

2 sur le dessin
2 sur planche

30/88
seul
ex

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

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

BIBLIOTHEQUE - المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT **ELECTRONIQUE**

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

**COMMADE D'UN
FAUTEUIL ROULANT**

2 PLANCHES

Proposé par : f.chigara

Etudié par : k.slimani
z.toukal

Dirigé par : f.chigara

PROMOTION **Juin 88**

TABLE DES MATIERES



PREMIERE PARTIE

| | | | |
|--------------|---|--|----|
| Chapitre I | - | MOTEURS A COURANT CONTINU..... | 3 |
| I-1 | | Equation du moteur C.C..... | 4 |
| I-2 | | Caracteristiques des moteurs à C.C..... | 4 |
| I-3 | | Choix du moteur..... | 9 |
| I-4 | | Reglage de la vitesse d'un moteur série...11 | |
| Chapitre II | - | CHOIX ET CALCUL DU CONVERTISSEUR STATIQUE.14 | |
| II-1 | | Application des hacheurs..... | 15 |
| II-2 | | Principe du hacheur..... | 15 |
| II-3 | | Freinage du moteur série..... | 21 |
| Chapitre III | - | TRANSISTOR EN COMMUTATION..... | 24 |
| III-1 | | Commutation..... | 24 |
| III-2 | | Principe de l'aide à la commutation..... | 28 |
| Chapitre IV | - | ETUDE DE LA REGULATION DU COURANT..... | 43 |
| Chapitre V | - | DESCRIPTION DES MONTAGES..... | 53 |
| V-1 | | Commande avec un seul moteur..... | 53 |
| V-2 | | Commande avec deux moteurs..... | 63 |
| Chapitre VI | - | REALISATION PRATIQUE..... | 66 |
| VI-1 | | Circuits imprimés..... | 66 |
| VI-2 | | Liste des composants..... | 69 |
| VI-3 | | Calcul des radiateurs..... | 70 |
| VI-4 | | Calcul de la puissance des moteurs..... | 71 |

BIBLIOGRAPHIE



- H. BÜHLER , Electronique de réglage et de commande , Dunod , 1979
- H. BÜHLER , Electronique de puissance , Dunod , 1979
- J. CHATELAIN , Machines électriques , Dunod , 1985
- R. S. RAMSHAW , Power electronics , Thyristor controlled power for electric motors
- B. D. BEDFORD , Principles of inverter circuits
- R. CHAUPRADE , Commande électrique des moteurs à courant continu , Eyrolles , 1975
- G. SEGUIER , L'electronique de puissance , Dunod , 1979
- A. CHAMPENOIS , Electronique industrielle , RPi , 1984
- Techniques de l'ingenieur , D 810 , électricité
-
- H. SAKOE et CHIBA , Dynamic programming algorithm optimisation for spoken word recognition
IEEE tran assp , vol 24 , N°5 octobre 1976
- A. CHEVALIER ; La programmation dynamique et ses applications
Dunod 1977
- J. MAX , Methode et techniques de traitement du signal et application aux mesures , Masson , 1981
- M. KUNT , Traitement numerique des signaux , Dunod , 1981
- M. AUMIAUX , pratique de l'électronique , Masson , 1975
- TEXAS INSTRUMENT , TMS 320 10 , Assembly language programmer's guide
- THESE de p.d , Application de l'algorithme D.T.W à la reconnaissance de la parole , BERGANI
- THESE de P.F , Analyseur à banc de filtre (YATAGEN)
- S. CIARCIA , Circuits , Mc Graw-Hill , 1984
- Cours de techniques avancées , Analyse de fourier à court terme
(M^r BOUSSEK SOU)

TABLE DES MATIERES



DEUXIEME PARTIE

| | | | |
|--------------|---|--|-----|
| Chapitre I | - | SIGNAL ACOUSTIQUE VOCAL..... | 73 |
| I-1 | | La parole naturelle..... | 73 |
| I-2 | | Parametres acoustiques de la parole..... | 75 |
| I-3 | | Modelisation du conduit vocal..... | 76 |
| Chapitre II | - | ANALYSE MATHEMATIQUE DU SIGNAL VOCAL..... | 77 |
| II-1 | | Analyse du signal vocal..... | 77 |
| II-2 | | Analyse numerique..... | 83 |
| II-3 | | Analyse par prediction lineaire..... | 87 |
| II-4 | | Analyse cepstrale..... | 89 |
| Chapitre III | - | PARAMETRISATION DES MOTS DE COMMANDE EN VUE DE LA RECONNAISSANCE..... | 91 |
| III-1 | | Analyseur à banc de filtres..... | 91 |
| III-2 | | Acquisition de données..... | 98 |
| Chapitre IV | - | RECONNAISSANCE DU DICTIONNAIRE DE REFERENCE..... | 100 |
| IV-1 | | Apprentissage..... | 101 |
| IV-1 | | Reconnaissance..... | 101 |

INTRODUCTION

Le champ d'application de l'entraînement réglé est très vaste .

L'ensemble d'entraînement électrique comprend un moteur proprement dit et des appareils de commandes (Analogiques et Numériques) destinés au démarrage ; à l'arrêt ; au réglage et à la protection de l'ensemble .

On distingue deux types de commandes :

- Commande avec un seul moteur (un moteur entraîne les deux roues).
- Commande individuelle (chaque roue est entraînée par un moteur individuel).

Notre travail consiste à concevoir une commande pour fauteuil roulant pour handicapés (commande manuelle et vocale):

- Une commande avec un seul moteur.
- et une commande avec deux moteurs synchronisés en vitesse .

La commande doit assurer :

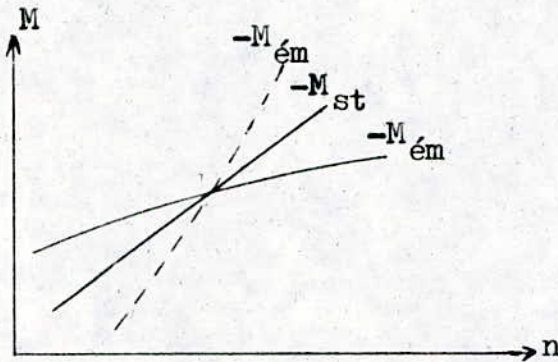
- L'avance
- Le recule
- Le freinage
- L'inversion de marche
- Le changement de direction pour la commande à

deux moteurs .

-Le réglage de la vitesse sur une large gamme

Chapitre I " MOTEURS A COURANT CONTINU "

En general , les moteurs électriques fonctionnent sous une tension constante du réseau auquel ils sont branchés. C'est dans le cas où il est nécessaire de régler la vitesse dans de large limites que la tension à ses bornes varie.



La figure ci-dessus représente la variation du couple résistant statique M_{st} qui croit en même temps que la vitesse de rotation.

Le fonctionnement du moteur est stable si la croissance de son couple électromagnétique est plus lente que celle du couple résistant.

$$\boxed{dM_{ém}/dn < dM_{st}/dn} \quad (I-1)$$

En régime établi ($M_{ém} = M_{st}$), le courant absorbé par le moteur est déterminé par le couple utile sur l'arbre.

$$\boxed{I = M_{st}/(C_m \cdot \phi_o)} \quad (I-2)$$

De l'équation fondamentale du moteur :

$$U = E + I \cdot R_{ind} = C_e \cdot n \cdot \phi_o + I \cdot R_{ind} \quad (I-3)$$

Nous déduisons l'expression de la vitesse en tr/min

$$(I-4) \quad n = (U - R_{ind} \cdot I) / (C_e \cdot \phi_o) \quad \text{où : } C_e = P \cdot N / (60 \cdot a)$$

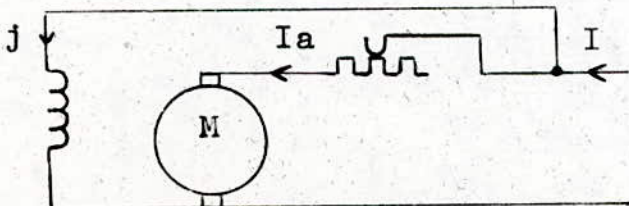
I-1) EQUATION DU MOTEUR C.C

| Grandeur | Formule |
|--|--|
| FEM à vide E_v | $E_v = P \cdot N \cdot n \cdot \phi_v / (60 \cdot a)$ |
| FEM en charge E_{ch} | $E_{ch} = P \cdot N \cdot n \cdot \phi_{ch} / (60 \cdot a)$ $= U - R_{ind} \cdot I$ |
| Couple électro-magnétique $M = E_{ch} \cdot I / \omega$ | $M = (U - R_{ind} \cdot I) \cdot I / \omega$ $M = P \cdot N \cdot I \cdot \phi_{ch} / (2 \cdot \pi \cdot a)$ $M = C_m \cdot \phi_{ch} \cdot I$ où $C_m = P \cdot N / (2 \cdot \pi \cdot a)$ |

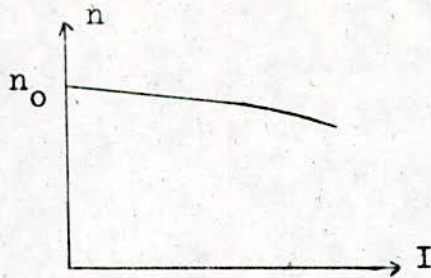
(I-5)

I-2) CARACTERISTIQUES DES MOTEURS A C.C

a) Moteur dérivation



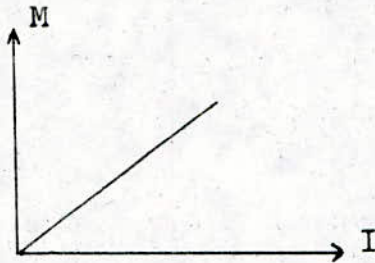
-Caracteristique de vitesse $N(I)$.



$$n = (U - R \cdot I) / (C_e \cdot \phi) \quad (I-6)$$

$$U = \text{Cte} ; J = \text{Cte} .$$

-Caracteristique du couple $M(I)$.

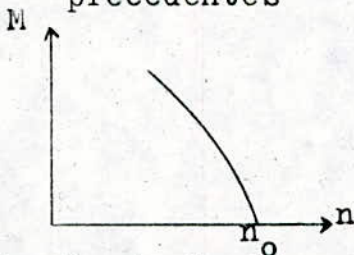


$$M = P \cdot N \cdot \phi \cdot I / (2 \cdot \pi \cdot a) \quad (I-7)$$

$$U = \text{Cte} ; J = \text{Cte}$$

-Caracteristique mecanique $M(N)$.

celle-ci peut etre obtenu à partir des deux precedentes



$$U = \text{Cte} ; J = \text{Cte}$$

-Couple de demarrage

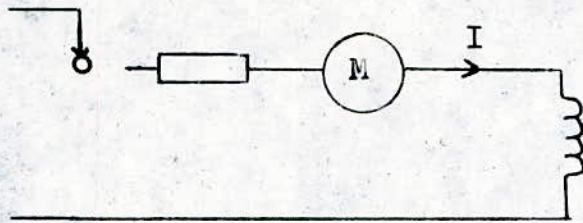
Il est proportionnel au courant ,il sera tres important si le demarrage s'effectue en charge.

Si on utilise un Rheostat , il est superieur au couple nominal puisque $I_d > I$, donc le moteur peut demarrer en charge.

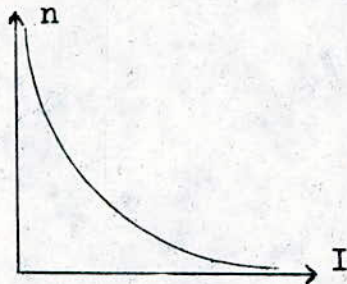
-Application

Ce moteur etant autoregulateur de vitesse , il convient donc dans les machines dont la vitesse ne doit pas dependre de la charge (Machines outils). On l'emploie aussi dans l'entrainement des appareils de levage où la charge peut etre suprimée brusquement .

b) Moteur_série



-Caracteristique de vitesse $n(I)$



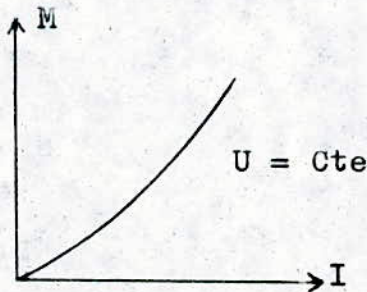
$$U = Cte$$

$$n = (U - R_t \cdot I) / C_e \cdot \Phi$$

$$n = U / (C_e \cdot k \cdot I) - R_t / (C_e \cdot k) \quad (I-8)$$

Quand le courant est faible, la vitesse tend vers l'infini, donc un moteur série ne doit jamais fonctionner à vide sous sa tension nominale.

-Caracteristique du couple $M(I)$

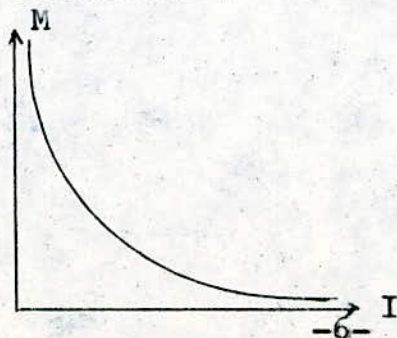


$$M = P \cdot N \cdot I \cdot \Phi_0 / (2 \cdot \pi \cdot a)$$

$$M = P \cdot N \cdot K \cdot I^2 / (2 \cdot \pi \cdot a) \quad (I-9)$$

-Caracteristique mécanique $M(n)$

elle peut être déduite des deux caractéristiques précédentes.



$$U = Cte .$$

-Couple de demarrage

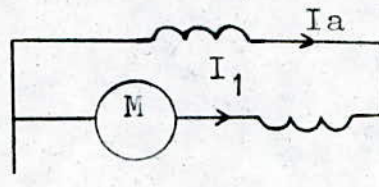
Le moteur serie doit fonctionner en charge et le couple de demarrage est proportionnel au carré du courant . Son couple est plus important que celui de n'importe quel autre moteur,

-Application

Chaque fois qu'un couple de démarrage est nécessaire . Il est utilisé pour les appareils de levage , en traction électrique . Le démarreur d'une automobile est un moteur série .

c)Moteur_Compound

Le moteur à excitation composée peut etre monté à flux additif ou à flux soustractif .



c-1)A flux additif

Le moteur aura des propriétés intermédiaire entre celles du moteur shunt et celles du moteur série .

A vide et à faible charge : I étant faible il y'a peu d'ampère-tours série et les propriétés sont "Shunt". Au fur et à mesure que le courant augmente , les propriétés se rapprochent du types série . En consequence

- Le moteur ne s'emballe pas à vide
- Il possède un bon couple de demarrage en charge

-Application

Les deux propriétés précédentes le font utiliser dans les machines où il est nécessaire de fournir un couple important au démarrage et où , en plus , le moteur est susceptible de tourner à vide : raboteuse , laminoir , presse , etaulimeur

c-2) A flux soustractif

L'enroulement serie comporte tres peu de spires , juste assez pour que , en charge , le flux diminue dans la meme proportion que $U - R.I$. On obtiendra ainsi une frequence

$$n = (U - R.I) / (N.\phi) \quad (I-10)$$

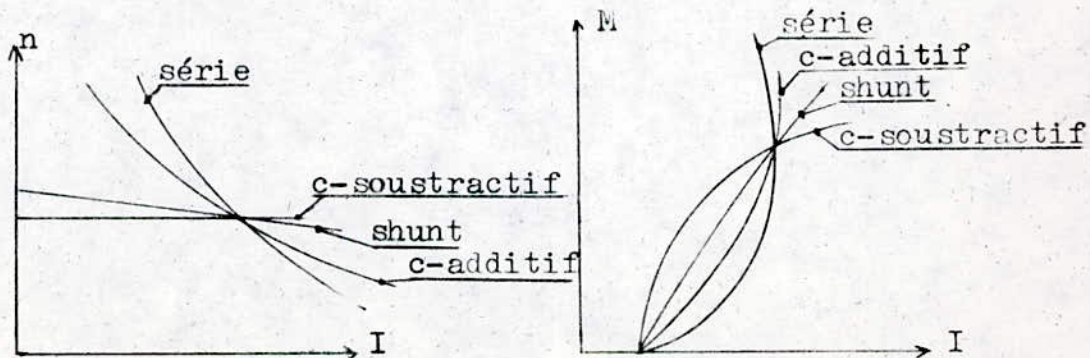
sensiblement constante .

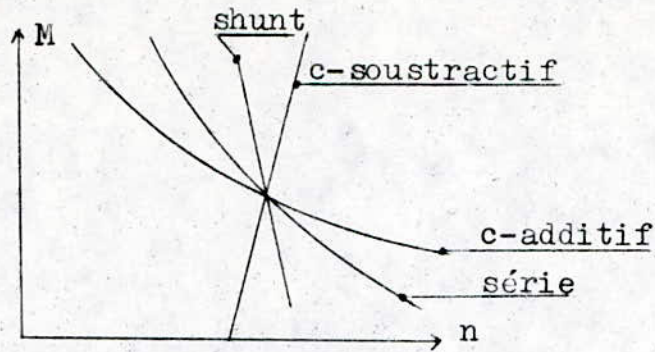
Ce types de moteur est tres peu utilisé car son emploi comporte deux risques :

-Instabilité et risque d'emballement si , par accroissement de vitesse , le couple moteur domine le couple résistant

-En surcharge , prédominance de la force magnétomotrice série , avec inversion de polarité , à coup de courant dangereux .

d) Résumé





I-3) CHOIX DU MOTEUR

Le choix du moteur électrique pour l'entraînement d'un organe donné commence généralement par la détermination de la puissance nominale nécessaire et le type du moteur .

Pour notre cas il sagit de la traction d'un fauteuil roulant pour handicapés .

Le moteur doit assurer :

- Des démarrages fréquents sur les rampes les plus sévères existantes sur les routes .
- Des réglages de vitesse sur une large gamme
- Le freinage de la charge à entraîner

Le moteur sera donc un MOTEUR SERIE

Il est retenu pour les raisons suivantes :

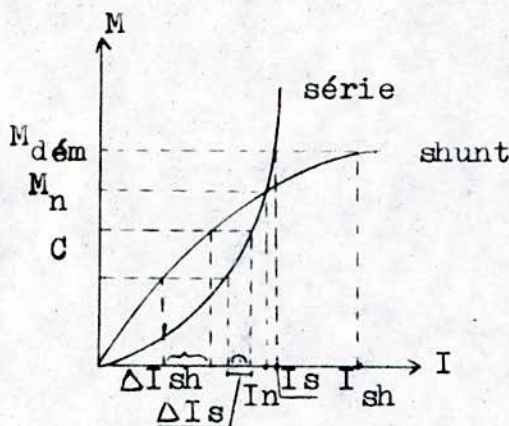
- a) Pour une variation de couple ΔC (Quand le véhicule aborde une rampe) , le moteur série exige un appel de courant ΔI plus faible que le moteur Shunt tant qu'on ne dépasse pas le couple de saturation .
- b) Le moteur série offre une meilleure aptitude que le moteur Shunt pour assurer des services variés (Véhicule lourd à faible vitesse ou véhicule léger à grande vitesse) .

c) Couple de démarrage très important .

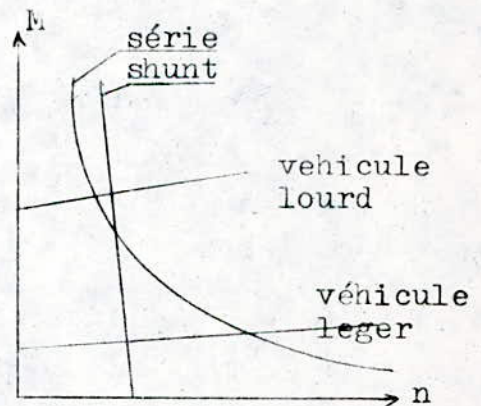
d) Une différence de diamètre des roues affecte la caractéristique de traction d'un moteur (dans le cas d'une commande séparée pour roues) Avec l'excitation Shunt , il existe un écart considérable des efforts entre les différents moteurs , d'où risque de surcharge de l'un d'entre eux , alors que l'écart est très faible pour l'excitation série .

e) Variation de la tension des batteries /

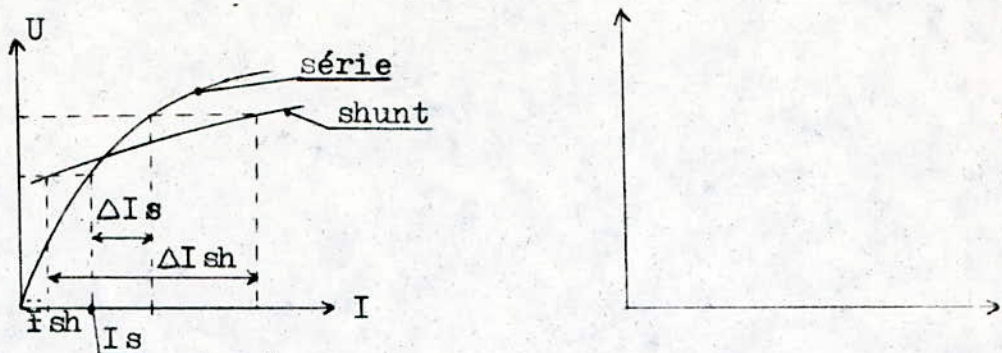
Pour un moteur Shunt le couple dépend de ϕ (flux) donc de la tension aux bornes de la batterie , par contre , pour un moteur série , la tension n'intervient pas , le couple dépend de l'intensité Pour un moteur série , le contrôle de l'intensité nous renseigne sur le couple , ce n'est pas le cas du moteur shunt . L'effet de la chute de tension est de réduire la vitesse .



Courbe: $M = f(I)$

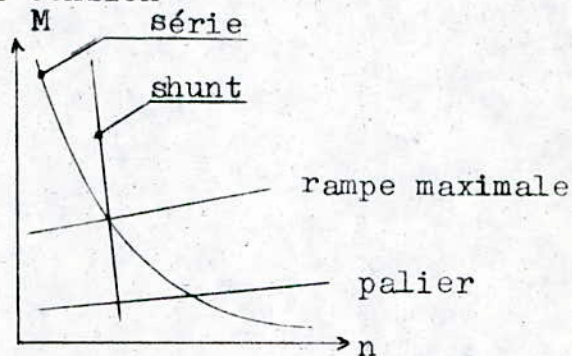


Courbe : $M = f(n)$
(Services variés)



- Appel en courant résultant

d'une variation en tension



Courbe : $M = f(n)$; profils variés

I-4) REGLAGE DE LA VITESSE D'UN MOTEUR SERIE

Il y'a deux procédés de réglage de la vitesse :

- Soit en agissant sur la tension d'alimentation
- Soit en agissant sur l'excitation

a) Variation de la tension d'alimentation

Considérons une caractéristique mécanique donnée d'un moteur série . pour une valeur de U de la tension d'alimentation et pour une intensité I absorbé par le moteur correspond un couple M_1 et une vitesse N_1 .

