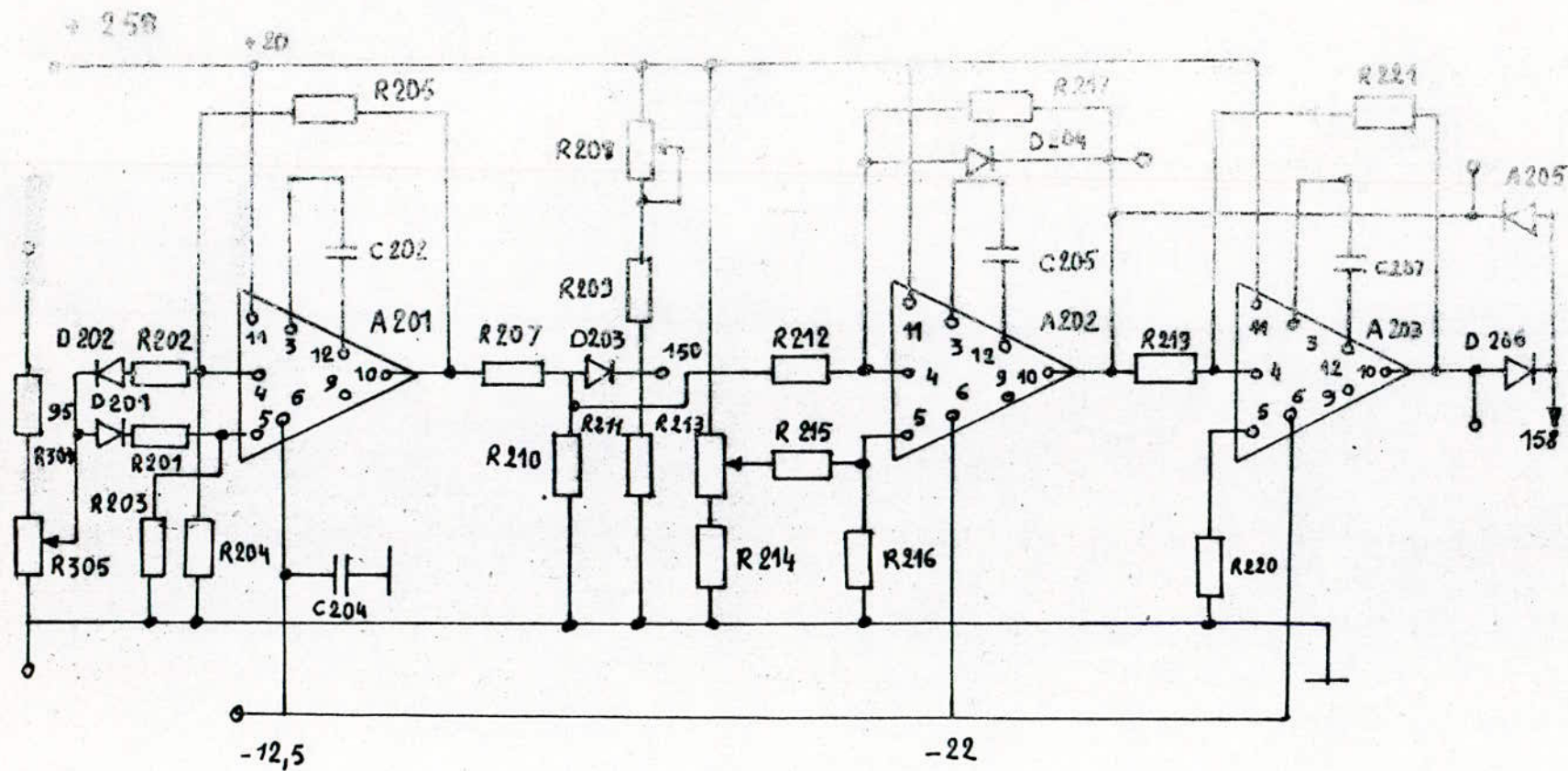
Le circuit réalise la limitation du courant au niveau désirable.

La tension du Tachygénérateur par l'intermédiaire du diviseur R_{304} et R_{305} est appliquée à l'ampli A_{201} ; l'ampli A_{201} donne la tension de sortie qui est proportionnelle au module de la tension d'entrée du Tachygénérateur, sur la sortie de A_{201} , on a la tension positive; cette tension est appliquée au circuit d'approximation des courbes de limitation et se compose des résistances R_{207} ; R_{210} ; R_{203} , R_{209} ; R_{211} ; et de la diode D_{203} .