Si on varie U , on passe par exemple à U' et pour une intensité constante càd M_1 et I_1 restent inchangés , on obtient un second point $P_2(M_1, N_2)$; la vitesse de rotation du moteur change .

Les $F_{cém}$ étant proportionnelles à la vitesse on a donc :

$$\boxed{N_1/N_2 = E_1/E_2 = (U - R.I)/(U' - R.I)} \quad (I-11)$$

R : Résistance totale de l'induit et de l'inducteur

Un HACHEUR permettra un réglage continu de la tension aux bornes du moteur .

b) Variation de l'excitation

Soit une caractéristique mécanique $M=f(n)$ définie à la tension U et pour une excitation maximale . A la vitesse N_1 correspond un point $P_1(C_1; I_1)$.
Si l'on dérive une partie du courant d'excitation , le point de fonctionnement passe en P_2 sur une droite parallèle à l'axe des couples , tq $N = Cte$, la vitesse ne change pas instantanément . Le moteur développe un couple C_2 et absorbe une intensité I_2 .

Le courant d'excitation étant égal à I_1 , le point P_2 est défini par ses coordonnées N_1 et C_2

$$\boxed{C_2/C_1 = I_2/I_1} \quad (I-12)$$

S'il n'y'a pas , à l'instant du shuntage de l'inducteur, une augmentation de la résistance à l'avancement du véhicule , le véhicule accélère sous l'influence du couple C_2 plus élevé , le moteur tourne plus vite et le point P_2 se déplace en P_3 . Au point P_3 correspond une vitesse N_3 et un couple C_1 .

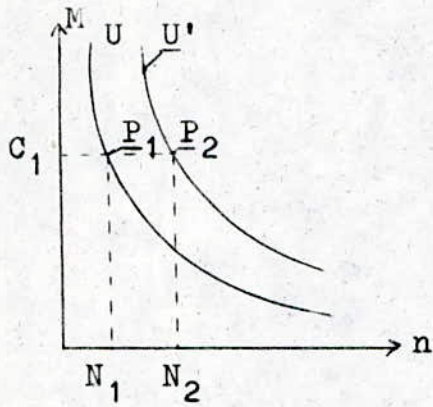
Ce procédé ne permet que l'augmentation de la vitesse.

Ce mode de réglage présente des inconvénients :

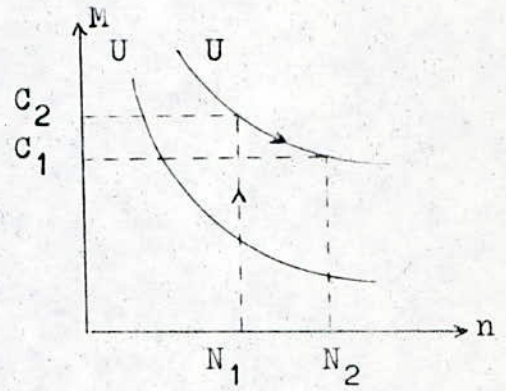
- Il ne peut pas fonctionner à champ très réduit (risque d'embalement du moteur)

$$n = (U - R.I) / (K.\phi)$$

Si ϕ tend vers 0 alors $n \rightarrow \infty$



évolution de M et N
quand U varie



évolution de M et N
quand ϕ varie

Chapitre II " CHOIX ET CALCUL DU CONVERTISSEUR STATIQUE "

Le choix du convertisseur d'alimentation du moteur à courant continu dépend des critères suivants :

- Nature de la source d'alimentation
- Puissance du moteur
- Performances du systèmes
- Facteur de puissance
- Ondulation du courant continu
- Freinage
- Inversion de marche

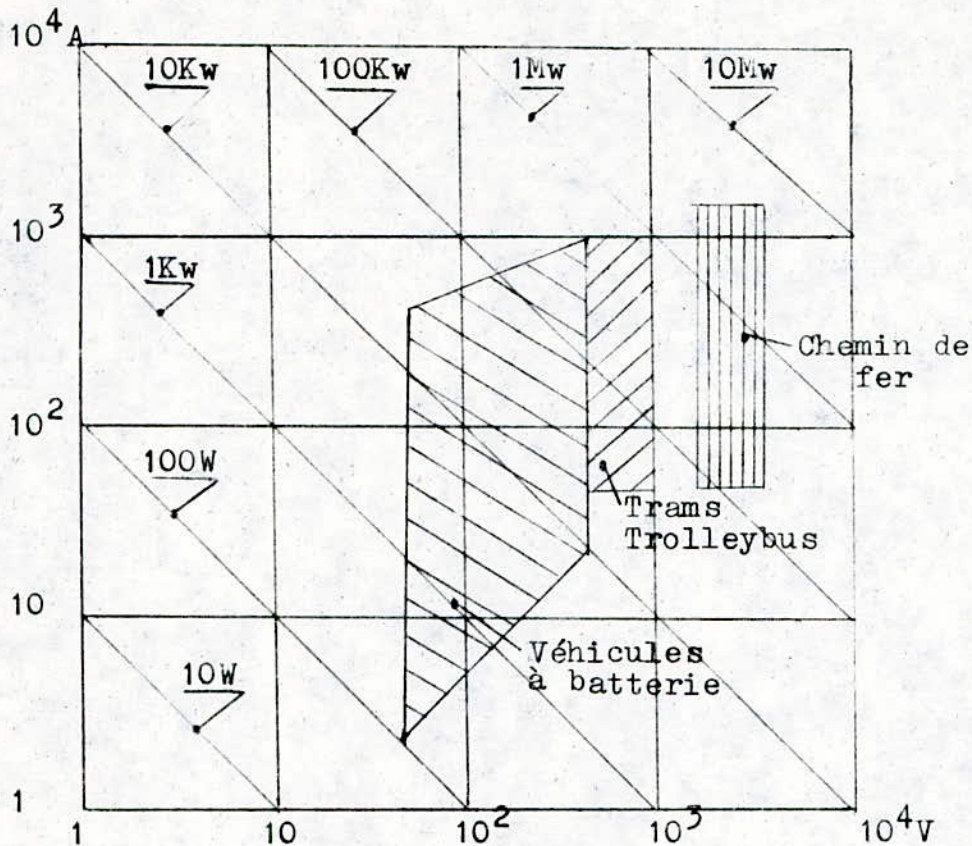
Pour notre application , càd la traction électrique d'un fauteuil roulant , le convertisseur statique doit assurer :

- Un réglage de la vitesse du moteur sur une large gamme
- Un freinage
- Une inversion de marche

La source d'alimentation est du continu (batterie d'accumulat
-eurs).

Vu toute ces considération , il convient donc d'utiliser Un HACHEUR , la traction électrique est d'ailleurs son domaine de prédiléction .

II-1) APPLICATION DES HACHEURS



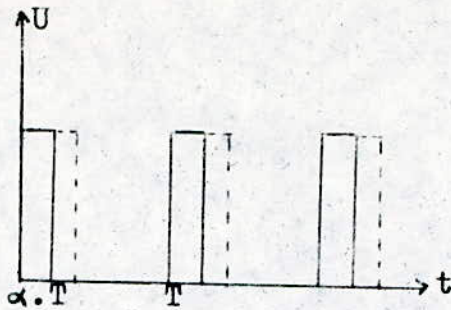
Dans notre cas , nous travaillons dans le cadran des véhicules à batterie .

II-2) PRINCIPE DU HACHEUR

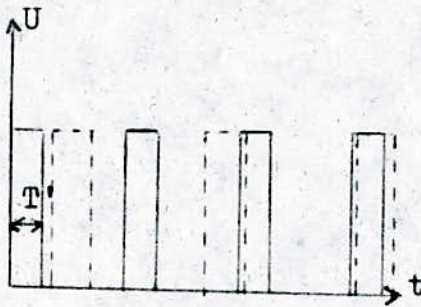
Le principe est , à partir d'un réseau à courant continu , de faire varier la valeur moyenne de la tension aux bornes d'une charge . La variation de la tension peut aller de 0 à E (tension d'alimentation du HACHEUR .

Il existe trois moyens de varier cette tension :

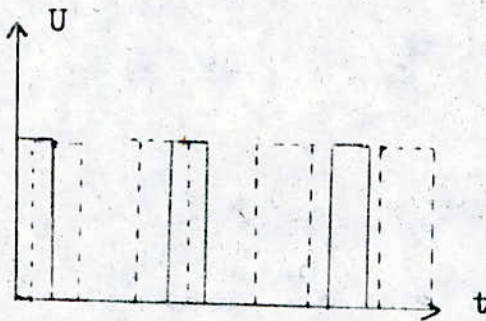
- A fréquence fixe
- A fréquence variable et durée de conduction constante
- A fréquence variable et temps de conduction variable



α : variable entre 0 et 1
 T : période constante



T' : durée de conduction
constante
La fréquence du hacheur est
variable

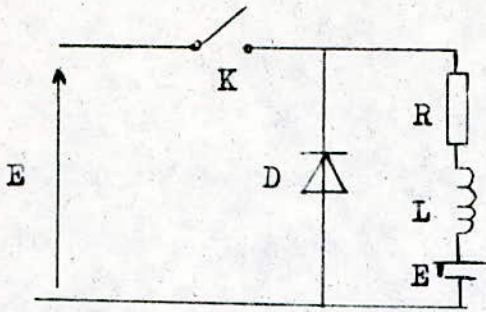


Fréquence et durée de conduction variables .

Le principe de fonctionnement du hacheur consiste à connecter et déconnecter une source d'alimentation aux bornes d'une charge de façon à varier la valeur moyenne du courant circulant dans celle-ci .

On distingue deux possibilités de fonctionnement :

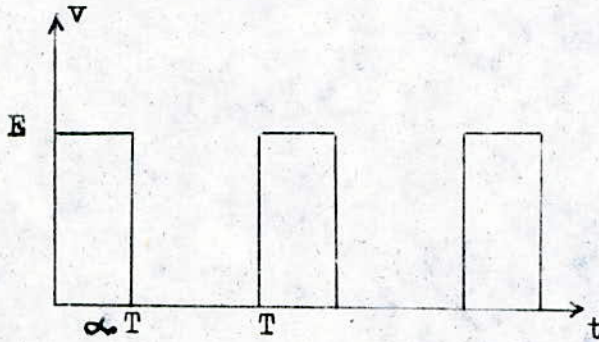
- Conduction continue
- Conduction discontinue



E : tension d'alimentation continue
 E' : $F_c e_m$ du moteur
 R : Résistance de l'induit et de l'inducteur (Moteur série)
 L : Inductance totale de l'induit et de l'inducteur.

Le principe consiste à ouvrir et à fermer K .

D : évite les surtensions dû à l'ouverture de K , elle évacue l'énergie emmagasinée dans L .



La tension moyenne aux bornes de la charge est :

$$U_{\text{moy}} = \alpha \cdot E \quad (\text{II-1})$$

a) Conduction discontinue

A $t=0$; $i(0)=0$

-Pour $0 < t < \alpha \cdot T$; $U=E$ (K fermé)

L'équation différentielle du circuit est :

$$E - E' = R \cdot i + L \cdot di/dt \quad (\text{II-2})$$

La solution est :

$$i(t) = (E - E') \cdot (1 - \exp(-R \cdot t/L)) / R \quad (\text{II-3})$$

$$\text{A } t = \alpha \cdot T ; I_{\max} = i(\alpha \cdot T) = (E - E') \cdot (1 - \exp(-R \cdot \alpha \cdot T)) / R \quad (\text{II-4})$$

-Pour $\alpha \cdot T \leq t \leq T$; $U=0$ (K ouvert)

L'equation différentielle du circuit est :

$$E' + R \cdot i + L \cdot di/dt = 0 \quad (\text{II-5})$$

avec : $i(0) = I_{\max}$

Le courant circule à travers la diode D ; R ; L et E' .

La solution est :

$$(\text{II-6}) \quad i(t) = I_{\max} \cdot \exp(-R \cdot t/L) - E' \cdot (1 - \exp(-R \cdot t/L)) / R$$

A l'instant t_1 $i(t_1)=0$; donc t_1 est donné par :

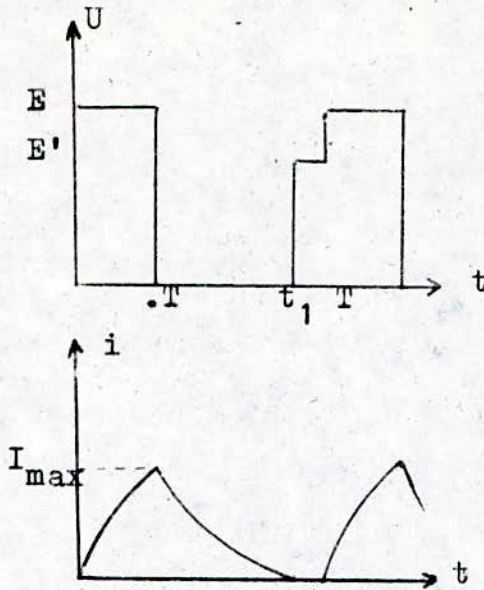
$$t_1 = L \cdot \ln(1 + R \cdot I_{\max} / E') / R \quad (\text{II-7})$$

La conduction est discontinue si $t_1 < (1 - \alpha) \cdot T$

Important : Ce cas de conduction doit être évité , car pour un moteur série , le couple moteur est donné par :

$$M = K \cdot I^2 \quad (\text{II-8})$$

L'annulation de I provoque l'annulation du couple moteur , celui-ci doit être , normalement , maintenu constant .



b) Conduction continue

Dans ce cas , le courant ne s'annule pas , il varie entre une valeur max et une valeur min ($I_{\min} \leq i \leq I_{\max}$)

Important : Nous allons nous intéresser à ce cas , car le couple moteur du moteur série , qui est proportionnel au carré de I , ne risque pas de s'annuler .

Donc le couple varie entre une valeur max et une valeur min ($M_{\min} \leq M \leq M_{\max}$) ; pour avoir un couple moteur presque constant , il faut réduire l'ondulation du courant .

Pour l'étude qui suit , nous allons nous intéresser uniquement au régime permanent ;

$$\text{A } t=0 ; i(0) = I_{\min}$$

-Pour $0 \leq t \leq T$; $U=E$ (K fermé)

Le courant circulera dans R ; L ; E' ; et E ; D sera bloqué

L'équation différentielle du circuit est :

$$(II-9) \quad \boxed{E - E' = R.i + L.di/dt} \quad \text{avec } i(0) = I_{\min}$$

La solution est :

$$i(t) = (E - E')/R + (I_{\min} - (E - E')/R) \cdot \exp(-t/\tau) \quad (\text{II-10})$$

$$\text{A } t = \alpha \cdot T ; \quad I_{\max} = (E - E')/R + (I_{\min} - (E - E')/R) \cdot \exp(-\alpha \cdot T/\tau) \quad \text{A} \\ (\text{II-11})$$

-Pour $\alpha \cdot T \leq t \leq T$; $U=0$ (K ouvert)

Le courant circule dans R ; L ; E' et D

L'équation différentielle du circuit est :

$$(\text{II-12}) \quad E' + R \cdot i + L \cdot di/dt = 0 \quad \text{avec } i(0) = I_{\max}$$

La solution est :

$$i(t) = -E'/R + (I_{\max} + E'/R) \cdot \exp(-t/\tau) \quad (\text{II-13})$$

$$(\text{II-14}) \quad I_{\min} = -E'/R + (I_{\max} + E'/R) \cdot \exp(-(1-\alpha) \cdot T/\tau) ; \quad (\text{B})$$

Si on reporte (B) dans (A) , on a alors :

$$I_{\max} = \frac{E}{R} \cdot \frac{(1 - \exp(-\alpha T/\tau))}{(1 - \exp(-T/\tau))} - \frac{E'}{R} \quad (\text{II-15})$$

$$\text{de meme : } I_{\min} = -\frac{E'}{R} + \frac{E}{R} \cdot \frac{\exp(-(1-\alpha)T/\tau) - \exp(-T/\tau)}{1 - \exp(-T/\tau)} \quad (\text{II-16})$$

où : $E > E'$

Pour un montage donné , E ; R et τ sont fixes .

I_{\min} et I_{\max} dépendent de T ; α et E' . ce dernier dépend de la vitesse du moteur .

II-3) FREINAGE DU MOTEUR SERIE

Comme précisé précédemment , le HACHEUR doit assurer le freinage du moteur .

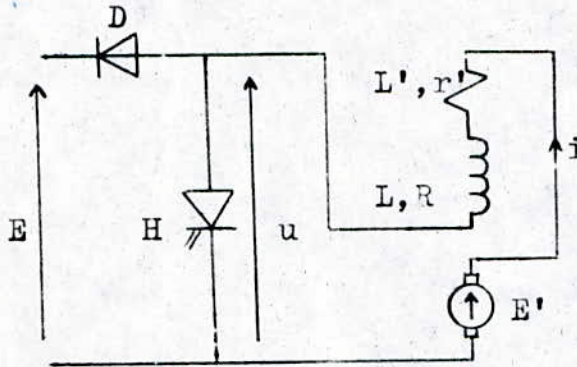
Il y'a deux types de freinage du moteur :

- Freinage rhéostatique
- Freinage par récupération

Ceci peut etre réalisé à condition d'inverser les connexions inducteur-induit .

Nous opterons pour le freinage par récupération car il permet la récupération d'une partie de l'énergie .

a) Principe du freinage par récupération



Ce mode de freinage utilise le HACHEUR SURVOLTEUR .

-Pour $0 \leq t \leq \alpha.T$; le hacheur est ouvert , alors : $U = E$

-Pour $\alpha.T \leq t \leq T$; le hacheur est fermé , alors : $U = 0$

donc :

$$\boxed{U_{\text{moy}} = \alpha \cdot E} \quad (\text{II-17})$$

Si on suppose que le courant i dans la machine est constant , alors tout se passe comme si la génératrice débitait dans une résistance de valeur $\alpha.E/I$.

b) Stabilité du fonctionnement

-Pour $0 \leq t \leq \alpha.T$; Le hacheur est ouvert , on a alors :

$$(II-18) \quad E' - E = (R + r')i + (L + L').di/dt = (A + B.i).n - E$$

La solution de cette équation est :

$$(II-19) \quad i(t) = \frac{A.n - E}{R + r' - B.n} + (I_{\max} - \frac{A.n - E}{R + r' - B.n}).\exp(-t/\tau_1)$$

où : $\tau_1 = \frac{L + L'}{R + r' - B.n}$

-Pour $\alpha.T \leq t \leq T$; le hacheur est fermé , on a alors :

$$E' = (R + r')i + (L + L').di/dt = (A + B.i).n \quad (II-20)$$

La solution est :

$$(II-21) \quad i(t) = \frac{A.n}{R + r' - B.n} + (I_{\min} - \frac{A.n}{R + r' - B.n}).\exp(-t/\tau_1)$$

où : $\tau_1 = \frac{L + L'}{R + r' - B.n}$

Pour assurer la stabilité du fonctionnement il faut que :

-i décroisse pour $0 \leq t \leq \alpha.T$ ($di/dt < 0 \forall t$)

-i croisse pour $\alpha.T \leq t \leq T$ ($di/dt > 0 \forall t$)

Pour $\alpha.T \leq t \leq T$; on a :

$$di/dt = -\frac{1}{\tau_1} \cdot (I_{\min} - \frac{A.n}{R + r' - B.n}) \exp(-t/\tau_1) > 0 \quad \forall t$$

$$d'où : \tau_1 > \frac{I_{\min} \cdot (L + L')}{A.n} \quad (II-22)$$

dans le cas où $I_{\min} = 0$; alors $\tau_1 > 0$

Pour $0 \leq t \leq \alpha.T$; on a :

$$di/dt = -\frac{1}{\tau_1} \cdot \left(I_{\max} - \frac{A.n - E}{R + r' - B.n} \right) \cdot \exp(-t/\tau_1) < 0$$

d'où : $I_{\max} > \frac{A.n - E}{R + r' - B.n}$ (II-23)

c) Conclusion.

La stabilité est assurée pour :

$$I_{\max} > \frac{A.n - E}{R + r' - B.n} \quad \text{et} \quad R + r' - B.n > 0 \quad (\text{II-24})$$

$$(A + B.I_{\max}).n - (R + r')I_{\max} < E$$

$$E' - (R + r').I_{\max} < E$$

Pour les grande vitesse , cette condition peut ne pas être satisfaite (à la vitesse n_{\max} correspond un courant I_{\min} pour le moteur série) alors il faut ajouter une résistance additionnelle en série qu'on court-circuite à faible vitesse.