La résistance R_{213} réalise le réglage de tension de polarisation pour l'ampli A_{202} qui est proportionnelle au courant qui passe par l'induit du moteur.

7. Circuit de protection: (Schéma 7)

On utilise ce schéma pour protéger la commande électrique contre les coupures de phase; si le montage d'alimentation est défectueux, contre l'élévation de température

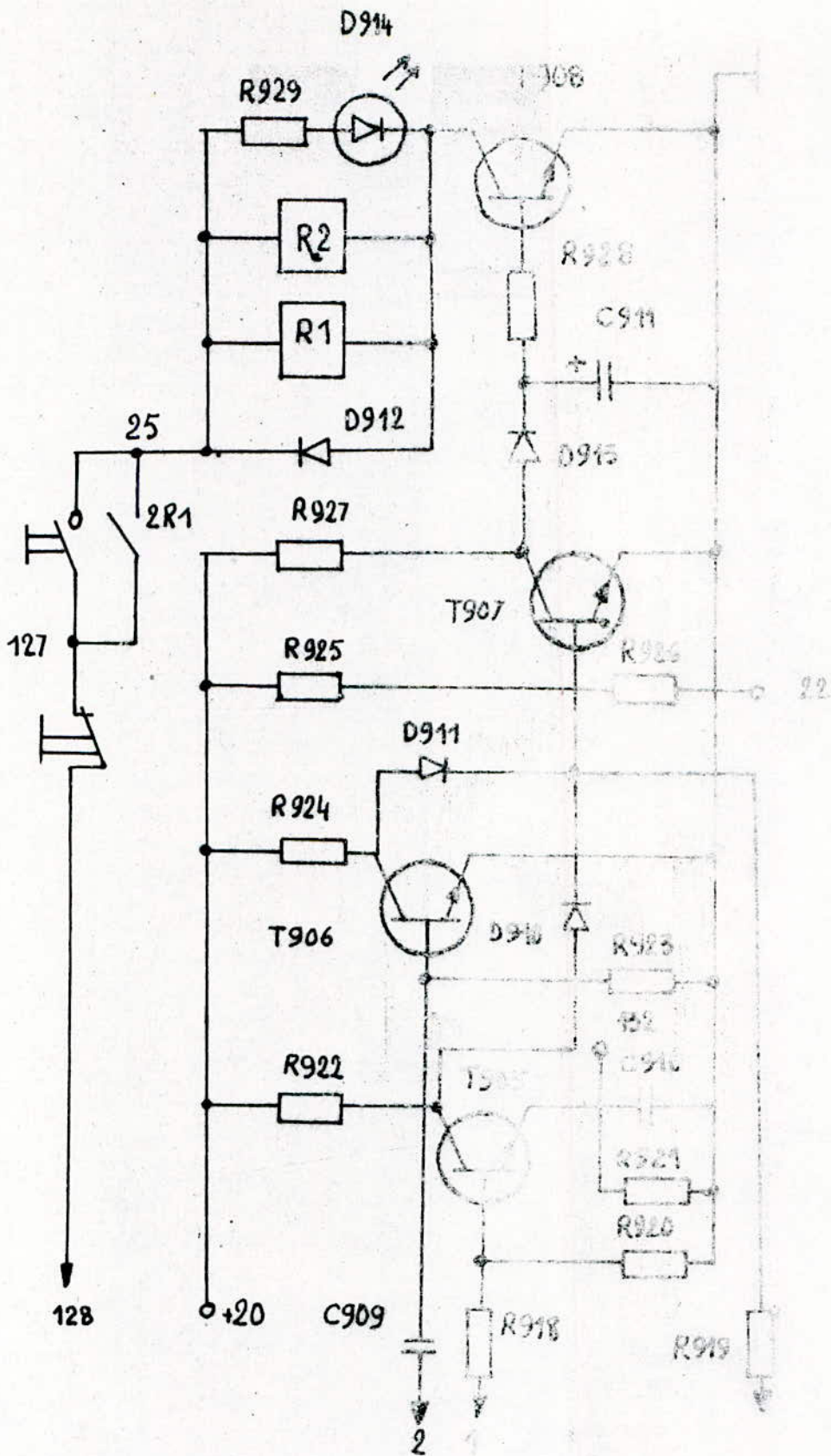


6 - Schéma de limitation de courant

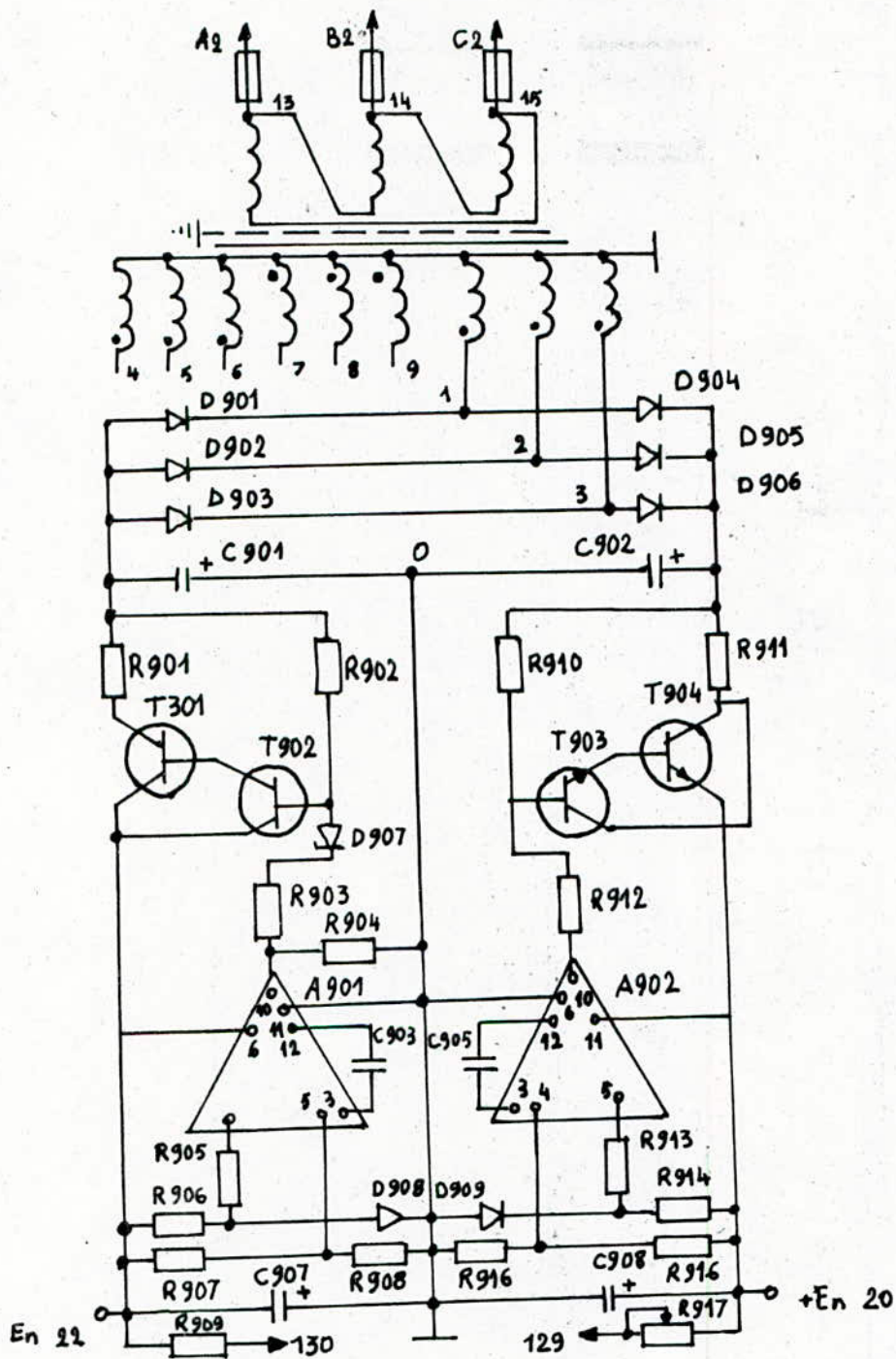
du moteur ; il se compose de C909 , les transistors T905 ; T906 qui fonctionnent en portes tout ou rien.
Et des diodes D910 ; D911 ; du transistor T907 des résistances R925 ; R926 ainsi que C911 et T908 ; des relais R₁, R₂ et l'indicateur D914 qui donne le signal si les impulsions sont appliquées aux thyristors , dans la position initiale ; T907 est fermé . Si on ferme l'interrupteur marche R₁ et R₂ fonctionnent et l'indicateur s'allume et 1R₁ s'ouvre et permet le fonctionnement du régulateur de vitesse et dans ce cas nous avons les impulsions à la gâchette du thyristor , donc nous avons le démarrage du moteur . S'il n'y a pas de tension stabilisée Il n'y a pas de polarisation pour T908 .
Il n'y a pas de démarrage .
S'il y a inversion de phase impossible de réaliser le démarrage .