La condition devient alors :

$$(A + B.I_{\min}).n_{\max} - (R + r' + R_{ad}).I_{\min} < E \quad (\text{II-25})$$

$$\text{et} \quad R + r' - B.n > 0$$

Chapitre III " TRANSISTOR EN COMMUTATION "

Un transistor , en régime de commutation , ne peut occuper que deux états stables :

- état bloqué ($I_c=0$; $V_{ce}=U$ pour un transistor parfait)
- état saturé ($I_c=U/R$; $V_{ce}=0$ " " " " " " ")

L'état bloqué est obtenu pour $I_b=0$; càd :

- Soit pour $V_{be}=0$, alors le transistor ne peut bloquer que des tension $U \leq V_{ceo}$ et $I_c \leq I_{ceo}$ (courant de fuite)
- Soit pour $V_{be} < 0$, alors le transistor peut bloquer une tension $U \leq V_{cex}$ et $I_c \leq I_{cex}$ ($V_{cex} > V_{ceo}$)

L'état passant est obtenu pour $I_b > I_c / B_f$; avec $I_c = U/R$, $V_{ce} = V_{cesat}$ et B_f : Gain du transistor. (fig III-1)

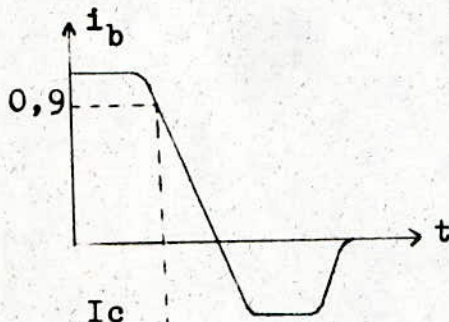
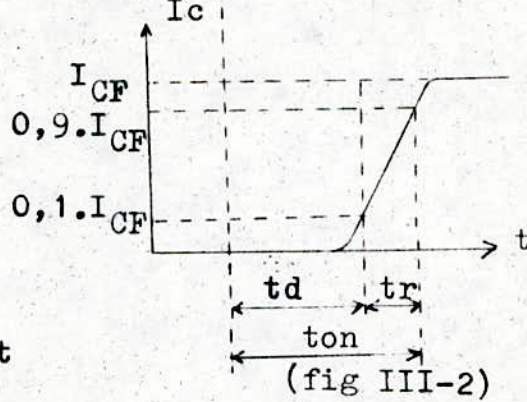
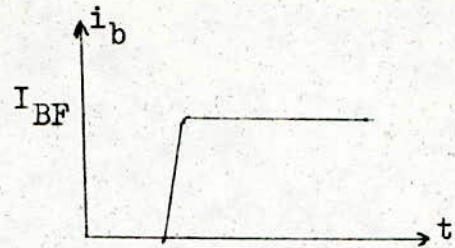
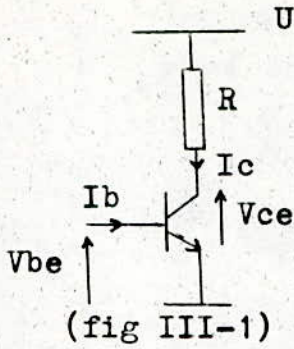
I-COMMUTATION

La fermeture càd le passage de l'état bloqué à l'état saturé est caractérisée par les durées

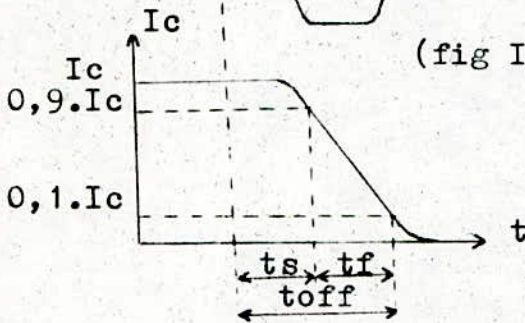
- td "delay time" et tr "rise time"
- le temps de fermeture est : $t_{on} = t_d + t_r$ (fig III-2)

L'ouverture , càd le passage de l'état saturé à l'état bloqué , est caractérisé par les durées :

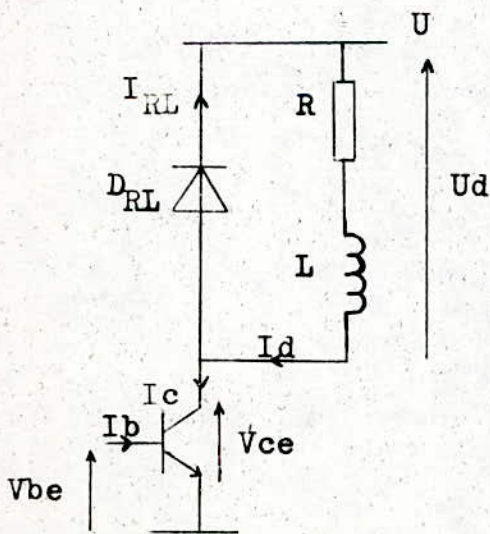
- ts "storage time " et tf "fall time" ; t_s est plus petit pour un état quasi-saturé que pour un état saturé
- le temps d'ouverture est : $t_{off} = t_s + t_f$ (fig III-3)



(fig III-3)



-Analysons le montage suivant :

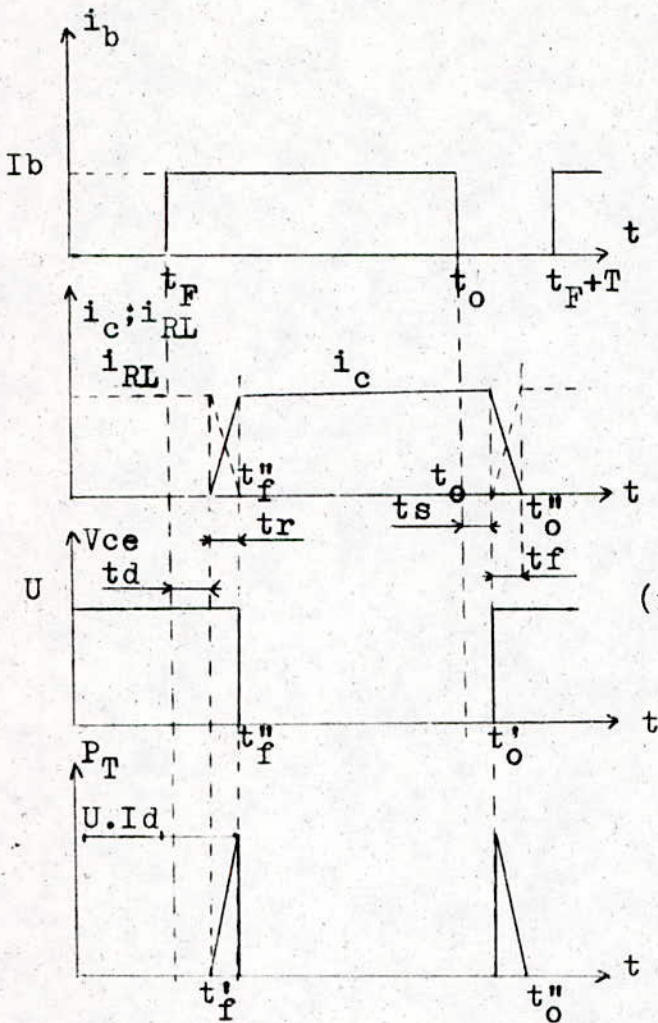


(fig III-4)

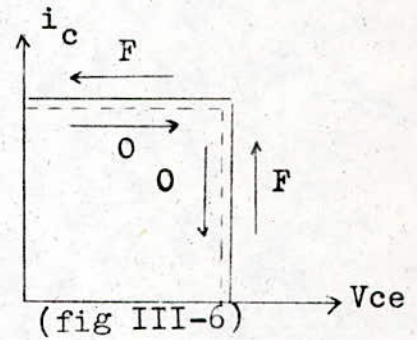
C'est un hacheur série à charge inductive.

On supposera I_d constant et la conduction ininterrompue dans la charge.

Les chronogrammes de i_c , i_{RL} , V_{ce} , $P_T = v_{ce} \cdot i_c$ ont l'allure suivante :



(fig III-5)



(fig III-6)

A la fermeture du transistor, la diode de roue libre reste conductrice jusqu'à l'instant t''_F où $i_c = i_d$

tant que la diode conduit, $U_d = -V_{DRL}$ et $V_{ce} = U$.

A l'ouverture du transistor, la diode D_{RL} entre en conduction dès l'instant t'_O ; d'où $U_d = -V_{DRL}$ et $V_{ce} = U$.

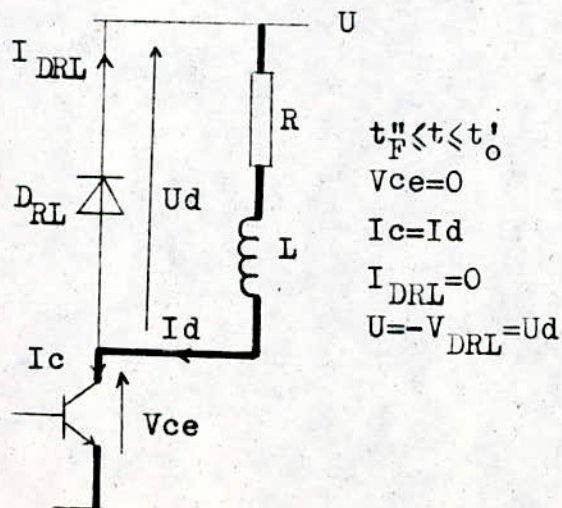
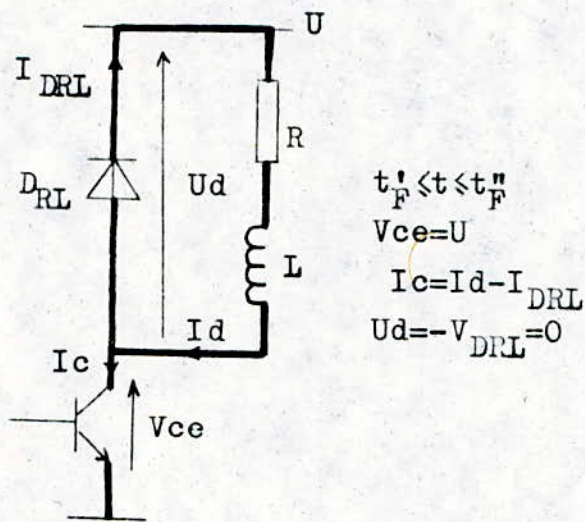
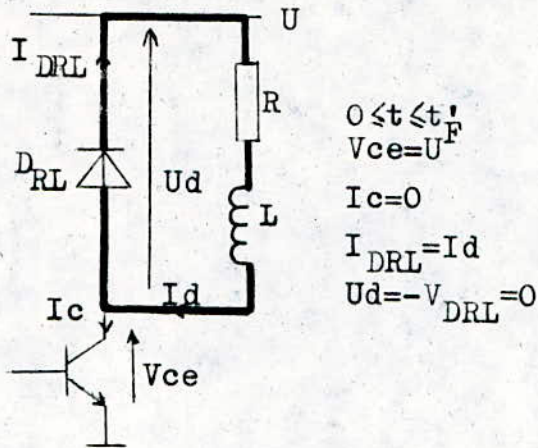
Le bilan d'énergie est le suivant :

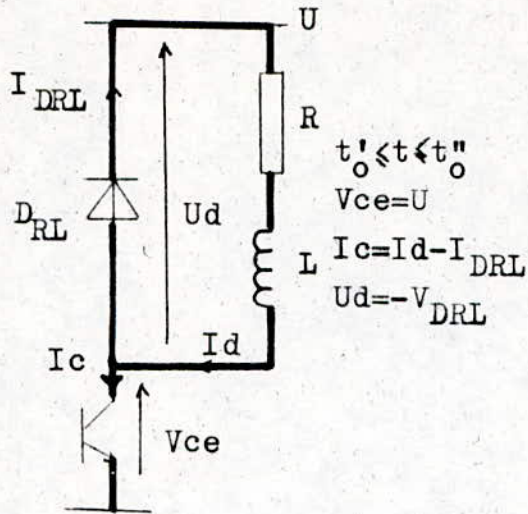
-Fermeture : $W_T(F) = \int v_{ce} \cdot i_c \cdot dt = (1/2) \cdot U \cdot I_c \cdot (t''_F - t'_F)$

$$W_T(F) = (1/2) \cdot U \cdot I_c \cdot t_r \quad (III-1)$$

-Ouverture : $W_T(O) = \int v_{ce} \cdot i_c \cdot dt = (1/2) \cdot U \cdot I_c \cdot t_f \quad (III-2)$

Cycle de fonctionnement en conduction continue





La puissance moyenne dissipée par le transistor s'exprime par :

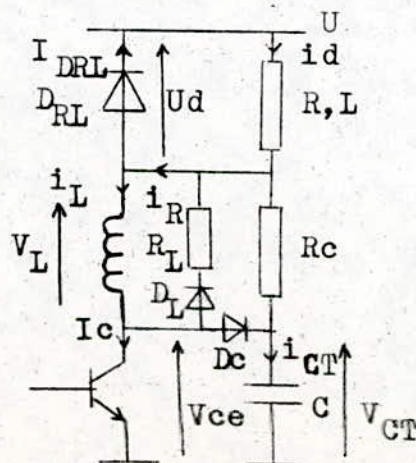
$$(III-3) \quad P_T = -(1/T) \cdot (W_F + W_O + W_{cond} + W_{bloc}) \ll (f/2) \cdot U \cdot I_d \cdot (t_r + t_f) + V_{cesat} \cdot I_d \cdot \alpha + U \cdot I_{ceo} \cdot (1 - \alpha)$$

On remarque que la puissance consommée est proportionnelle à la fréquence. Le transistor travaille à la limite de l'aire de sécurité d'où la nécessité d'un CALC.

II-PRINCIPES DE L'AIDE A LA COMMUTATION

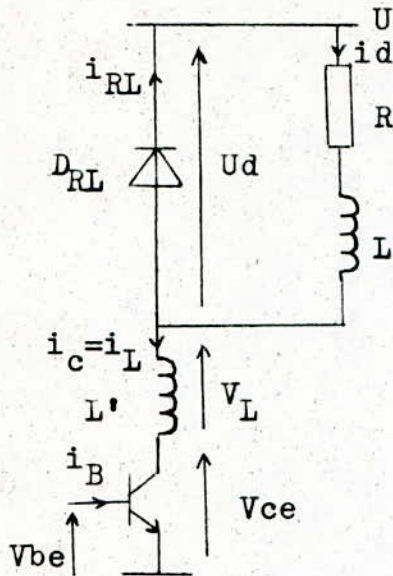
Il est nécessaire de réduire la puissance moyenne dissipée dans le transistor et aussi de réduire l'aire du plan $V_{ce}-I_c$. On peut atteindre ces buts de diverses façons, la principale est :
 - D'aider le transistor à commuter, c'est-à-dire obliger son point figuratif à ne s'éloigner que très peu des axes du plan $V_{ce}-I_c$.

Le circuit suivant permet de réaliser cet objectif



On supposera que $i_d = I_d = \text{Cte}$.

a) Etude à la fermeture du transistor



Avant la fermeture du transistor , on a : $I_c = I_L = 0$
 D_{RL} conduit , $V_{ce} = U$, $I_d = I_{DRL} = \text{Cte}$

A l'instant t_F on commande la fermeture de Tr et la croissance de I_c commence à : $t_{F1} = t_F + t_d$ suivant la loi :

$$i_L = i_c = I_d \cdot (t - t_{F1}) / t_r \quad (\text{III-4})$$

où t_r est le temps de montée .

$i_{RL} = i_d - i_L > 0$ tant que $i_L < i_d$; la diode de roue libre

conduit ; donc : $U_d = 0$ et le condensateur reste chargé sous une tension U .

$$\text{Donc : } i_{CT} = C \cdot d(V_{CT}) / dt = 0 \quad (\text{III-5})$$

$$U = U_d + V_L + V_{ce} = V_L + V_{ce}$$

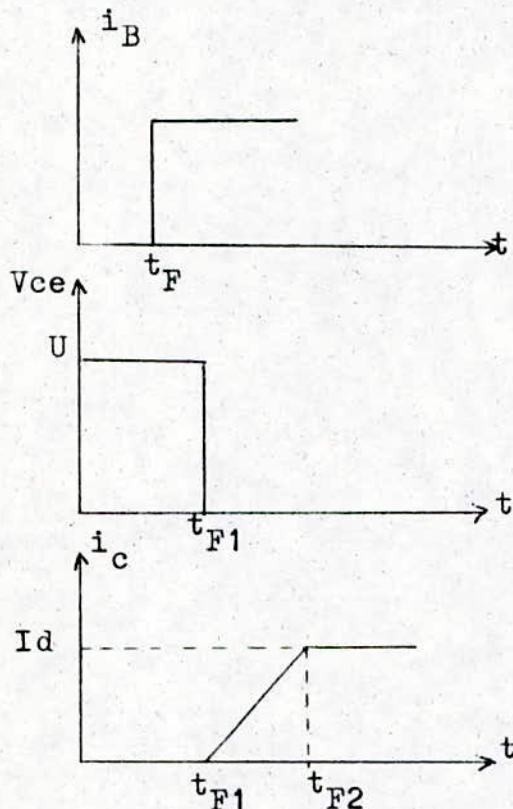
$$\text{Donc : } V_{ce} = U - V_L = U - L' \cdot d(i_L) / dt = U - L' \cdot d(i_c) / dt$$

$$V_{ce} = U - L' \cdot \frac{I_d}{t_r} \quad (\text{III-6})$$

Pour réduire au maximum les pertes d'énergie à la fermeture dans le transistor, on choisira L' tq :

$$\boxed{L' > \frac{U \cdot t_r}{I_d}} \quad (\text{III-7})$$

La bobine L' réduit la vitesse de montée de i_c et fait chuter rapidement V_{ce} , ce qui supprime toute dissipation d'énergie dans le composant ($V_{ce} \cdot i_c = 0$)



REMARQUE

L' aide à la fermeture apportée par L' n'est complète que si l'intensité du courant à commuter est supérieure à :

$$\boxed{I_{d_{\min}} = \frac{U \cdot t_r}{L'}} \quad (\text{III-8})$$

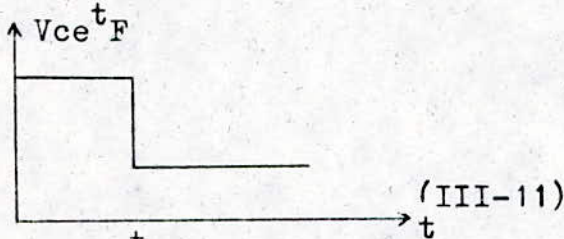
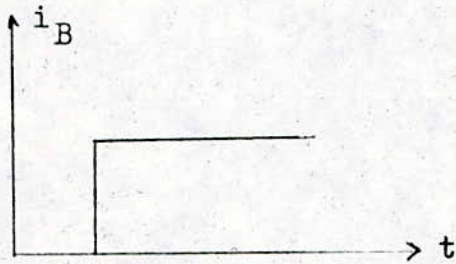
Le choix de L' sera l'objet d'un compromis : il faut une valeur suffisamment grande pour commuter correctement une large plage de I_d mais pas trop grande pour ne pas augmenter trop la durée de fermeture au courant nominal .

Si $I_d > I_{d_{min}}$, on a durant la fermeture :

$$i_c = I_d \cdot (t - t_{F1}) / t_r \quad (\text{III-9})$$

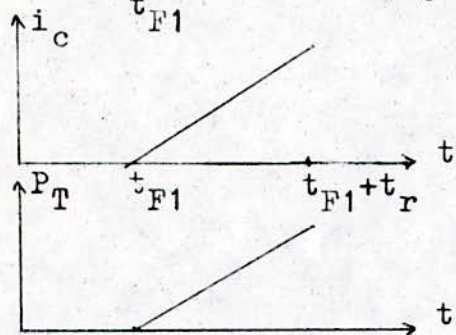
$$V_{ce} = U - L \cdot I_d / t_r \quad (\text{III-10})$$

Les grandeurs V_{ce} et i_c évoluent comme suit :



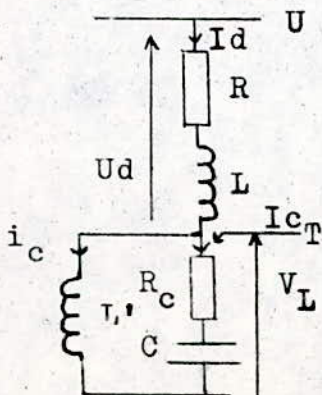
La durée d'établissement de i_c est t_r , le transistor dissipe une énergie :

$$W_T = \frac{1}{2} \cdot (U \cdot I_d \cdot t_r - L \cdot I_d^2)$$



A l'instant t_{F2} où $i_c = I_d$, D_{RL} se bloque ; la tension U_d commence à augmenter, ce qui entraîne la décharge de C à travers R_c ; L' et le transistor .

le montage se comporte comme suit :



On suppose $V_{ce} = 0$; on a :

(III-12)

$$LC \cdot \frac{d^2}{dt^2} (V_{cT}) + R_c \cdot C \cdot \frac{d}{dt} (V_{cT}) + V_{cT} = 0$$

c'est une équation du 2° ordre

$$v_{cT}(t) = A \cdot \exp(r_1 \cdot t) + B \cdot \exp(r_2 \cdot t) \quad (\text{III-13})$$

$$\text{Avec : } r_1 = -\frac{R_c}{2 \cdot L} + \left(\left(\frac{R_c}{2 \cdot L} \right)^2 - \frac{1}{L \cdot C} \right)^{1/2}$$

$$r_2 = -\frac{R_c}{2 \cdot L} - \left(\left(\frac{R_c}{2 \cdot L} \right)^2 - \frac{1}{L \cdot C} \right)^{1/2}$$

On se placera dans le cas critique ; càd : $R_c = 2 \cdot (L/C)^{1/2}$

D'où :

$$v_{cT}(t) = U \cdot (1 + (t - t_{F2})/\tau) \cdot \exp(-(t - t_{F2})/\tau) \quad (\text{III-14})$$

$$i_{cT}(t) = -\frac{C \cdot U}{\tau^2} \cdot (t - t_{F2}) \cdot \exp(-(t - t_{F2})/\tau) \quad (\text{III-15})$$

$$i_c(t) = I_d + \frac{C \cdot U}{\tau^2} \cdot (t - t_{F2}) \cdot \exp(-(t - t_{F2})/\tau) \quad (\text{III-16})$$

$$U_d(t) = U \cdot \left(1 - \left(1 - \frac{t - t_{F2}}{\tau} \right) \cdot \exp(-(t - t_{F2})/\tau) \right) \quad (\text{III-17})$$

$i_c(t)$ passe par un maximum à l'instant $t_{F3} = t_{F2} + \tau$; d'où :

$$I_{c_{\max}} = I_d + \frac{C \cdot U}{\tau \cdot e} = I_d + \frac{U}{e} \cdot (C/L)^{1/2} \quad (\text{III-18})$$

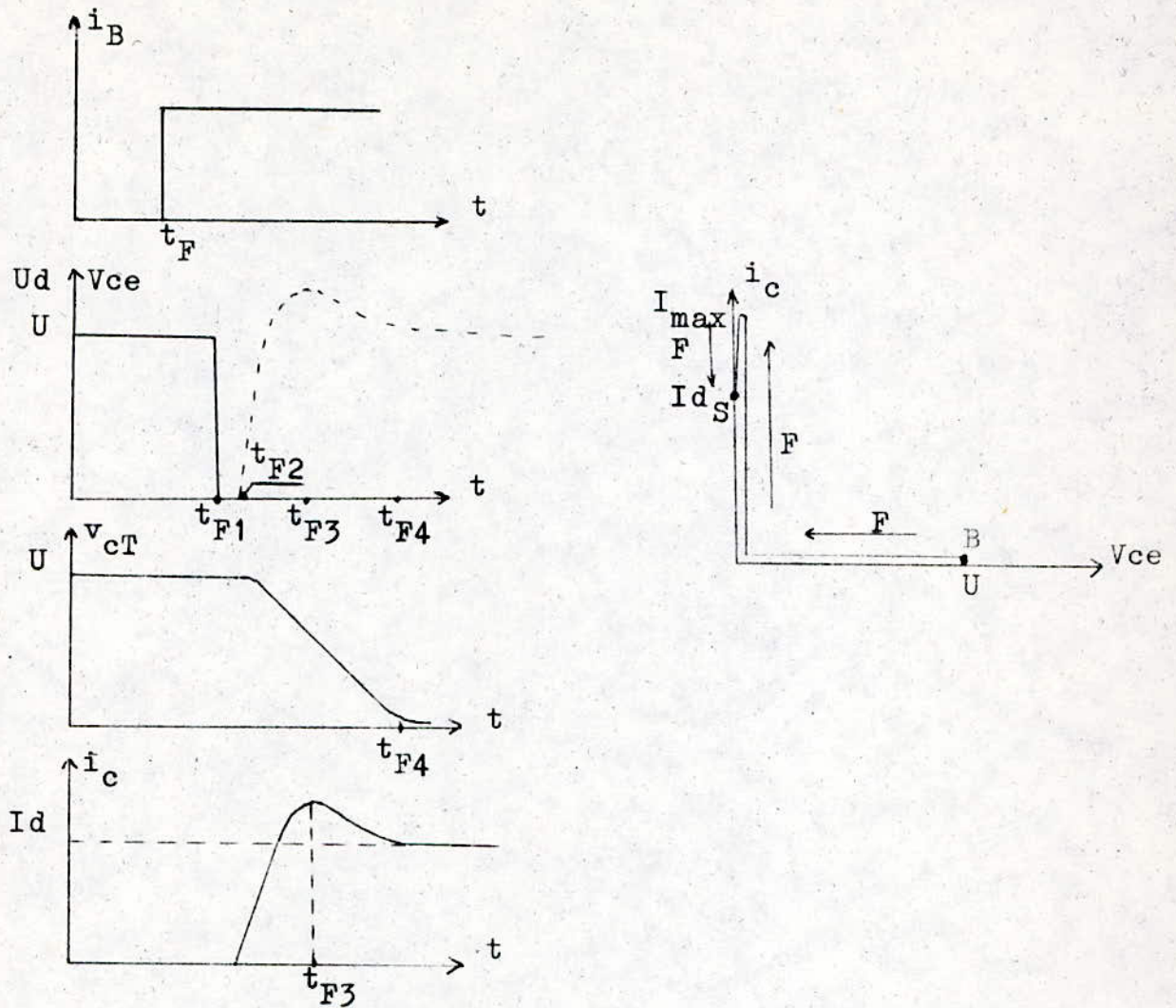
Le dépassement de courant est :

$$i_c = I_{c_{\max}} - I_d = \frac{U}{e} \cdot (C/L)^{1/2} \quad (\text{III-19})$$

La durée totale de fermeture est :

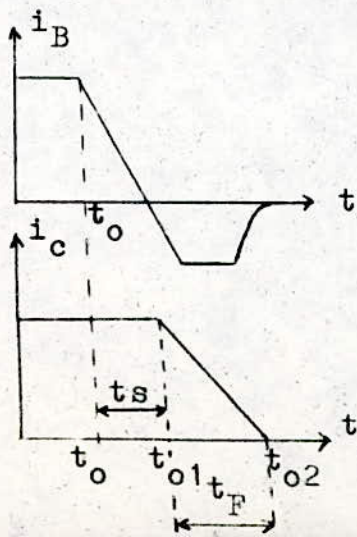
$$t_F = t_{F4} - t_{F2} = 4 \cdot (L \cdot C)^{1/2} + L \cdot I_d / U + t_d \quad (\text{III-20})$$

où t_{F4} est l'instant où v_{cT} ne vaut plus que 10% de sa valeur initiale U .



b) Etude à l'ouverture du transistor

A l'instant t_0 s'amorce la phase de blocage du transistor. Le chronogramme des courant I_c et I_B sera le suivant :



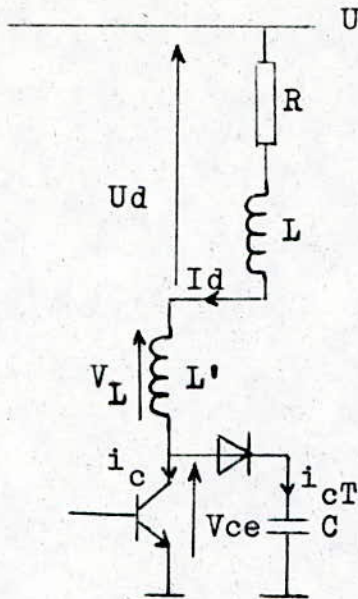
i_c commence à décroître à partir de l'instant $t_{01} = t_0 + t_s$

$$i_c = I_d \left(1 - \frac{t - t_{01}}{t_F} \right) \quad (\text{III-21})$$

où t_F est le temps de descente .

1) Extinction de i_c

Le montage équivalent au système est le suivant :



$$i_L = I_d = \text{Cte} \text{ donc } V_L = 0$$

le condensateur se charge avec un courant :

$$i_{cT} = I_d - i_c = I_d - I_d \left(1 - \frac{t - t_{01}}{t_f}\right) \quad (\text{III-22})$$

$$\text{d'où (III-23): } C \cdot \frac{d}{dt}(v_{cT}) = i_{cT} = I_d \cdot \left(\frac{t - t_{01}}{t_f}\right)$$

$$\text{donc : } V_{ce} = v_{cT} = I_d \cdot \frac{(t - t_{01})^2}{2 \cdot C \cdot t_f} \quad (\text{III-24})$$

$$\text{Alors (III-25): } U_d = U - V_{ce} = U - I_d \cdot \frac{(t - t_{01})^2}{2 \cdot C \cdot t_f}$$

2) Charge du condensateur

La phase précédente s'achève à la date $t_{02} = t_{01} + t_f$ où i_c est nul et :

$$V_{ce}(t_{02}) = v_{cT}(t_{02}) = I_d \cdot t_f / (2 \cdot C) \quad (\text{III-26})$$

Pour réduire l'énergie dissipée dans le transistor durant l'ouverture on choisira C de telle sorte que :

$$\text{(III-27) } V_{ce}(t_{02}) \leq K \cdot U \leq U ; K = 0,1 \text{ par exemple}$$

$$\text{donc : } C \geq I_d \cdot t_f / (2 \cdot K \cdot U) \quad (\text{III-28})$$

La diode D_{RL} reste ouverte au delà de t_{02} ; ainsi le condensateur C se charge à courant constant .

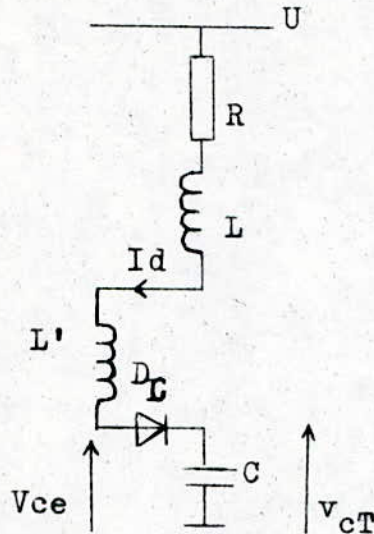
$$C \cdot \frac{d}{dt}(v_{cT}) = i_{cT} = i_L = I_d = \text{Cte} \quad (\text{III-29})$$

$$V_{ce} = v_{cT} = I_d \cdot t_f / (2 \cdot C) + I_d \cdot (t - t_{02}) / C = K \cdot U \cdot (1 + 2 \cdot \frac{t - t_{02}}{t_f}) \quad (\text{III-30})$$

cette charge cesse quand $v_{cT} = U$ à l'instant t_{03}

Ainsi :

$$t_{03} = t_{02} + C \cdot U \cdot (1 - K) / I_d = t_{02} + C \cdot U / I_d - t_f / 2 \quad (\text{III-31})$$



3) Extinction du courant dans la bobine L'

La diode D_{RL} devient passante à partir de t_{03} ; donc $U_d = 0$, i_L diminue , v_L devient négative et D_L se débloque , ainsi les résistances R_c et R_L sont disposées en parallèle et sont parcourues par un courant totale i_R .

On note :

$$R = \frac{R_c \cdot R_L}{R_c + R_L} \quad (\text{III-32})$$

On a alors :

$$L' \cdot C \cdot \frac{d^2}{dt^2}(v_{cT}) + \frac{L'}{R} \cdot \frac{d}{dt}(v_{cT}) + v_{cT} = U \quad (\text{III-33})$$

pour réduire la durée du régime transitoire on se place dans les conditions du régime critique .

$$(\text{III-34}) \quad R = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{L'}{C}\right)^{1/2} \quad (R_c = 2 \cdot (L/C)^{1/2} ; R = R_c / 4 ; R_c = 3 \cdot R_L)$$

Les solutions sont :

$$(III-35) \quad V_{ce} = v_{cT} = U + \frac{I_d}{C} \cdot (t - t_{03}) \cdot \exp(-(t - t_{03}) / (2 \cdot R \cdot C))$$

$$(III-36) \quad i_{cT}(t) = I_d \cdot \left(1 - \frac{(t - t_{03})}{2 \cdot R \cdot C}\right) \cdot \exp(-(t - t_{03}) / (2 \cdot R \cdot C))$$

$$(III-37) \quad i_L(t) = i_{cT} + i_R = I_d \cdot \left(1 + \frac{t - t_{03}}{2 \cdot R \cdot C}\right) \cdot \exp(-(t - t_{03}) / (2 \cdot R \cdot C))$$

V_{ce} et v_{cT} passent par un maximum lorsque i_{cT} devient nul. c'ad à l'instant :

$$t_{04} = t_{03} + 2 \cdot R \cdot C \quad (III-38)$$

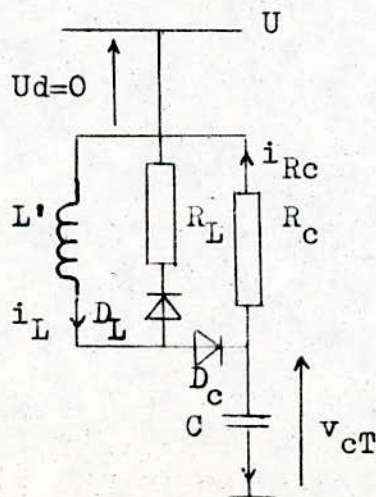
et $V_{ce_{max}} = v_{cT_{max}} = U + 2 \cdot R \cdot I_d / e \quad (III-39)$

le dépassement est :

$$V_{ce} = V_{ce_{max}} - U = 2 \cdot R \cdot I_d / e \quad (III-40)$$

après t_{04} le condensateur se décharge et $i_{cT} < 0$

le montage reste inchangé; équivalent au suivant :



tant que :

$$i_{cT} + i_{Rc} \geq 0 \quad (\text{III-41})$$

alors D_c conduit .

d'où :

$$i_{Rc} + i_{cT} = I_d \cdot \left(1 - \frac{t-t_{03}}{4.R.C}\right) \cdot \exp(-(t-t_{03})/(2.R.C)) \quad (\text{III-42})$$

La diode se bloque à la date :

$$t_{05} = t_{03} + 4.R.C \quad (\text{III-43})$$

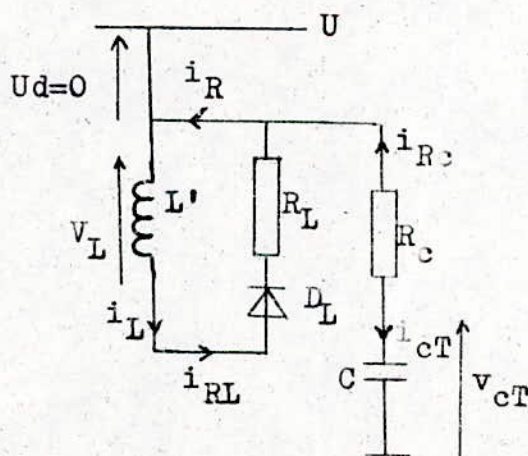
où : $i_{Rc} = i_{cT} = 0$

$$V_{ce}(t_{05}) = v_{cT}(t_{05}) = U + 4.R.I_d/e^2 \quad (\text{III-44})$$

$$i_L(t_{05}) = 3.I_d/e^2 \quad (\text{III-45})$$

$$i_{cT}(t_{05}-\mathcal{E}) = - I_d/e^2 \quad (\text{III-46})$$

A partir de t_{05} , l'instant où D_c se bloque , le montage devient comme suit :



$$v_{cT}(t) = U + (4.R.Id/e^2) \cdot \exp(-(t-t_{05})/\tau_c) \quad (\text{III-47})$$

$$\text{où : } \tau_c = R_c \cdot C \quad ; \quad v_{cT} \rightarrow U$$

$$i_L(t) = (3.Id/e^2) \cdot \exp(-(t-t_{05})/\tau_L) \quad (\text{III-48})$$

$$\text{où : } \tau_L = L'/R \quad ; \quad i_L \rightarrow 0$$

$$V_{ce}(t) = U - V_L = U + (4.R.Id/e^2) \cdot \exp(-(t-t_{05})/\tau_L) \rightarrow U \quad (\text{III-49})$$

Si on admet que i_L est éteint quand son intensité est inférieure à $Id/10$, la phase d'ouverture est terminée à l'instant :

$$t_{06} = t_{05} + 3.R.C \cdot \ln(30/e^2)$$

$$t_{06} = t_{05} + 4,2 \cdot R.C \quad (\text{III-50})$$

3) Conclusion

La durée totale de la phase d'ouverture est :

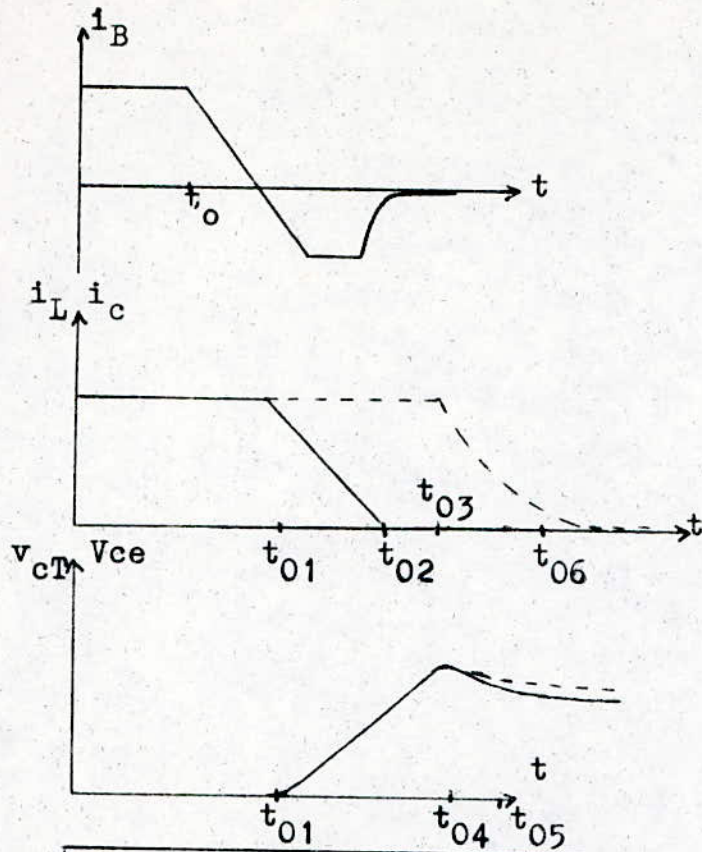
$$\Delta t_0 = 4,2.R.C + 4.R.C + C.U/Id - t_f/2 + t_f + t_s$$

$$\Delta t_0 = t_s + t_f/2 + C.U/Id + 8,2.R.C \quad (\text{III-51})$$

La fréquence maximale de travail est :

$$f_{\max} = 1/(\Delta t_0 + \Delta t_f) \quad (\text{III-52})$$

Le chronogramme de i_c , V_{ce} , i_L et v_{cT} pendant le blocage est le suivant :

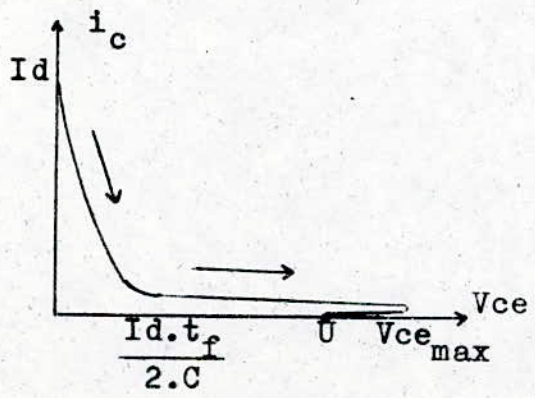


$$V_{ce} = I_d \cdot (t - t_{01})^2 / (2 \cdot C \cdot t_f) \quad (\text{III-53})$$

$$i_c = I_d \cdot (1 - (t - t_{01}) / t_f) \quad (\text{III-54})$$

donc le point figuratif dans le plan $V_{ce} - i_c$ évolue suivant la portion de la parabole d'équation :

$$V_{ce} = I_d \cdot t_f \cdot (1 - i_c / I_d)^2 / (2 \cdot C) \quad (\text{III-55})$$



Il faut que $V_{ce_{max}}$ n'exède pas $V_{ce_{sus}}$.

c) Etude énergétique du CALC

1) Consommation à la fermeture

L'énergie est estimée par :

$$W_T'(F) = \int_{t_F}^{t_{F4}} v_{ce} \cdot i_c \cdot dt$$

$$(III-56) \quad W_T'(F) \leq U \cdot I_{ceo} \cdot t_d + V_{ce_{sat}} \cdot \left(\frac{L \cdot I_d^2}{2 \cdot U} + 4 \cdot (L \cdot C)^{1/2} \cdot I_d + C \cdot U \right)$$

2) Consommation à l'ouverture

L'énergie dissipée dans le transistor au blocage s'exprime par :

$$W_T'(O) = \int_{t_{O1}}^{t_{O2}} v_{ce} \cdot i_c \cdot dt = \frac{(I_d \cdot t_f)^2}{24 \cdot C}$$

On a : $K \cdot U = \frac{I_d \cdot t_f}{2 \cdot C}$ (la valeur de V_{ce} à $t=t_{O2}$)

$$\text{Alos : } W_T'(O) = \frac{K}{12} \cdot U \cdot I_d \cdot t_f = \frac{K}{6} \cdot W_T'(O) \quad (III-57)$$

3) Résumé

Si $I_d \geq I_{d_{min}}$: $W'(O+F) = \frac{1}{2} (L \cdot I_d^2 + C \cdot U^2) + \frac{K}{12} \cdot U \cdot I_d \cdot t_f \quad (III-58)$

$$W_T' = \frac{K}{12} \cdot U \cdot I_d \cdot t_f \quad (III-59)$$

$$W'_{calc} = \frac{1}{2} \cdot (C \cdot U^2 + L \cdot I_d^2) \quad (III-60)$$

4) Choix et calcul des composants du CALC

-la bobine assurant la fermeture à tension V_{ce} réduite doit avoir une valeur :

$$L = \frac{U \cdot t_r}{I_{d_{\min}}} \quad (\text{III-61})$$

-la capacité d'aide à l'ouverture est :

$$C = \frac{1}{2 \cdot U} \cdot I_{d_{\max}} \cdot t_f \quad (\text{III-62})$$

à la fin de l'extinction de i_c , $V_{ce}(t_{02}) = \frac{I_d \cdot t_f}{2 \cdot C}$

-Si U est voisin de V_{ceo} et si on desire que $V_{ce}(t_{02})$ soit au plus égale à $\frac{V_{ceo}}{2}$, il faut que :

$$C = \frac{I_d \cdot t_f}{V_{ceo}} \quad (\text{III-63})$$

pour notre cas : $U \ll V_{ceo}$

-Pour avoir le phénomène transitoire d'extinction de i_L et de décharge de C minimum, il faut que :

$$R_c = 3 \cdot R_L = 2 \cdot (L/C)^{1/2} \quad (\text{III-64})$$

$$P_{R_{c\max}} = f \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot C \cdot U^2 + \frac{1}{8} \cdot L \cdot I_{d_{\max}}^2 \right) \quad (\text{III-65})$$

$$P_{R_{L\max}} = \frac{f}{2} \cdot L \cdot I_{d_{\max}}^2 \quad (\text{III-66})$$

Chapitre IV " ETUDE DE LA REGULATION DU COURANT "

Nous avons vu précédemment les différents modes de réglage de la tension du hacheur . Pour les engins de traction , il faut régler le courant afin de contrôler la force de traction , pour cela on fait appel à un trigger qui maintient l'ondulation du courant constante , cette ondulation est réglable par l'hysteresis du trigger . La fréquence de hachage dépend du point de fonctionnement .

Nous avons montré que pour :

$-0 \leq t \leq \alpha.T$ on a :

$$i_1(t) = \frac{E-E'}{R} \cdot (1 - \exp(-t/\tau)) + I_{\min} \cdot \exp(-t/\tau) \quad (\text{IV-1})$$

$-\alpha.T \leq t \leq T$ on a :

$$i_2(t) = -\frac{E'}{R} \cdot (1 - \exp(-t/\tau)) + I_{\max} \cdot \exp(-t/\tau) \quad (\text{IV-2})$$

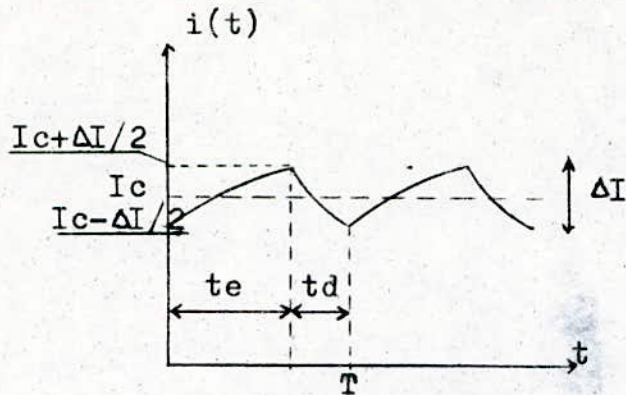
La valeur moyenne du courant est donnée par :

$$I_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \cdot \left(\int_0^{\alpha.T} i_1(t) \cdot dt + \int_{\alpha.T}^T i_2(t) \cdot dt \right) \quad (\text{IV-3})$$

après calcul on trouve :

$$I_{\text{moy}} = \frac{1}{R} \cdot (\alpha.E - E') \quad (\text{IV-4})$$

Le courant a l'allure suivante :



I est maintenu constant
par le trigger.
 I_c : courant de consigne

- $0 \leq t \leq t_e$; on a :

$$(IV-5) \quad i(t) = \frac{E - E'}{R} \cdot (1 - \exp(-t/\tau)) + (I_c - \frac{\Delta I}{2}) \cdot \exp(-t/\tau)$$

à $t = t_e$; on a :

$$i(t_e) = I_c + \frac{\Delta I}{2} \quad (IV-6)$$

d'où :

$$I_c + \frac{\Delta I}{2} = \frac{E - E'}{R} \cdot (1 - \exp(-t_e/\tau)) + (I_c - \frac{\Delta I}{2}) \cdot \exp(-t_e/\tau) \quad (IV-7)$$

donc :

$$t_e = -\tau \cdot \ln\left(1 + \frac{\Delta I}{I_c - \Delta I/2 - (E - E')/R}\right) \quad (IV-8)$$

-pour $t_e \leq t \leq T$; on a :

$$i(t) = -\frac{E'}{R} \cdot (1 - \exp(-t/\tau)) + (I_c + \frac{\Delta I}{2}) \cdot \exp(-t/\tau) \quad (IV-9)$$

à $t = t_d$; on a :

$$i(t_d) = I_c - \frac{\Delta I}{2} \quad (IV-10)$$

d'où :

$$I_c - \frac{\Delta I}{2} = -\frac{E'}{R} \cdot (1 - \exp(-t_d/\tau)) + (I_c + \frac{\Delta I}{2}) \cdot \exp(-t_d/\tau) \quad (IV-11)$$

Donc :

$$t_d = -\tau \cdot \ln\left(1 - \frac{\Delta I}{I_c + \Delta I/2 + E'/R}\right) \quad (\text{IV-12})$$

t_e "temps d'enclenchement" et t_d "temps de déclenchement" sont des grandeurs positives .