8 - Source d'alimentation stabilisée : (Schéma 8).

Cette source d'énergie réalise l'alimentation de tous les circuits de commande par la tension à courant continu stabilisé . On utilise donc l'ampli-op A901 et A902 et les transistors de régulation de la tension T901 à T904 . Ces transistors réalisent la stabilisation de tension sur le niveau désirable malgré les perturbations externes .



7- Schéma de protection

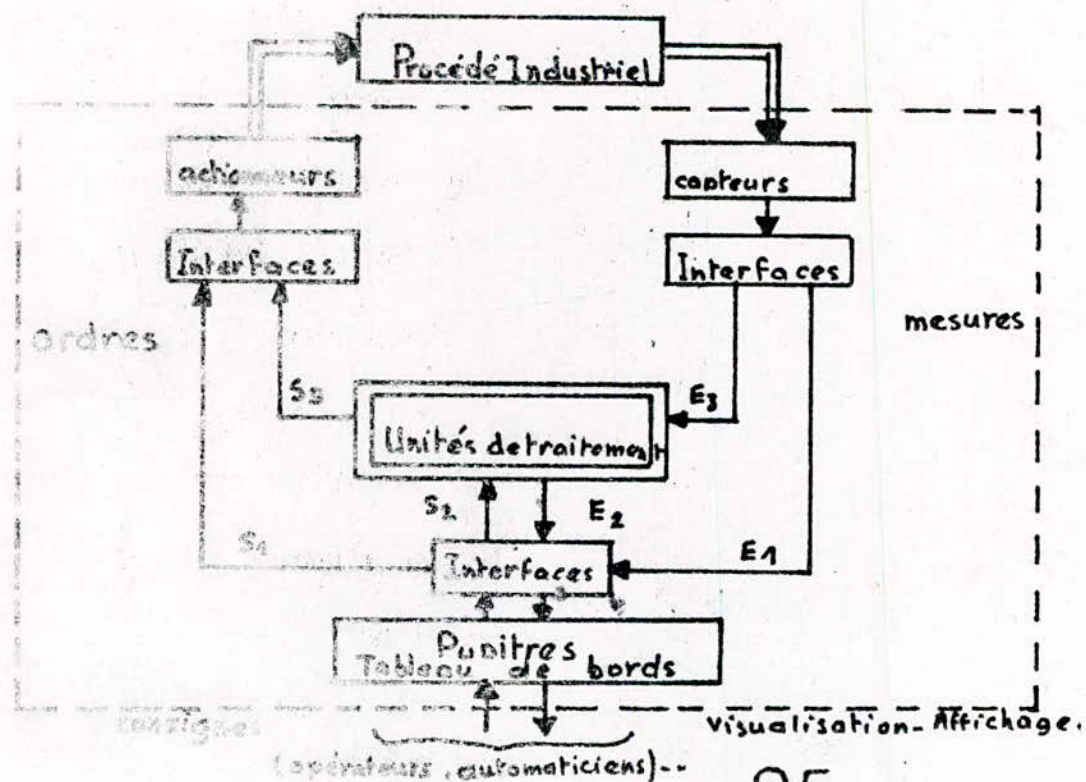


8 - Source d'alimentation.

Conclusion :

Le procédé de commande automatique pour machine outil a été développé et il existe des systèmes numériques commandés par ordinateurs et qui permettent une commande plus efficace et plus performante. Notre travail a été le cas d'un système analogique.

Pour un système à commande numérique les capteurs sont suivis de convertisseurs analogique - numérique et les ampli-op sont remplacés par des compteurs permettant de comparer les différentes valeurs d'entrée aux valeurs de sortie. On expose un schéma d'un système de commande informatisé.



$S_1 = (S_{11} ; \dots ; S_{1K_1})$ représentent les ordres émis de l'opérateur vers le procédé (sans passer par les unités de traitement).

$E_1 = (E_{11} ; \dots ; E_{1K_2})$ représentent les informations à destination de l'opérateur (sans passer par les unités de traitement)

$E_2 = (E_{21} ; \dots ; E_{2K_3})$ représentent les compte-rendus envoyés à l'opérateur, par le système informatique.

$S_2 = (S_{21} ; \dots ; S_{2K_4})$ représentent les consignes envoyées par l'opérateur, au système informatique.

$S_3 = (S_{31} \dots S_{3K_5})$ représentent l'ensemble des ordres émis par le système informatique vers le procédé.