Donc :

$$\ln\left(1 + \frac{\Delta I}{I_c + \Delta I/2 + E'/R}\right) < 0 \quad (\text{IV-13})$$

et :

$$\ln\left(1 - \frac{\Delta I}{I_c + I/2 - (E-E')/R}\right) < 0 \quad (\text{IV-14})$$

De (IV-13) et (IV-14) on tire la condition de fonctionnement du hacheur :

$$E' < E - R \cdot (I_c + \Delta I/2) \quad (\text{IV-15})$$

La fréquence de hachage est donnée par :

$$f = \frac{1}{t_e + t_d} \quad (\text{IV-16})$$

$$f = - \frac{1}{\tau \cdot \ln\left(1 + \frac{\Delta I}{I_c - \frac{\Delta I}{2} - \frac{E-E'}{R}}\right) + \tau \cdot \ln\left(1 - \frac{\Delta I}{I_c + \frac{\Delta I}{2} + \frac{E'}{R}}\right)}$$

On a : $\alpha \cdot E = R \cdot I_c + E'$ où : $\alpha = \frac{t_e}{t_e + t_d}$

$$f = - \frac{1}{\tau \cdot \ln\left(1 - \frac{\Delta I}{\frac{\Delta I}{2} + (1-\alpha) \cdot \frac{E}{R}}\right) + \tau \cdot \ln\left(1 - \frac{\Delta I}{\frac{\Delta I}{2} + \alpha \cdot \frac{E}{R}}\right)} \quad (\text{IV-17})$$

a) Etude de l'asservissement

Le rapport cyclique est :

$$\alpha = \frac{t_e}{t_e + t_d} \quad (\text{IV-18})$$

(IV-8) et (IV-12) permettent d'écrire la relation suivante :

$$\alpha = \frac{\ln\left(1 - \frac{\Delta I}{\frac{\Delta I}{2} + (1-\alpha) \cdot \frac{E}{R}}\right)}{\ln\left(1 - \frac{\Delta I}{\frac{\Delta I}{2} + (1-\alpha) \cdot \frac{E}{R}}\right) + \ln\left(1 - \frac{\Delta I}{\frac{\Delta I}{2} + \alpha \cdot \frac{E}{R}}\right)} \quad (\text{IV-19})$$

On a :
$$U_d = \alpha \cdot E \quad (\text{IV-20})$$

Après approximation ($\ln(1+x)=x$) , on obtient :

$$U_d = \frac{\frac{\Delta I}{2} + \frac{E'}{R} + I_c}{\frac{\Delta I}{2} + \frac{E}{R}} \quad (\text{IV-21})$$

Comme :
$$U_c = K_c \cdot I_c \quad (\text{IV-22})$$

(IV-21) devient :

$$U_d = \frac{\frac{U_c}{K_c} + \frac{E'}{R} + \frac{\Delta I}{2}}{\Delta I + E/R} \cdot E \quad (\text{IV-23})$$

Donc :

$$\frac{\Delta U_d}{\Delta U_c} = \frac{E}{K_c \cdot (\Delta I + E/R)} \quad (\text{IV-24})$$

(IV-24) est le gain du régulateur à action à deux position

b) Modélisation du moteur série

b-1) Equation de mouvement

L'équation mécanique du moteur est la suivante :

$$\boxed{J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = M_e - M} \quad (\text{IV-25})$$

où : J moment d'inertie de toute les masse tournantes
vitesse angulaire du rotor

M_e couple moteur

M couple résistant

b-2) Equation électrique

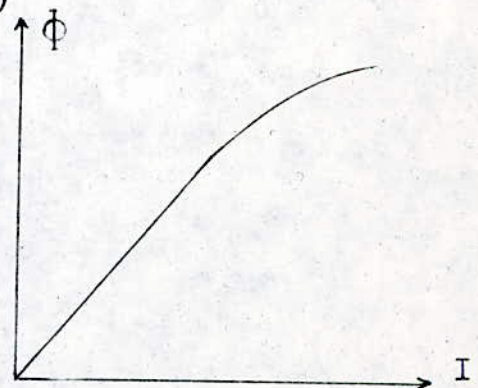
$$\boxed{\frac{di}{dt} = \frac{ud - e' - R \cdot i}{R \cdot T_t}} \quad (\text{IV-26})$$

où : $T_t = \frac{L_{eq}}{R_{eq}} ; R_{eq} = R$

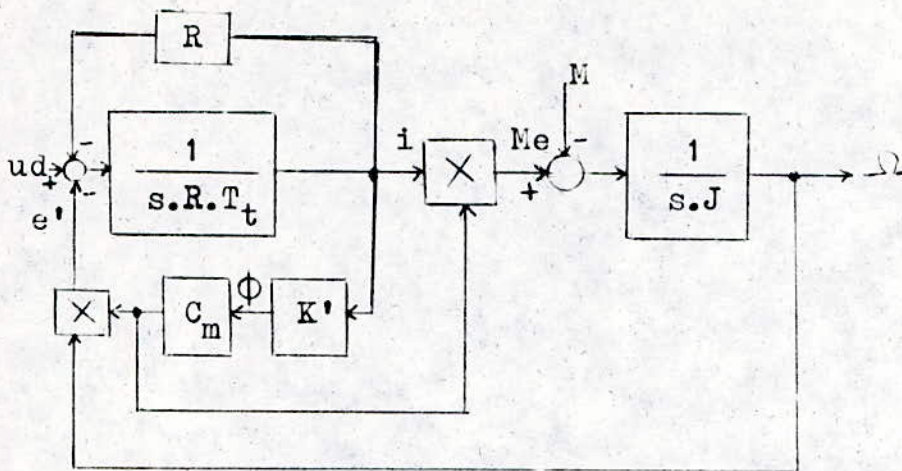
$$\boxed{e' = C_m \cdot \Phi \cdot \Omega} \quad (\text{IV-27})$$

$$\boxed{M_e = C_m \cdot \Phi \cdot I} \quad (\text{IV-28})$$

$$\boxed{\Phi = K \cdot I} \quad (\text{IV-29})$$



b-3) Diagramme structurel



On remarque , sur le diagramme structurel , que le systeme (moteur) possede un comportement non linéaire dû au deux multipli- cations . L'étude d'un tel systeme par les methodes classiques est très difficile , nous devons faire certaines simplifications .

Nous avons :

$$ud = (R + L.s).i(s) + C_m.K'.\Omega.i(s) \quad (IV-30)$$

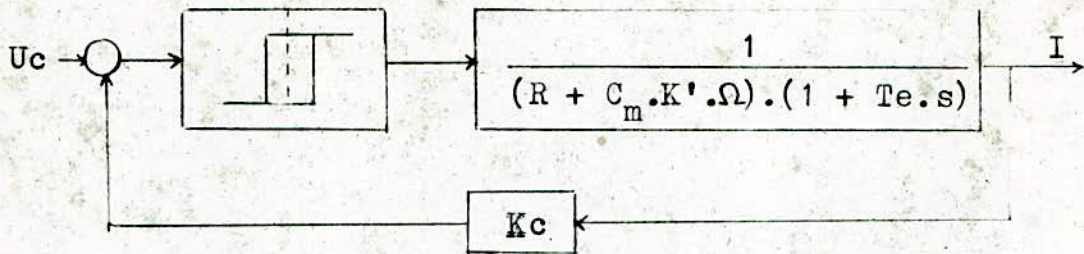
Pour $\Phi = Cte$; nous avons :

$$\frac{i(s)}{ud(s)} = \frac{1}{(R + C'_m.K').(1 + Te.s)} \quad (IV-31)$$

où : $C'_m = C_m.$

et : $Te = \frac{L}{C_m.K'.\Omega}$

Le synoptique du montage est le suivant :



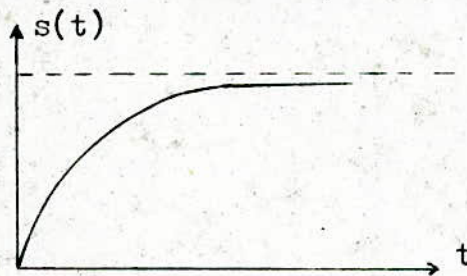
La fonction de transfert en boucle ouverte est :

$$T(s) = \frac{E}{(\Delta I + E/R)} \cdot \frac{1}{(R + C_m \cdot K' \cdot \Omega) \cdot (1 + T_e \cdot s)} \quad (\text{IV-32})$$

C'est un système du premier ordre .

b-4) Réponse à un échelon unité

$$s(t) = \frac{E}{(\Delta I + E/R) \cdot (R + C_m \cdot K' \cdot \Omega)} \cdot \exp(1 - t/T_e) \quad (\text{IV-33})$$



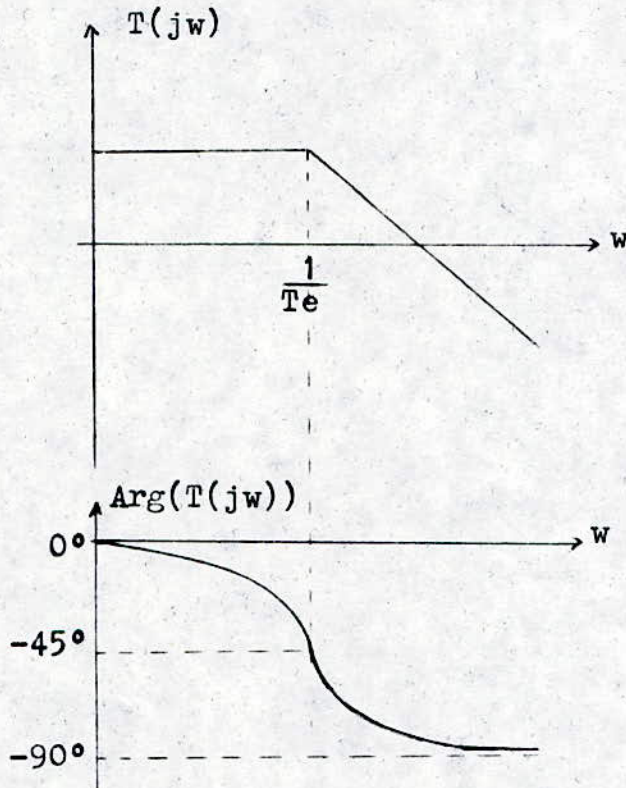
Le temps de réponse est :

$$t_r = 3 \cdot T_e \quad (\text{IV-34})$$

t-5) Réponse harmonique

$$T(j\omega) = \frac{E}{(\Delta I + E/R) \cdot (R + C_m \cdot K' \cdot \Omega)} \cdot \frac{1}{1 + j \cdot \omega \cdot T_e} \quad (IV-35)$$

Le diagramme de bode est le suivant :



Conclusion :

Le systeme est donc stable ; La boucle de réglage du courant asservie bien le courant d'induit .

Réellement le courant du moteur presente des ondulations dues à l'hysteresis du régulateur à action à deux positions .

b-6) Etude de la synchronisation

on a :
$$ud = R.i + L.\frac{di}{dt} + C_m.\phi.\Omega \quad (IV-36)$$

$$\Omega = \frac{Me - M}{J.s} = \frac{C_m.\phi.i - M}{J.s} \quad (IV-37)$$

de ces deux dernières, on tire :

$$ud = (R+L.s).\frac{s.J}{C_m.\phi}.\Omega + \frac{M}{C_m.\phi}.(R+L.s) + C_m.\phi.\Omega \quad (IV-38)$$

Si : $\frac{M}{C_m.\phi} \ll 0$ alors on obtient :

$$\frac{\Omega}{ud} = \frac{C_m.\phi/(L.J)}{s^2 + \frac{R}{L}.s + \frac{C_m^2.\phi^2}{L.J}} \quad (IV-39)$$

C'est la fonction de transfert du moteur ; c'est une équation du 2nd ordre .

Posons : $w_0^2 = \frac{C_m^2.\phi^2}{L.J}$

et : $2.m.w_0 = \frac{R}{L}$

(IV-39) devient alors :

$$\frac{\Omega}{ud} = \frac{w_0^2}{s^2 + 2.m.w_0.s + w_0^2} \cdot \frac{1}{C_m.J} \quad (IV-40)$$

La fonction de transfert en boucle fermé du système est :

$$\frac{I}{U_c} = \frac{1}{\left(\frac{K_c}{E} \cdot (\Delta I + E/R) \cdot (R + C_m \cdot K' \cdot \Phi)\right) \cdot \left(1 + \frac{(K_c \cdot (\Delta I + E/R) \cdot (R + C_m \cdot K' \cdot \Phi)) \cdot T_e \cdot s}{K_c \cdot (\Delta I + E/R) \cdot (R + C_m \cdot K' \cdot \Phi) + K_c \cdot E}\right)}$$

$$\boxed{\frac{I}{U_c} = \frac{1}{A' \cdot (1 + T' \cdot s)}} \quad (\text{IV-41})$$

$$\boxed{\frac{\Omega}{U_c} = \frac{1}{A' \cdot (1 + T' \cdot s)} \cdot \frac{C_m \cdot \Phi}{s \cdot J}} \quad (\text{IV-42})$$

où :

$$A' = \frac{K_c}{E} \cdot (\Delta I + E/R) \cdot (R + C_m \cdot K' \cdot \Phi)$$

et :

$$T' = \frac{(\Delta I + E/R) \cdot (R + C_m \cdot K' \cdot \Phi)}{(\Delta I + E/R) \cdot (R + C_m \cdot K' \cdot \Phi) + E}$$

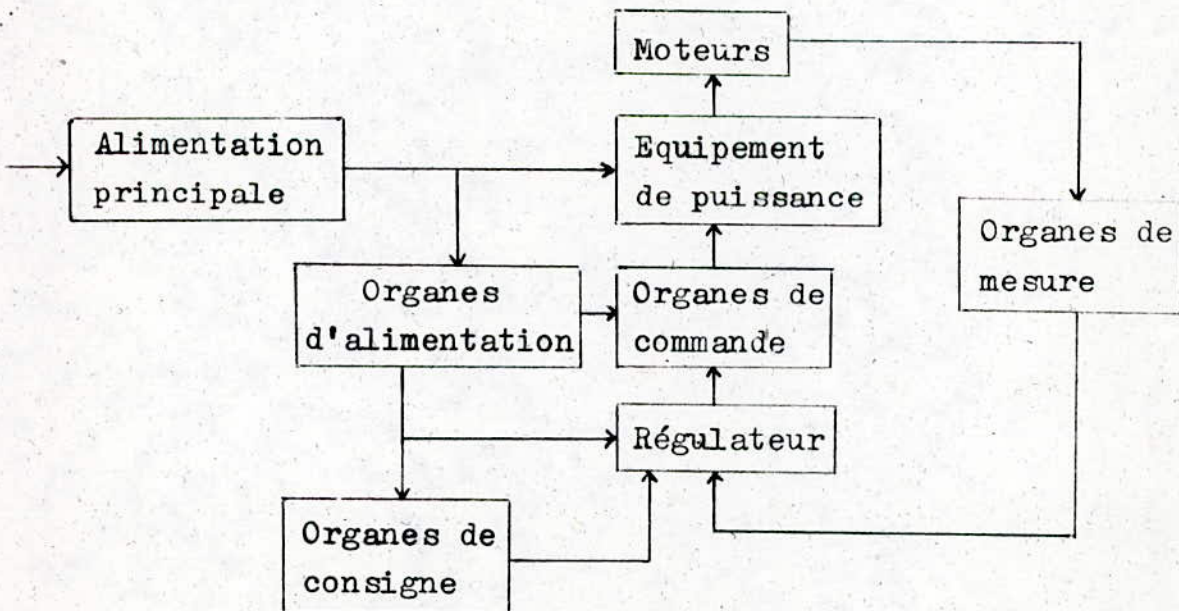
Chapitre V " DESCRIPTION DES MONTAGES "

I-COMMANDE AVEC UN MOTEUR

a) L'équipement de commande et de réglage

Il s'agit d'un équipement de commande et de réglage hybride ,
il utilise des organes linéaires et non linéaires .

La représentation globale de notre équipement est la
suivante :



L'alimentation principale est reliée aux bornes des batteries d'accumulateurs par l'interrupteur principal . Cette alimentation doit être protégée contre les surcharges et les courts-circuits .

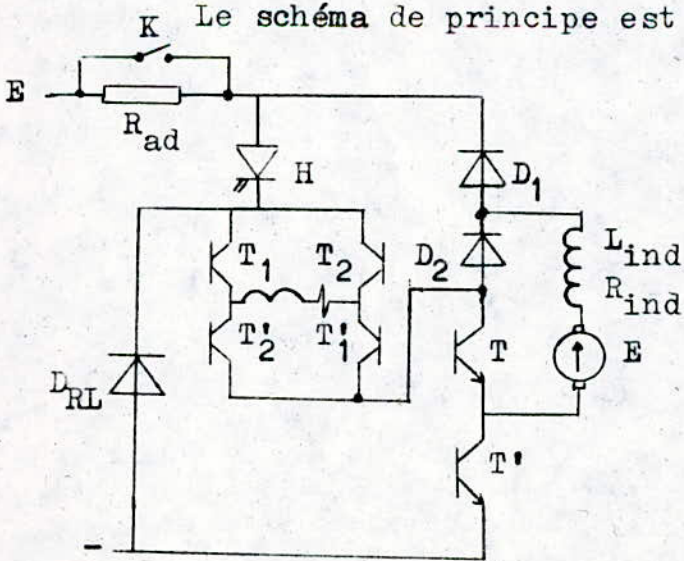
L'alimentation principale délivre une tension de 24V . L'organe d'alimentation est chargé d'abaisser et de stabiliser cette tension afin d'alimenter les organes de commandes , les régulateurs et les organes de consignes .

L'équipement de puissance est le HACHEUR et le circuit d'inversion de marche et de freinage .

b) Commande traction-freinage.

Grace à des commutateurs statiques , modifiant la configuration du circuit , on peut assurer la traction et le freinage avec un seul HACHEUR . L'inversion de marche est assuré par un circuit auxiliaire .

Le schéma de principe est le suivant :



- L : inductance de lissage
- L' : inductance de l'inducteur
- r' : résistance de l'inducteur
- D_{RL} : diode à roue libre

$$\tau_1 = \frac{L + L' + L_{ind}}{R + r' + R_{ind} - B.n}$$

-En TRACTION (K fermé)

T' conduit alors que T est bloqué .

Le circuit d'inversion de marche est construit autour de T_1 , T'_1 , T_2 et T'_2 .

-Pour la marche avant ; T_1 et T'_1 conduisent alors que T_2 et T'_2 sont bloqués .

-Pour la marche arriere ; T_1 et T'_1 sont bloqués alors que T_2 et T'_2 conduisent .

Considérons le cas de la marche avant (T_1 et T'_1 conduisent) : quand le hacheur conduit le courant delivré par la batterie de fém E passe à travers H , T_1 , l'inducteur , T'_1 , D_2 , l'induit et T' (T est bloqué) .

quand on ouvre H , le courant passe à travers D_2 , l'induit , T' , D_{RL} , T_1 , l'inducteur et T'_1 .

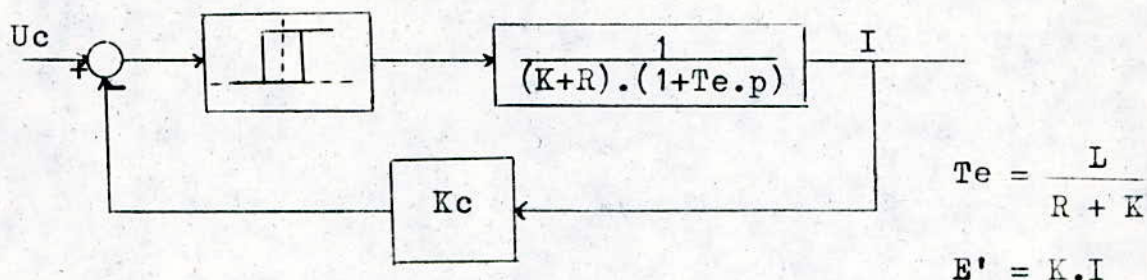
-En freinage par récupération (K ouvert pour les vitesse élevées

Cette fois ci on debloque T et on bloque T' , l'état de T_1 , T'_1 , T_2 et T'_2 étant conservé (le sens du courant dans l'induit est inversé) .

Quand le hacheur conduit , le courant passe à travers l'induit , D_1 , H , T_1 , l'inducteur , T'_1 et T . On voit que le courant dans l'inducteur circule toujours dans le meme sens alors qu'il est inversé dans l'induit , on a donc un freinage .