$E_3 = (E_{31} ; \dots ; E_{3K_6})$ représentent les mesures en provenance du procédé et à destination du système informatique.

Bibliographie;

- 1. Électronique de réloge et de commande. H. Bühler
Dunod.
- 2. Éléments de simulation sur calculateurs
Analogiques - A. Oumarev Ed. Mir. Moscou.
- 3. Théorie et calcul des asservissements linéaires
J. Ch. Gille - P. Decaulne - M. Pélegrin.
Dunod.
- 4- Asservissements linéaires
- Analyse T.1
- Synthèse T.2
F. Milsant
Eyrolles

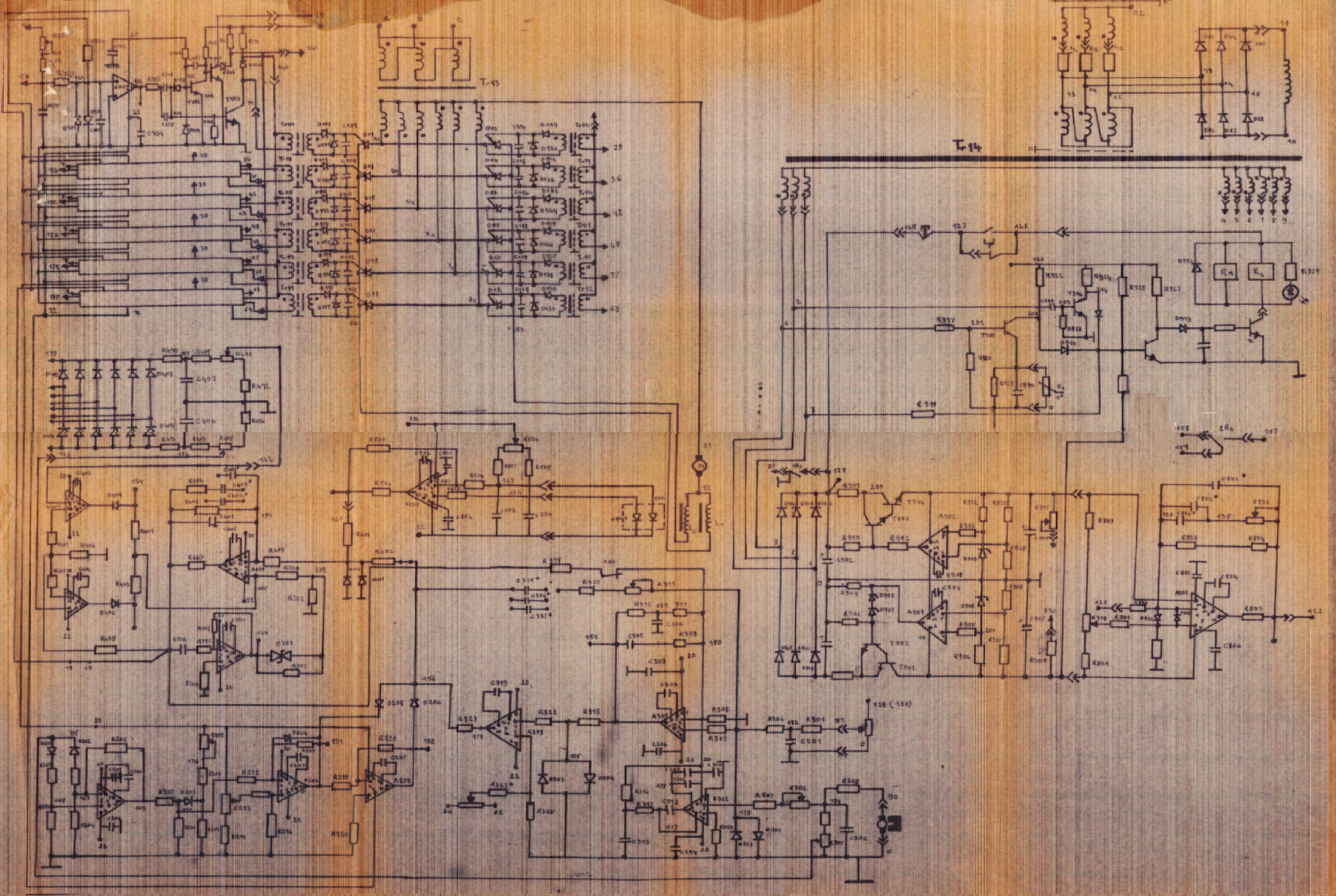


Schéma électronique de la commande automatique d'une machine outil.