Quand on bloque le hacheur , le courant circule à travers l'induit , D_1 , la batterie , D_{RL} , T_1 , inducteur , T'_1 et T

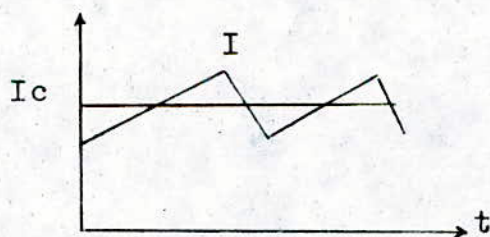
c) Synoptique du montage



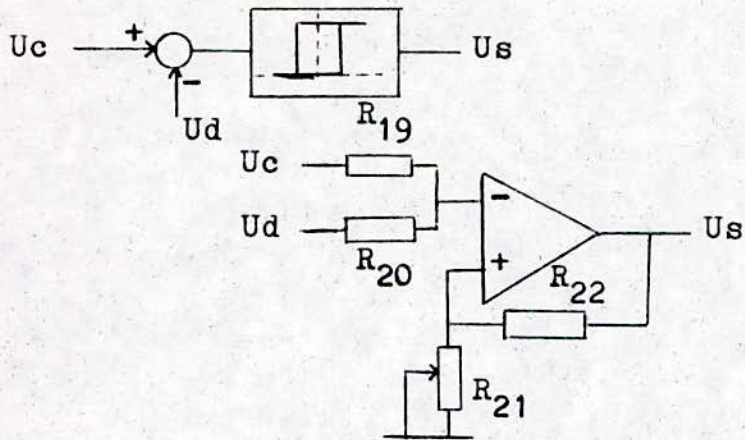
La différence entre U_c et U_d , qui respectivement sont proportionnels au courant de consigne I_c et au courant d'induit I , est appliquée au trigger.

- Si $U_c - U_d$ dépasse le seuil supérieur de basculement du trigger, celui-ci débloque le hacheur, ainsi la différence $U_c - U_d$ diminue et devient négative.

- Quand $U_c - U_d$ atteint le seuil inférieur de basculement, le trigger bloque le hacheur et $U_c - U_d$ croit; ainsi un nouveau cycle commencera.



Le trigger est composé de $1/4IC_2$, R_{19} , R_{20} , R_{21} et R_{22} . La tension U_d est appliquée à l'entrée de la résistance R_{19} et la tension de consigne U_c à l'entrée de R_{20} .



Regulateur à action à deux positions

- Si $U^+ > U^-$ alors : $U_s = +U_{sat}$

- Si $U^+ < U^-$ alors : $U_s = -U_{sat}$

On a :

$$U^+ = \frac{R_{21}}{R_{21} + R_{22}} \cdot U_s \quad (V-1)$$

et

$$U^- = \frac{U_c + U_d}{2} = -\frac{U_\epsilon}{2} \quad (V-2)$$

le seuil de basculement est obtenu en faisant :

$$U^+ - U^- = 0$$

le seuil superieur est :

$$U_{\epsilon a} = 2 \cdot \frac{R_{21}}{R_{21} + R_{22}} \cdot U_{sat} \quad (V-3)$$

le seuil inferieur est :

$$U_{\epsilon b} = -2 \cdot \frac{R_{21}}{R_{21} + R_{22}} \cdot U_{sat} \quad (V-4)$$

L'hysteresis du montage est donnée par :

$$U_{\xi h} = U_{\xi a} - U_{\xi b} = 4 \cdot \frac{R_{21}}{R_{21} + R_{22}} \cdot U_{\text{sat}} \quad (V-5)$$

Comme $U_{\xi h} = K_c \cdot I$; alors :

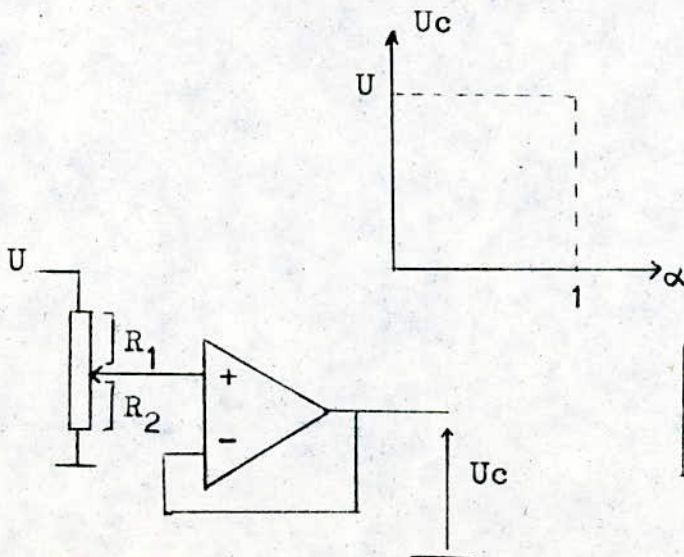
$$\Delta I = 4 \cdot \frac{R_{21}}{R_{21} + R_{22}} \cdot \frac{U_{\text{sat}}}{K_c} \quad (V-6)$$

L'ondulation du courant est ajustable par R_{21} .

Remarque : La tension de consigne est appliquée avec la polarité négative alors que la tension U_d est positive

d) Organe de consigne

La valeur de consigne est donnée par le potentiometre P via l'amplificateur suiveur IC_3 ayant une impédance d'entrée très élevée et une impédance de sortie faible . Cette amplificateur suiveur est utilisé afin de linéariser la loi liant U_c à U .



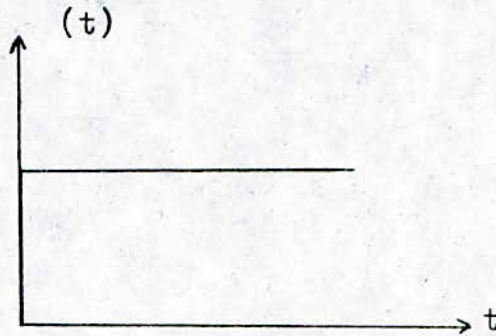
$$U_c = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot U = \alpha \cdot U \quad (V-7)$$

$$\underline{U_c < 0}$$

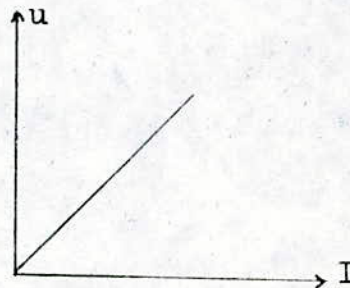
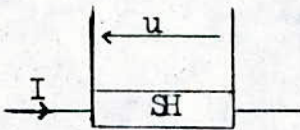
e) Organe de mesure

Ils servent à la conversion d'une grandeur physique en une grandeur électrique . pour notre cas la grandeur à mesurer est analogique . L'organe de mesure doit être capable de convertir une grandeur électrique "Intensité du courant dans le moteur " en une tension électrique qui sera appliquée à l'entrée du ~~régulateur~~ régulateur .

L'organe de mesure pouvant réaliser cette fonction est le SHUNT . Ils sont simples et permettent des mesures précises du courant , de plus la réponse indicielle a l'allure suivante .



La relation entre la grandeur à mesurer et la grandeur indiquée par le SHUNT est linéaire .



$$u = R_{sh} \cdot I$$

La resistance du shunt doit etre de faible valeur .

L'inconvenient de ce circuit de mesure est qu'il ne permet pas une isolation galvanique entre le circuit de puissance et le circuit de commande .

La tension du shunt etant faible , on utilise alors un amplificateur différentielle à forte impédance d'entrée pour l'amplifier . A la sortie de cet amplificateur on recueille une tension U_d qui attaque l'entrée du régulateur par R_{19} .

$$\text{On a : } U_d = K_c \cdot I = R_{sh} \cdot G \cdot I$$

d'où :

$$\boxed{K_c = R_{sh} \cdot G} \quad (V-8)$$

où : G est le gain de l'amplificateur

Si on choisit comme consigne une tension de 1V qui correspond à un courant de 1A alors :

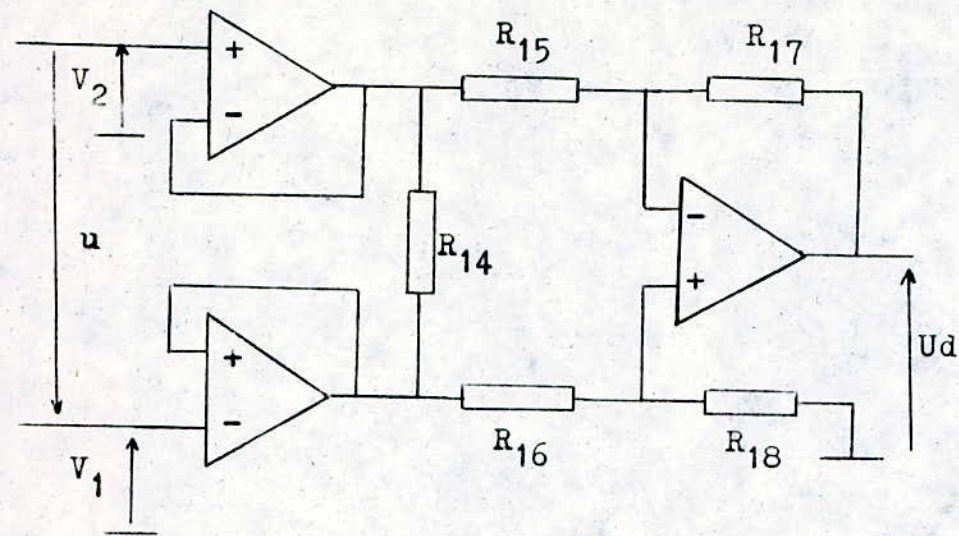
$$U_c = K_c \cdot I \quad K_c = 1\Omega$$

donc :

$$\boxed{G = \frac{1}{R_{sh}}} \quad (V-9)$$

(R_{sh} exprimée en ohm)

Le montage de l'amplificateur différentielle est le suivant :



On après calcul :

$$U_d = \frac{R_{15} + R_{17}}{R_{15}} \cdot (V_1 \cdot \frac{R_{18}}{R_{18} + R_{16}} - \frac{R_{17}}{R_{15} + R_{17}} \cdot V_2) \quad (V-10)$$

en choisissant :

$$R_{15} = R_{16} \text{ et } R_{17} = R_{18} \quad (V-11)$$

La relation (V-10) devient :

$$U_d = \frac{R_{17}}{R_{15}} \cdot (V_1 - V_2) \quad (V-12)$$

$$U_d = \frac{R_{17}}{R_{15}} \cdot u = \frac{R_{17}}{R_{15}} \cdot R_{sh} \cdot I \quad (V-13)$$

Le gain de l'amplificateur devient :

$$G = \frac{R_{17}}{R_{15}} = \frac{1}{R_{sh}} \quad (V-14)$$

(R_{sh} exprimée en ohm)

f) Inversion de marche

L'inversion de marche est commandée par un bascule D, les sorties Q et \bar{Q} attaquent les couples ($T_{16} - T_{19}$) et ($T_{17} - T_{18}$) respectivement à travers R_{10} et R_{11} . suivant que la sortie Q est à l'état 0 ou 1, le courant dans l'inducteur est soit positif soit négatif. Ainsi, on a la marche avant ou la marche arrière.

g) Traction-Freinage

Le mode de fonctionnement "Traction" ; "Freinage" est fixé par une seconde bascule D, les sorties Q et \bar{Q} attaquent respectivement T_{20} et T_{21} à travers R_8 et R_9

$$-Q = 1 \Rightarrow T.F = 0 \Rightarrow \text{Freinage}$$

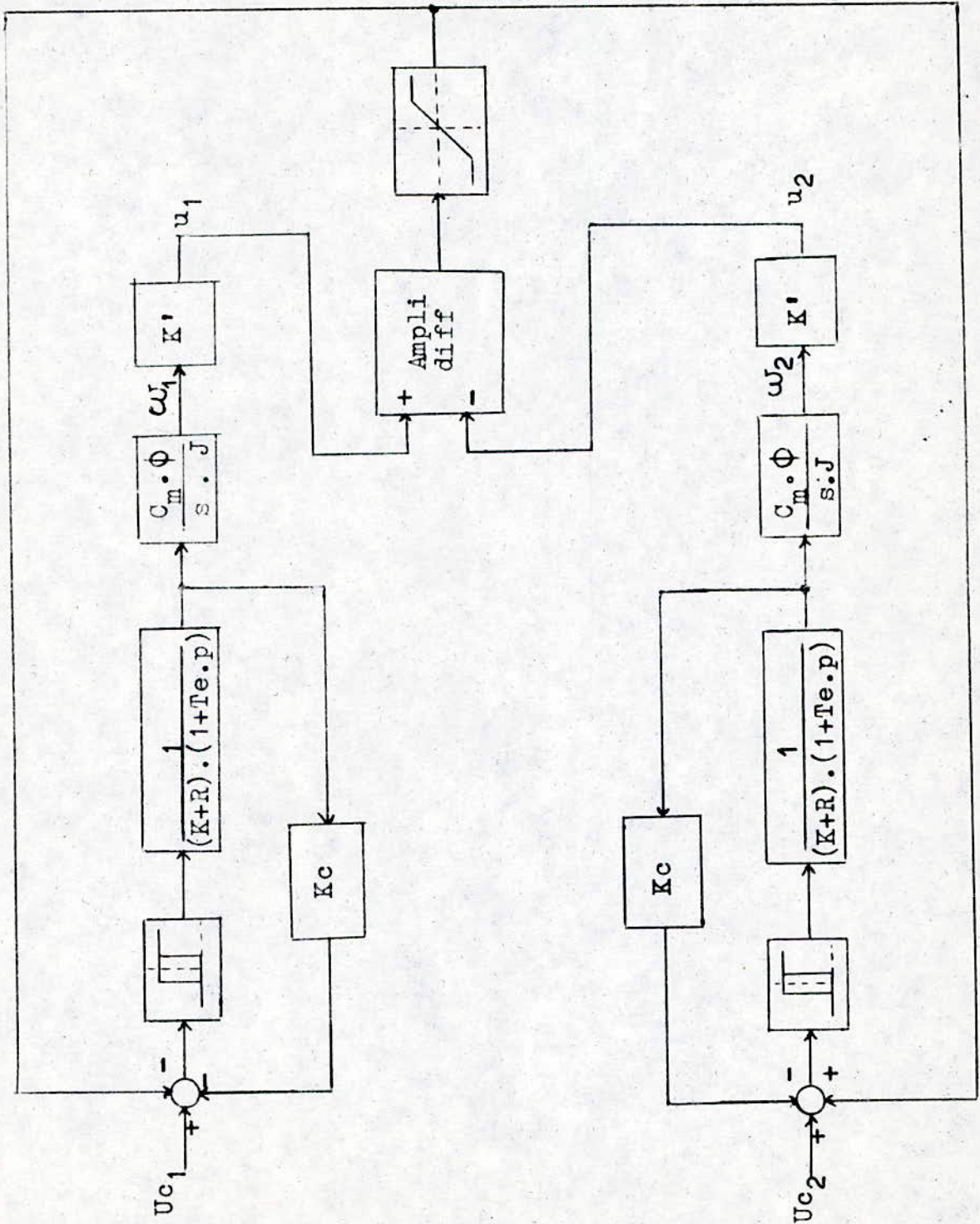
$$-Q = 0 \Rightarrow T.F = 1 \Rightarrow \text{Traction}$$

h) Hacheur

Le hacheur est construit autour de T_1 et T_{14} , la charge est placée à la sortie de T_1 , le hacheur est commandé par T_{15} ce dernier est commandé par l'actionneur à deux positions.

II-COMMANDE AVEC DEUX MOTEURS

a) synoptique du montage



b) Description du montage

On utilise le meme montage que precedemment pour la commande des deux moteurs (deux hacheurs controlés par deux trigger) . Deux tachymetres mesurent les vitesse ω_1 et ω_2 des deux moteurs . En sortie , les tachymetre indiquent respectivement les tensions u_1 et u_2 , ces deux tensions attaquent un amplificateur differentiel dont la sortie attaque un circuit limiteur qui a pour role de supprimer la synchronisation quand on desire de changer la direction du fauteuil roulant .

Le fonctionnement du montage est le suivant :

Pour une meme consigne ; càd $Uc_1 = Uc_2$ (marche avant) ; si $\omega_1 \neq \omega_2$, soit par exemple $\omega_1 > \omega_2$ alors $u_1 > u_2$, à la sortie de l'amplificateur differentiel on a une tension :

$$u = A.(u_1 - u_2) \quad (V-15)$$

où : A est le gain de l'amplificateur differentiel

$$A > 0 \Rightarrow u > 0$$

cette tension attaque le circuit limiteur (u doit se trouver dans la zone linéaire de ce circuit) ; la synchronisation consiste à reduire la consigne Uc_1 et augmenter la consigne Uc_2 jusqu'à ce qu'on ait :

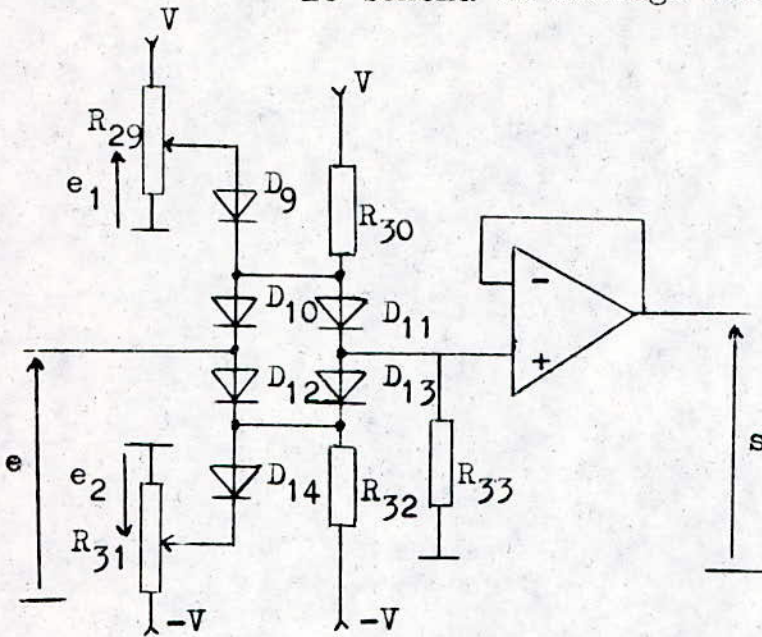
$$\omega_1 = \omega_2 \longrightarrow A.(u_1 - u_2) = 0$$

meme resonnement si : $\omega_1 < \omega_2$

Le changement de direction est obtenu en appliquant des valeurs de consigne differentes ($u_1 > u_2$ pour tourner à droite par exemple et $u_1 < u_2$ pour tourner à gauche) , dans ce cas $\omega_1 > \omega_2$ ($\omega_1 < \omega_2$) $\Rightarrow A.(u_1 - u_2) > 0$ ($A.(u_1 - u_2) < 0$) ; le circuit limiteur ne peut pas delivré une tension suffisante pour egaliser les consignes (pas de synchronisation) car le limiteur ne travail plus dans la zone linéaire .

c) Circuit limiteur

Le schéma du montage est le suivant :



Le principe de fonctionnement est le suivant :

Un pont de diodes (D_{10} ; D_{11} ; D_{12} et D_{13}) est alimenté à travers les résistances R_{30} et R_{31} .

-Si $e_2 \leq e \leq e_1$ alors :

les diodes du pont conduisent et les diodes D_9 et D_{14} sont bloquées ; on a alors :

$$s = e \quad (V-16)$$

-Si $e \geq e_1$ alors :

la diode D_{10} se bloque et la diode D_9 devient conductrice . ceci entraîne le blocage de D_{13} et la conduction de D_{11} on a alors :

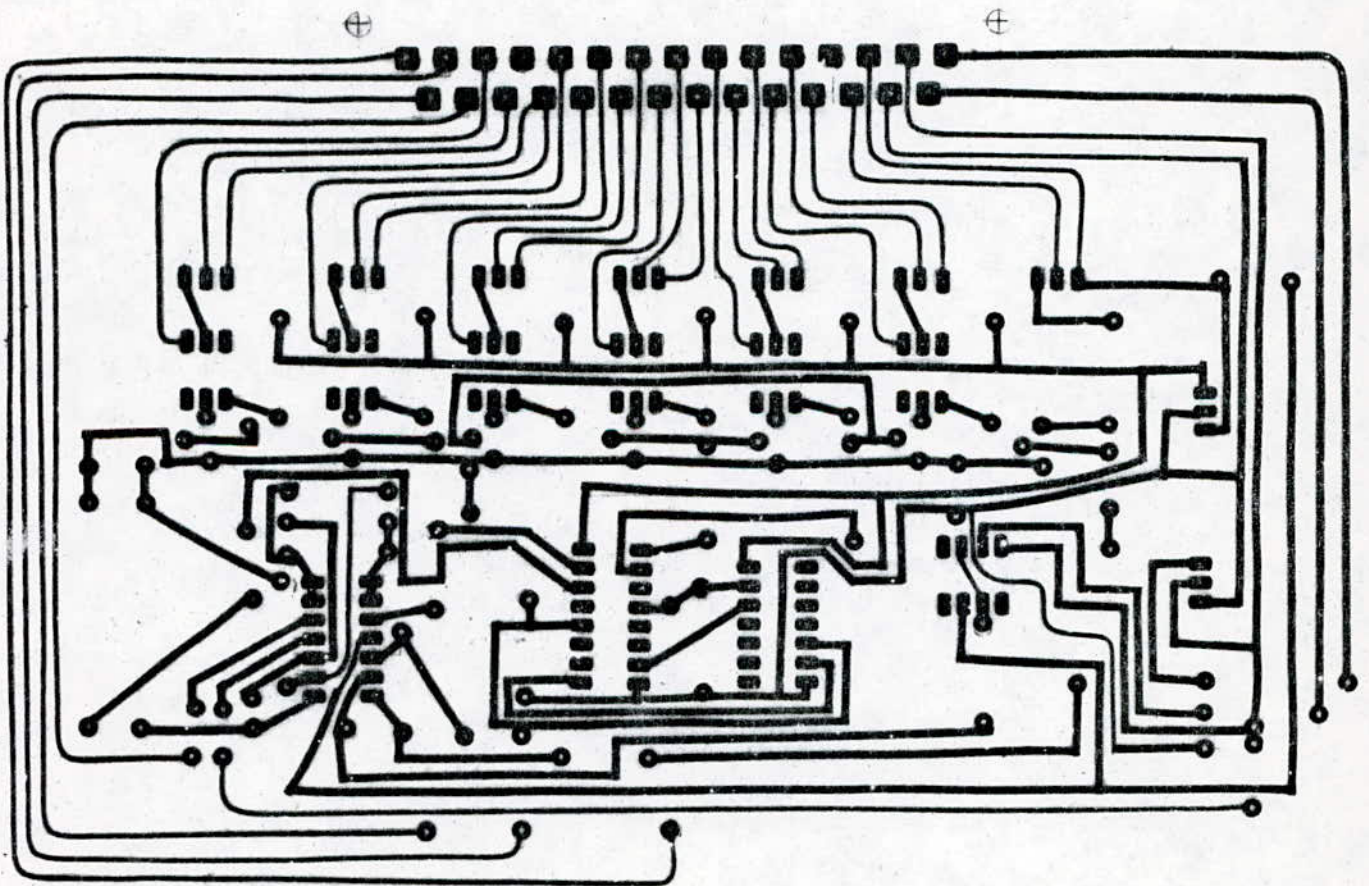
$$s = e_1 \quad (V-17)$$

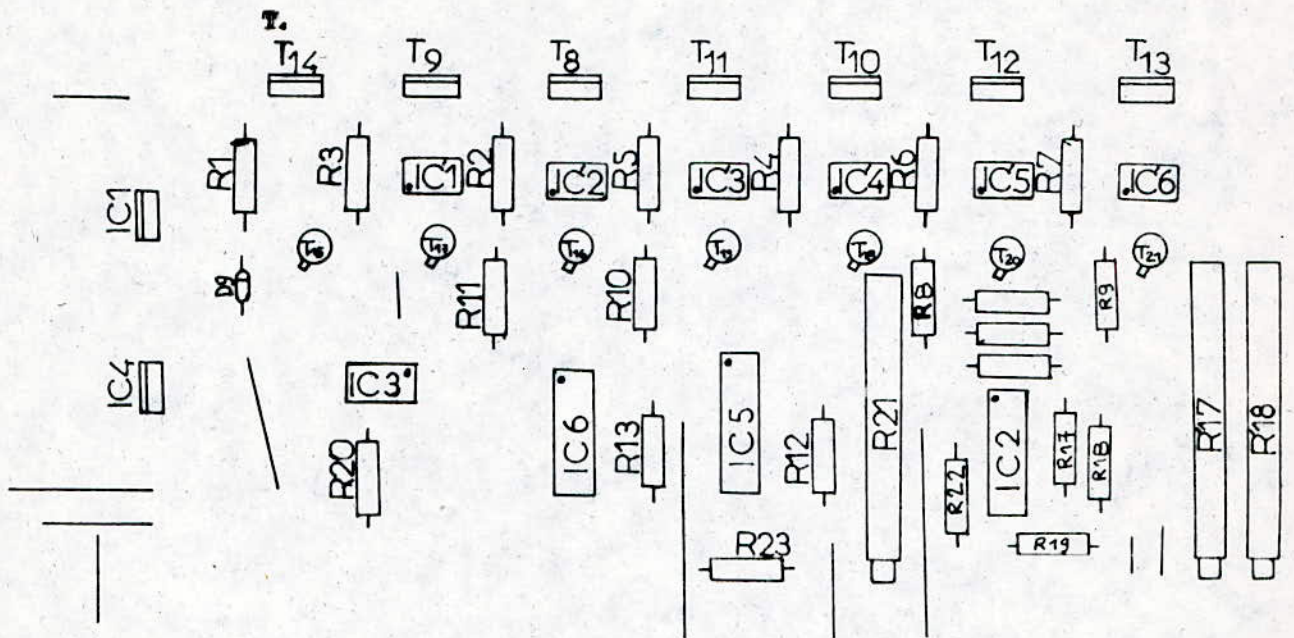
-Le même raisonnement si $e \leq e_2 \leq 0$; on a alors :

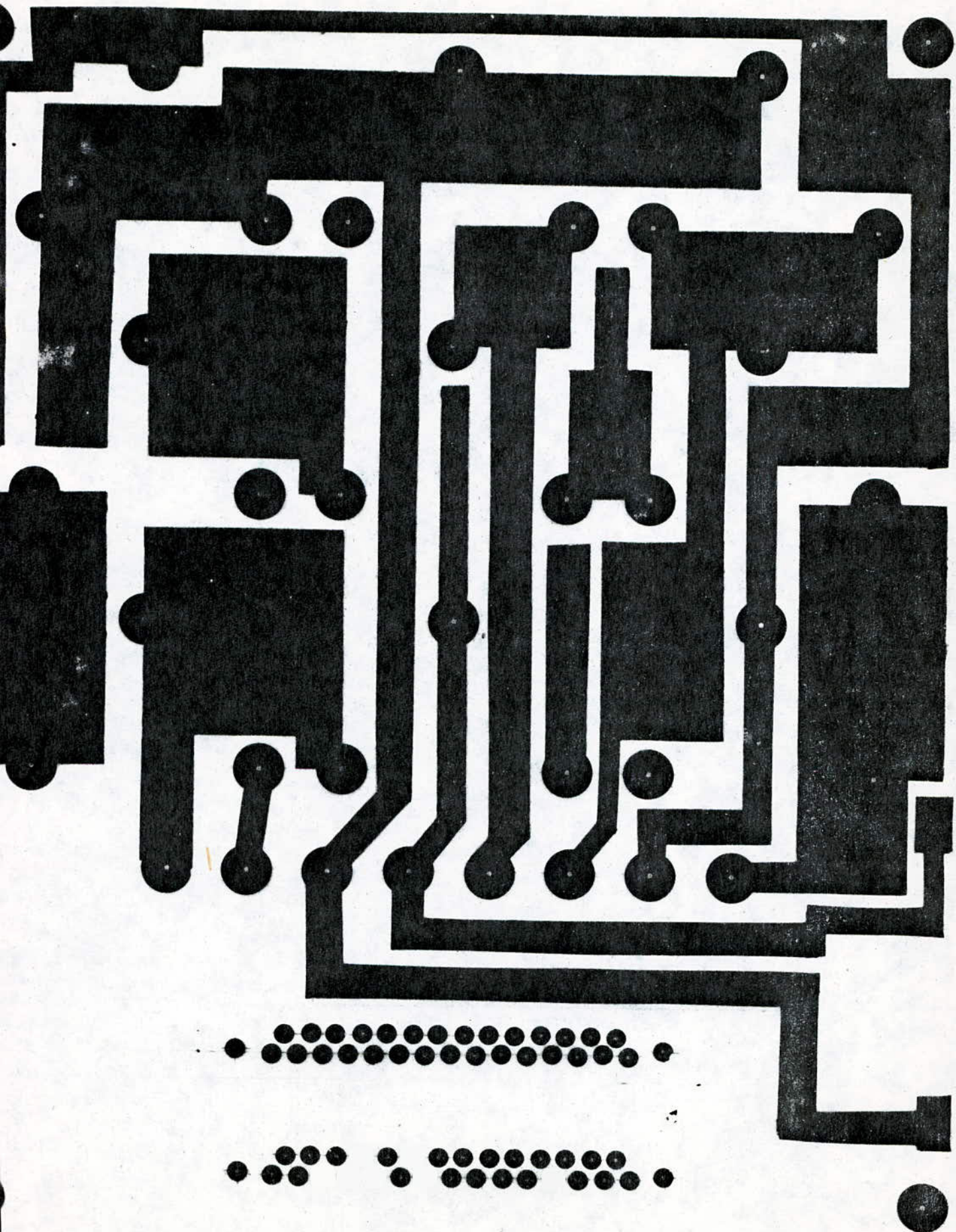
$$s = e_2 \quad (V-18)$$

Chapitre VI " REALISATION PRACTIQUE "

I-CIRCUITS IMPRIMES







II-LISTE DES COMPOSANTS

Resistances :

$R_1 = 100 \text{ Ohm } 2W$
 $R_2 \text{ à } R_7 = 470 \text{ ohm } 1/4W$
 $R_8 = R_9 = 15 \text{ Kohm } 1/4W$
 $R_{10} = R_{11} = 6,8 \text{ Kohm } 1/4W$
 $R_{12} = R_{13} = 1,5 \text{ Mohm } 1/4W$
 $R_{14} = 11 \text{ Kohm } 1/4W$
 $R_{15} = R_{16} = 1,1 \text{ Kohm } 1/4W$
 $R_{17} = R_{18} = 15 \text{ Kohm } 1/4W$
 $R_{19} = 1,1 \text{ Kohm } 1/4W$
 $R_{20} = 1,1 \text{ Kohm } 1/4W$
 R_{21} ajustable de 2,2 Kohm
 $R_{22} = 39 \text{ Kohm } 1/4W$
 $R_{23} = 3,9 \text{ Kohm } 1/4W$

Transistors :

$T_1 \text{ à } T_7$ BUY 69 A
 $T_8 \text{ à } T_{14}$ BD 136
 $T_{15} \text{ à } T_{21}$ 2N 2222

Diodes :

$D_1 \text{ à } D_8$
 D_9 1N 4148

C - Intégrés :

$IC_1 \text{ à } IC_6$ 4N 33
 IC_1 MC 7808
 IC_2 TL 084
 IC_3 LM 741

IC₄ TDB 2905
 IC₅ MC 14027
 IC₆ MC 14069

III-CALCUL DES RADIATEURS

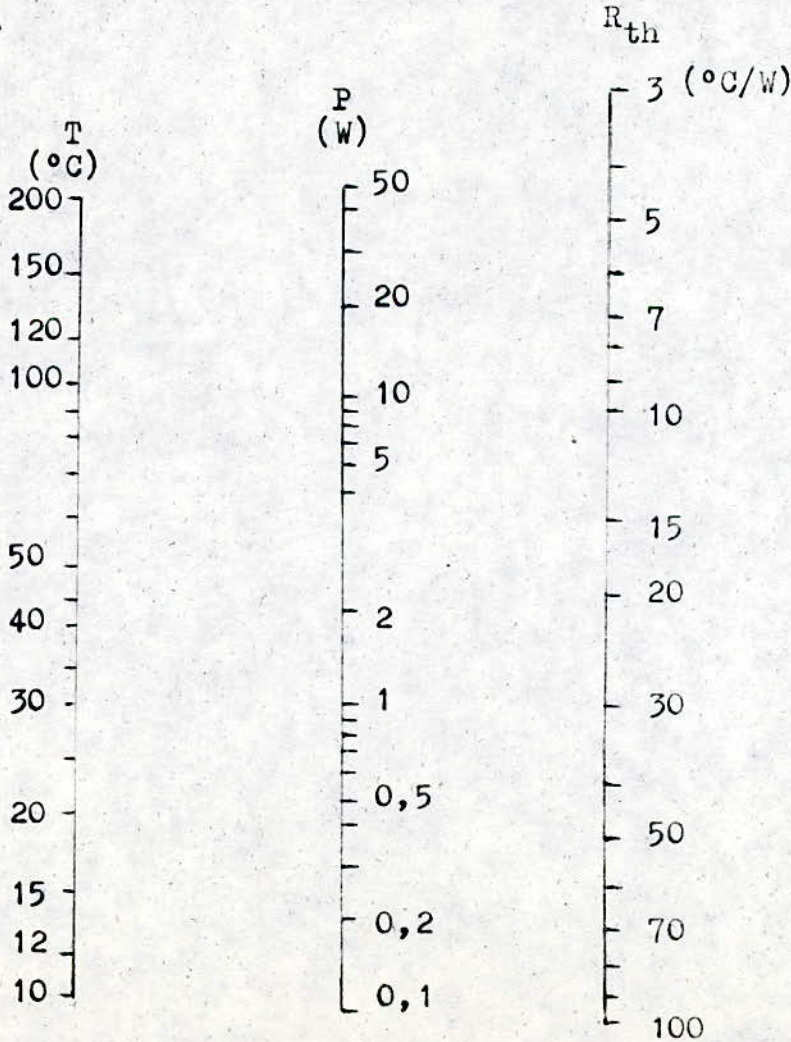
La resistance thermique totale est donnée par :

$$R_{th\ tot} = R_{thJB} + R_{thBR} + R_{thRA} \quad (VI-1)$$

On a la relation qui donne la temperature de jonction :

$$\theta_j = \theta_A + R_{th\ tot} \cdot P_F \quad (VI-2)$$

Pour la determination des dimensions on utilisera l'abaque suivant .



IV-PUISSANCE DU MOTEUR

La masse de l'ensemble (fauteuil roulant , batteries , le systeme de commnde et l'handicapé) est au plus égale à 200 Kg .

Pour un coefficient de frottement de 0,01 et une rampe de 10% ; la force nécessaire pour faire trainer le fauteuil est :

$$F = M.g.\sin\alpha + M.g.f \quad (\text{VI-3})$$

où : $M = 200 \text{ Kg}$
 $f = 0,01$
 $g = 10 \text{ m/s}^2$
 $\sin\alpha = 0,1$

A.N : $F = 220 \text{ N}$

Si le diametre des roues est : $D = 0,5 \text{ m}$

alors sur chaque roue nous devons developper un couple:

$$M = F.D/4 \quad (\text{VI-4})$$

A.N : $M = 27,5 \text{ mN}$

La puissance du moteur est donnée par :

$$P = M.V/(D/2) \quad (\text{VI-5})$$

où : V vitesse de deplacement du fauteuil

Si on desire que $V_{\text{max}} = 5 \text{ Km/h}$ sur une rampe de 10% ; alors :

$$P = 150 \text{ W}$$

Pour $\sin = 0$ (sur plat) ; avec les moteurs de 150 W ; le fauteuil atteint une vitesse :

$$V = 54 \text{ Km/h}$$

INTRODUCTION

Grâce à la technologie moderne , on a pu , par des simples mots , commandé des machines dans les différents domaines sans l'intervention manuelle ou toute autre action ; c'est un moyen de communication indépendant des yeux et des mains , il permet de faciliter la mobilité de l'opérateur , d'utiliser les mains et les yeux à d'autres tâches etc... D'où une réponse pratiquement immédiate .

Le traitement numérique de la parole permet des aides importantes aux handicapés moteurs pour la mise en marche d'un fauteuil roulant . Apprendre à conduire un fauteuil roulant est aisé , il suffit de prononcer les différents éléments vocabulaires ou mots de commande .

Chapitre I " SIGNAL ACOUSTIQUE VOCAL "

I-SIGNAL VOCAL

Introduction

Il est nécessaire avant toute mise en équation d'un phénomènes physique , de l'étudier afin d'en connaître les mécanismes et de déterminer ces caractéristiques .

Il sera nécessaire de donner la description du système phonatoire et de définir les paramètres qui lui sont propres .

I-1 LA PAROLE NATURELLE

I-1.1 LE SYSTEME VOCAL

La parole humaine est produite par le système phonatoire . Il est constitué par les éléments suivants :

- a) Les poumons et le conduit trachéo-bronchique ; qui servent respectivement de générer l'air et l'acheminement vers le reste du conduit vocal .
- b) Le larynx : c'est un ensemble de muscles qui servent pour l'émission du son .

c) Conduit vocal : subconstitué des cavités nasales , de la cavité buccale et celle du pharynx .
Le couplage acoustique entre le conduit buccal et le conduit nasal est contrôlé par le voile .

I-1.2 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Le système phonatoire se comporte comme un instrument à vent dans lequel nous trouvons une source d'énergie , un système d'excitation et un système de résonateurs ; le signal vocal sera la réponse de ce dernier à une excitation donnée .

On distingue deux différents modes d'excitation :

-Excitation périodique : due à la vibration des cordes vocales lors du passage d'une bouffée d'air ; le signal d'excitation est sensiblement triangulaire donc périodique , il est à l'origine de la production des voyelles et de certaines consonnes .

-Excitation non périodique : On distingue deux types d'excitation :

a) Excitation due à un flot d'air turbulent créé en certains points de resserrement , c'est un bruit blanc dont le spectre est pratiquement plat ; il est à l'origine de la production des fricatives (/s/ ; /f/ ; /ch/) qui sont non voisées ; leurs correspondantes voisées : (/z/ ; /v/ ; /j/) dues à la superposition des deux excitations (périodiques et non périodiques) .

b) Excitation due à une brusque variation de pression . C'est un signal qui ressemble à un échelon unitaire ; il est à l'origine de la production des plosives (ou occlusives) non voisées : (/p/ ; /t/ ; /k/) . Leurs correspondantes voisées ou sonores : (/b/ ; /d/ ; /g/) .

Dûes à la superposition des deux excitations périodiques et non périodiques .

Lorsque le voile du palais s'abaisse (d'où fermeture partielle du conduit buccal) le conduit nasal sert alors de canal de transmission d'où la fermeture des nasales : (/m/ ; /n/) .

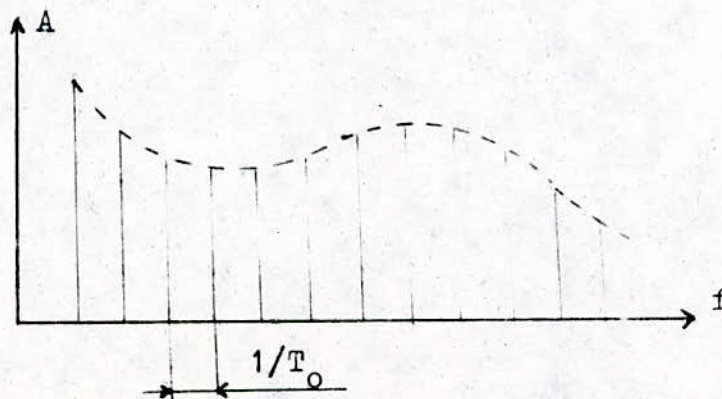
I-2 PARAMETRES ACOUSTIQUES DE LA PAROLE

Au signal de la parole on associe des paramètres phonétiques et des paramètres prosodiques .

I-2.1 PARAMETRES PHONETIQUES

Ce sont des paramètres liés au spectre , on cite :

- L'intervalle de silence : exemple occlusion avant l'émission l'émission de plosives .
- Les formants : pour la plupart des voyelles , trois ou quatre résonances apparaissent dans le spectre , on les désigne par les formants qui sont caractérisés la position , l'amplitude et la bande passante à trois db .



Leurs positions sont caractéristiques d'une voyelle donnée .

-Spectre continu large bande :

c'est la distribution de pressions acoustiques suivant une échelle fréquentielle du spectre à court terme .

I-2.2 PARAMETRES PROSODIQUES

Ce sont des paramètres liés à l'état du locuteur , on cite :

-Fréquence fondamentale : c'est la fréquence de vibration des cordes vocales .

-La durée : c'est le temps qui s'écoule pour la production d'un phonème , d'un groupe de phonèmes ou d'un échantillon .

-La puissance moyenne du spectre : c'est l'énergie sur un intervalle de temps de 10 à 25ms .

I-3 MODELISATION DU CONDUIT VOCAL

Lors de la production de la parole , le conduit vocal prend des phases successives de stabilité et d'évolution à cause de la variation de sa fonction de transfert .

Certains chercheurs ont créé des modèles physiques qu'ils ont simulés sur ordinateur et dont les validités sont prouvées par des tests de synthèse .

Chapitre II " ANALYSE MATHEMATIQUE DU SIGNAL VOCAL "

INTRODUCTION

Le traitement du signal vocal est très difficile du fait de sa redondance , car en plus de l'information subjective qu'il apporte , il véhicule l'information relative au locuteur telle que l'accent , le rythme et l'intonation .

En plus , il est éminemment variable pour un locuteur donné (état émotif , état physique) .

Du fait que le signal vocal a un caractère analogique , on doit passer par un échantillonnage pour en permettre le traitement .

I-ANALYSE DU SIGNAL VOCAL

I-1 ANALYSE TEMPORELLE

a) Densité de passage par zero

On peut éstimer la valeur des formants caractérisants une voyelle ou une consonne par comptage du nombre de changement du signe sur une durée après filtrage passe bande .

b) Codage des extremas

On peut mesurer la fréquence fondamentale (pitch) d'un son voisé si on précède à cette analyse un filtre passe-bas ($0 \leq f \leq 600\text{Hz}$), par mesure des intervalles séparants deux extremas relatifs .

I-2 ANALYSE SPECTRALE

On distingue deux types d'analyses :

- Analyse spectrale à long terme
- Analyse spectrale à court terme

a) Analyse spectrale à long terme

Dans cette analyse on détermine directement la transformée de Fourier .

On distingue deux types de transformées de fourier :

-T.F pour signaux apériodiques :

Soit un signal $x(t)$ apériodique , sa transformée de Fourier est définie par :

$$X(f) = \int x(t) \cdot \exp(-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot t) \cdot dt \quad (\text{II-1})$$

$$x(t) = \int X(f) \cdot \exp(j \cdot 2 \cdot \pi \cdot t \cdot f) \cdot df \quad (\text{II-2})$$

Soit un signal $x(t)$ apériodique discret , sa T.F est :

$$X(f) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x(k) \cdot \exp(-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot k) \quad (\text{II-3})$$

$$x(k) = \int X(f) \cdot \exp(j \cdot 2\pi \cdot f \cdot t) \cdot df \quad (\text{II-4})$$

avec : f: fréquence d'échantillonnage

$$\text{et } T_e = \frac{1}{f}$$

-T.F pour signaux périodiques :

Soit un signal $x(t)$ périodique de période T_0 , sa T.F est :

$$X(n) = \frac{1}{T_0} \int x(t) \cdot \exp(-j \cdot 2\pi n \cdot f \cdot t) \cdot dt \quad (\text{II-5})$$

$$x(t) = \sum X(n) \cdot \exp(j \cdot 2\pi n \cdot f \cdot t) \quad (\text{II-6})$$

La T.F définie dans ce cas les coefficients de Fourier .

Soit un signal périodique discret $x(t)$, sa T.F est :

$$X(n) = \sum_{K=0}^{N-1} x(k) \cdot \exp(-j \cdot 2\pi \frac{n}{N} \cdot k) \quad (\text{II-7})$$

$$x(k) = \frac{1}{N} \cdot \sum_{K=0}^{N-1} X(K) \cdot \exp(j \cdot 2\pi \frac{n}{N} \cdot K) \quad (\text{II-8})$$

avec : N Nombre d'échantillon dans la période temporelle ou fréquentielle .

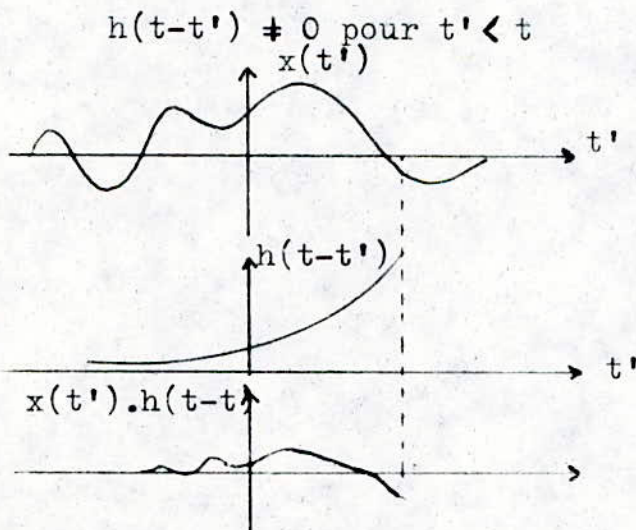
b) Analyse à court terme

Comme le signal acoustique de la parole est un signal quasi-stationnaire, par conséquent son spectre de fréquence n'évolue que lentement dans le temps.

Le calcul normal du spectre du signal d'un mot exige la connaissance de tout le signal, ce qui rend le traitement impossible. On utilise donc la transformée de fourier à court terme qui est une opération facilement réalisable par un circuit appelé analyseur à bande de filtres.

b-1) Méthode de calcul de la T.F.C.T

soit un signal $x(t)$ transformé de façon que l'intégration à un instant donné s'effectue sur des valeurs passées, on doit donc multiplier $x(t)$ par une fenêtre $h(t-t')$



La transformée de fourier à court terme est définie comme :

$$X(\omega, t) = \int_{-\infty}^t x(t') \cdot h(t-t') \cdot \exp(-j \cdot \omega \cdot t') \cdot dt' \quad (\text{II-9})$$

Comme la transformée inverse existe donc l'information contenue dans $X(t)$ est véhiculée par $X(t, \omega)$.

On opère par un changement de variable :

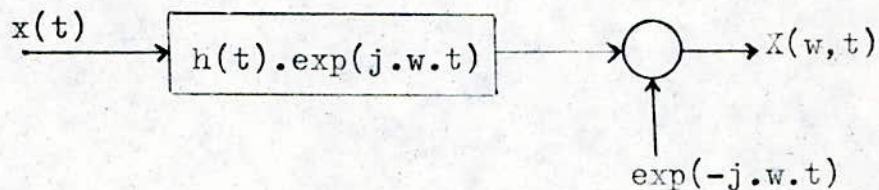
$$\underline{k=t-t'}$$

$$X(\omega, t) = \int x(t-k) \cdot h(k) \cdot \exp(-j \cdot \omega \cdot (t-k)) \cdot dk \quad (\text{II-10})$$

donc :

$$X(\omega, t) = \exp(-j\omega t) \cdot (X(t) * h(t) \cdot \exp(j\omega t)) \quad (\text{II-11})$$

schéma fonctionnel :



b-2) Module de la T.F.C.T

Les paramètres pertinents du mot d'ordre sont donnés par le module $X(\omega, t)$.

Le calcul de $X(\omega, t)$ est long, pour l'accélérer on utilise le procédé suivant :

$$\left| X(\omega, t) \right| = \left| \exp(-j\omega t) \right| \cdot \left| X(t) * h(t) \cdot \exp(j\omega t) \right| \quad (\text{II-12})$$

$$X(\omega, t) = \exp(-j \cdot \omega \cdot t) \cdot (A + B) \quad (\text{II-13})$$

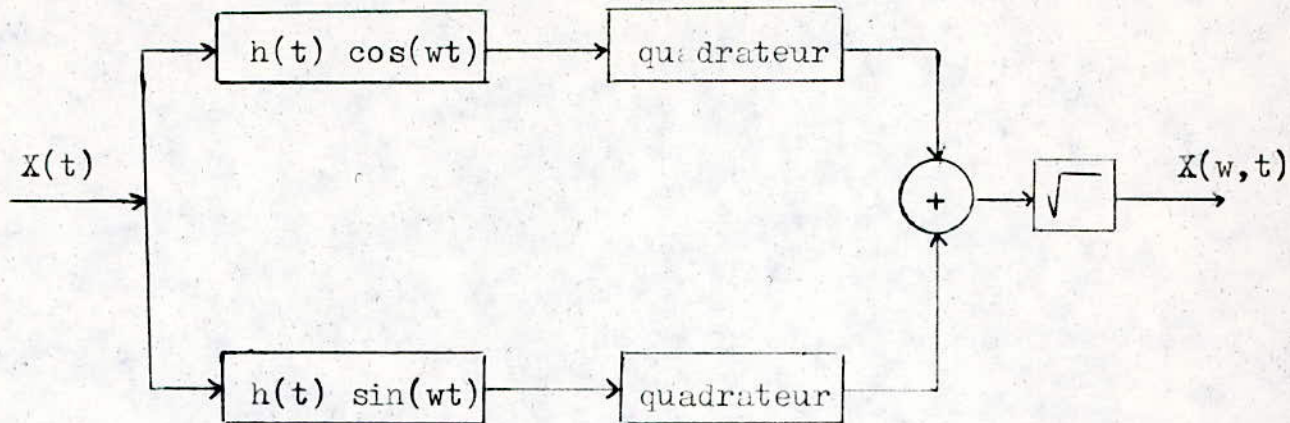
Ave

avec : $A = \underline{x(t) * h(t) \cdot \cos(\omega \cdot t)}$

et

et : $B = \underline{j \cdot x(t) * h(t) \cdot \sin(\omega \cdot t)}$

Ce qui permet d'avoir le schéma suivant :



On remarque que la réalisation physique est très lourde, on utilise donc le détecteur d'enveloppe.

L'enveloppe du signal $f(t)$ est définie par :

$$e(t) = (f(t)^2 + \hat{f}(t)^2)^{1/2} \quad (\text{II-14})$$

Avec :

$\hat{f}(t)$: transformée de Hilbert de $f(t)$ définie comme :

$$f(t) \longrightarrow \hat{f}(t) = f(t) * \frac{1}{\pi \cdot t} \quad (\text{II-15})$$

On montre que :

$$\hat{a}(w, t) = b(w, t)$$

$$\hat{a}(w, t) = H(x(t) * h(t) \cdot \cos(w \cdot t)) = x(t) * h(t) \cdot \cos(w \cdot t) * \frac{1}{\pi \cdot t} \quad (\text{II-16})$$

Si les spectres de $h(t)$ et $\cos(wt)$ ne se chevauchent pas, donc on peut écrire :

$$\hat{a}(w,t) = x(t) * h(t) \cdot H(\cos(w \cdot t)) = x(t) * h(t) \cdot \sin(w \cdot t) \quad (\text{II-17})$$

donc :

$$X(w,t) = (a^2(w,t) + \hat{a}^2(w,t))^{1/2} \quad (\text{II-18})$$

CONCLUSION

Le module de $X(w,t)$ est l'enveloppe de $a(w,t)$.
 Cette detection est approximée par l'analyseur à banc de filtres .

II-ANALYSE NUMERIQUE

La modulation d'un peigne de dirac unitaire par un signal continu produit l'échantillonnage théorique de ce dernier , on obtient des échantillons séparés par la période du peigne utilisé

$$x(t) \longrightarrow x^*(t)$$

avec :

$$x^*(t) = x(t) \cdot \Pi(t) = \sum x(k \cdot T_0) \cdot \delta(t - k \cdot T_0) \quad (\text{II-19})$$

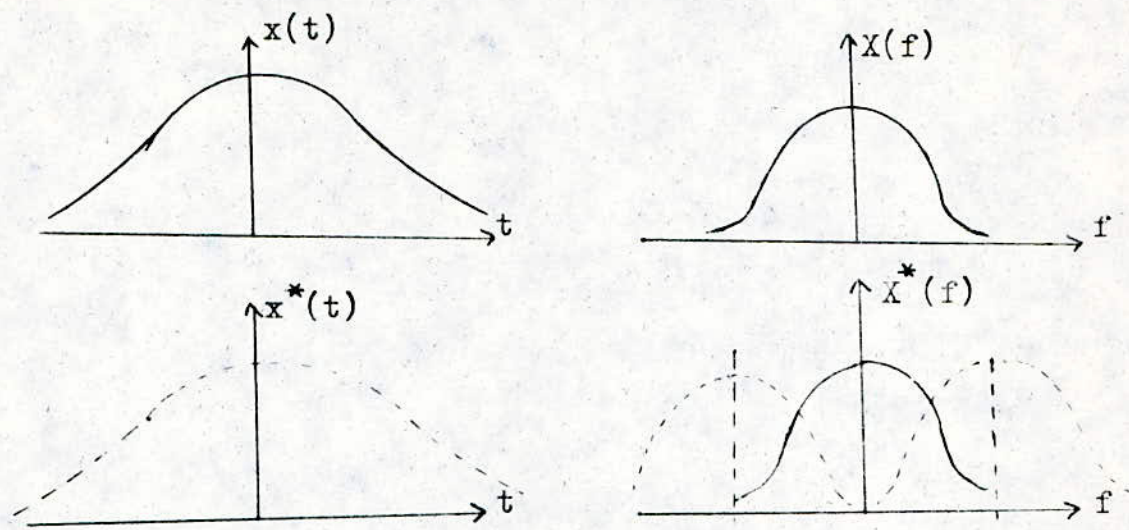
II-1 SPECTRE DU SIGNAL ECHOTILLONNE

$$x^*(t) \longrightarrow X^*(f) = X(f) \sum \frac{1}{T_0} \cdot (f - n \cdot f_0) \quad (\text{II-20})$$

$$X^*(f) = \frac{1}{T_0} \cdot \sum X(f - n \cdot f_0) \quad (\text{II-21})$$

Le spectre obtenu est une repetition du spectre du signal avant l'échantillonnage .

Pour pouvoir reconstituer le signal $x(t)$, il faut que la fréquence d'échantillonnage soit supérieure à $2.f_m$; (f_m fréquence maximale du signal $x(t)$) Condition de SHANNON



II-2 TRANSFORMATION DE FOURIER DISCRETE

La transformée de fourier discrète est une représentation spectrale d'une suite temporelle periodique .

On distingue :

- T.F.D pour un signal de brève durée
- T.F.D pour un signal de longue durée

Pour le premier cas l'operateur est resumée sous la forme suivante :

$$x(t) \rightarrow x(t) \cdot \delta_{T_1}(t) \rightarrow \underbrace{T_0(x^*(t) * \delta_{T_0}(t))}_{x_p^*(t)} \quad (II-22)$$

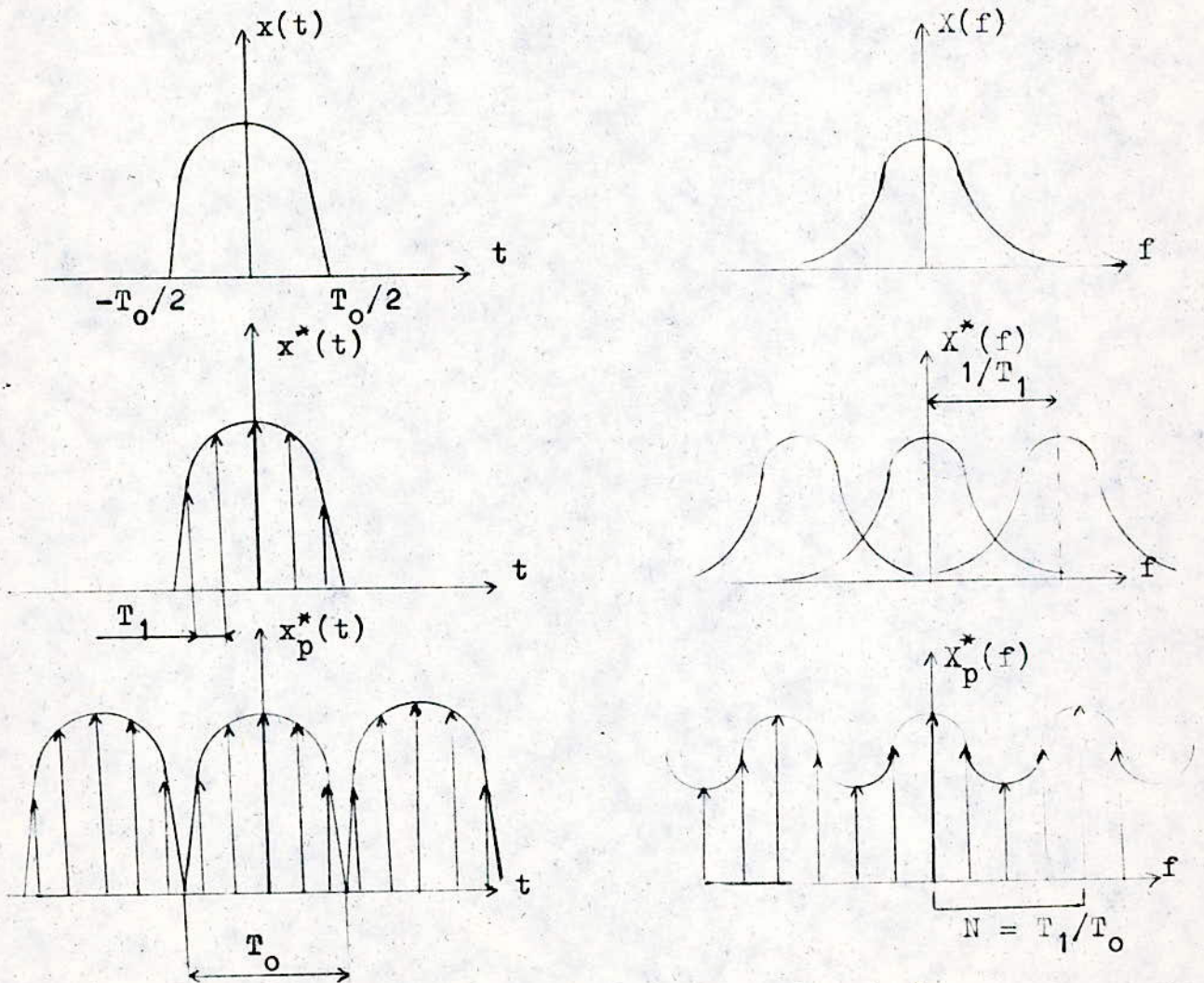
$$x_p^*(t) \rightarrow X_p^*(f)$$

CONCLUSION

Les motifs du signal $x_p(t)$ sont des répliques de $x(t)$ multipliés par T .

Les motifs du spectre sont des répliques de $X(f)$ multipliés par $\frac{1}{T}$.

Le signal temporel présente le même nombre d'échantillons dans une période que le signal fréquentiel. donc la période fréquentielle.



Pour le 2nd cas : les étapes à suivre sont les suivantes ;

-Echantillonnage : $x^*(t) = x(t) \cdot \Pi(t)$

-Une limitation : $x^{**}(t) = x^*(t) \cdot \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right)$

-Une periodisation : $x_1(t) = \sum_{-\infty}^{+\infty} x^{**}(t-k \cdot T)$

Le spectre est donné par :

$$X(n) = \sum_{k=0}^{N-1} X(k) \cdot \exp(-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot \frac{n}{N} \cdot k)$$

où : N est le nombre d'échantillon par période temporelle ou fréquentielle

Si on pose $W = \exp(j \cdot 2 \cdot \pi / N)$

on a donc :

$$\begin{pmatrix} X(0) \\ X(1) \\ \vdots \\ X(N-1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} W^0 & W^0 & W^0 & \dots & W^0 \\ W^0 & W^1 & \dots & \dots & W^{N-1} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ W^0 & W^{N-1} & \dots & \dots & W^{N-1} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} x(0) \\ x(1) \\ \vdots \\ x(N-1) \end{pmatrix}$$

La matrice [W] peut se mettre sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} W_1 & W_2 \\ W_3 & W_4 \end{bmatrix}$$

avec : W_2 conjugué de W_1 avec rotation de cette dernière sur la dernière colonne ; soit $N/2$ si N est pair .

W_3 conjugué de W_1 avec une rotation de cette dernière autour de la dernière ligne .

W_4 obtenue après deux rotations successives de W_1 autour de sa dernière , l'autre autour de sa dernière ligne .

Remarque :

W c'est la matrice initiale W à laquelle on a enlevé la première ligne et la première colonne qui sont égales à zéro .

$$X(N-1) = \sum_k X(k) \cdot W^{(N-1)k} = \sum_k X(k) \cdot W^{-I \cdot k} = X(I)^T \quad \text{II-23}$$

Les échantillons constituant les périodes spectrales des T.F.D et qui sont symétriques par rapport aux extrémités de chaque point sont conjugués .

III-ANALYSE PAR PREDICTION LINEAIRE

La prédiction linéaire est un outil de base pour l'analyse de la parole vu son efficacité , sa robustesse , sa rapidité de calcul des paramètres du système linéaire de production de la parole .

Le principe consiste à estimer chaque échantillon de parole comme étant une combinaison linéaire des précédents échantillons . on écrit :

$$\hat{S}(n) = \sum_{k=1}^p a_k \cdot S(n - k) \quad \text{II-24}$$

où : $\hat{S}(n)$: échantillon prédit
 a_k : coefficients prédicteurs
 p : ordre de prediction ; généralement égal à 12

L'échantillon de parole original est lié à l'excitation par la relation :

$$S(n) = \sum_{k=1}^p a_k \cdot S(n - k) + G \cdot U(n) \quad \text{II-25}$$

où : G : Gain

U(n) : excitation à l'instant n .

La transformation en Z de cette expression nous donne :

$$S(z) = \sum_{k=1}^p a_k \cdot S(z) \cdot z^{-k} + G \cdot U(z) \quad \text{II-26}$$

d'où :

$$\frac{S(z)}{U(z)} = \frac{G}{1 - \sum_{k=1}^p a_k \cdot z^{-k}} \quad \text{II-27}$$

L'erreur quadratique totale est définie par :

$$E(p) = \sum_{n_0}^{n_1} e(n)^2 = \sum_{n_0}^{n_1} (S(n) - \hat{S}(n))^2 \quad \text{II-28}$$

où : e(n) erreur de prédiction

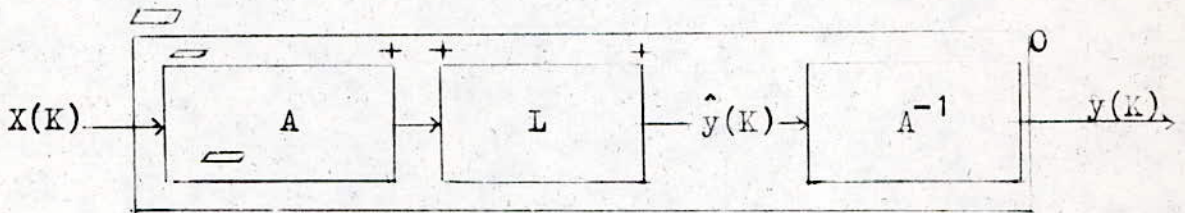
L'approche de base est de déterminer les coefficients prédicteurs optimaux qui correspondent au minimum de l'erreur quadratique moyenne .

Plusieurs critères sont utilisés pour l'optimisation et ainsi on arrive à résoudre des systèmes d'équations à p inconnues et p équations en utilisant la méthode des moindres carrés soit par le biais de la formulation d'autocorrelation ou par celle de **covariance** qui sont les plus utilisées dans les applications dans la synthèse de la parole .

IV-ANALYSE CEPSTRALE :

Le signal vocal est connu par sa non linéarité , donc il sera difficile de mettre le phénomène en équation , nous faisons appel à l'analyse cepstrale qui a l'avantage de separer deux signaux liés par une multiplication ou par une convolution ; c'est le filtrage non linéaire .

Tout système homomorphique peut être representé par trois systèmes en serie .



\square : loi qui régit la combinaison en entrée

O : loi qui régit la combinaison en sortie

L : système linéaire conventionnel

A doit satisfaire :

- Si \square est une multiplication il faut :

$$A(x_1(k)^{a_1} \cdot x_2(k)^{a_2}) = a_1 \cdot A(x_1(k)) + a_2 \cdot A(x_2(k)) \quad \text{II-29}$$

on voit que la fonction logarithme complexe peut vérifier cette relation :

$$\text{si } x(k) = x_1(k) \cdot x_2(k)$$

après première transformation :

$$\hat{x}(k) = \text{Log}(x_1(k)) + \text{Log}(x_2(k))$$

après passage par le système linéaire L qui peut être par exemple un filtre linéaire éliminant $\text{Log}(x_2(k))$.

on aura donc $\hat{y}(k) = \text{Log}(x_1(k))$

après transformation inverse de A ; on obtient :

$$y(k) = x_1(k)$$

Conclusion :

Séparation de deux signaux liés par multiplication

Cepstre : c'est la transformée de fourier inverse du logarithme de la fonction spectre de puissance du signal de la parole .

Chapitre III " PARAMETRISATION DES MOTS DE
COMMANDE EN VUE DE LA RECONNAISSANCE "

I- ANALYSEUR A BANC DE FILTRES

L'analyseur à banc de filtres consiste à réaliser l'analyse spectrale du signal vocal .

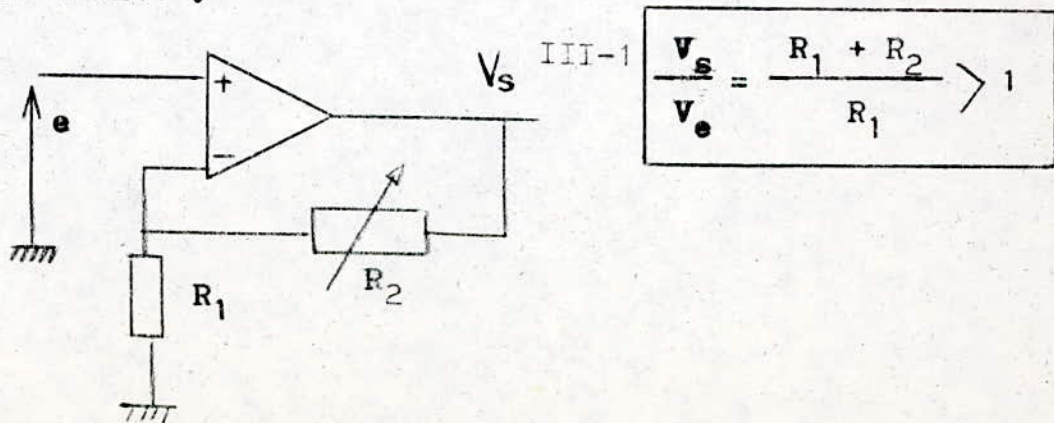
Il n'est pas nécessaire que le nombre de filtres passe-bande soit élevé , car notre objectif n'est pas la reconstitution du signal vocal, mais l'extraction de certains paramètres pertinents véhiculés par la T.F.C.T . Pour cela on se limite à deux khz environ .

Le nombre de canaux suffisants est huit si on utilise l'échelonnement deux des filtres passe-bande .

L'analyseur comprend :

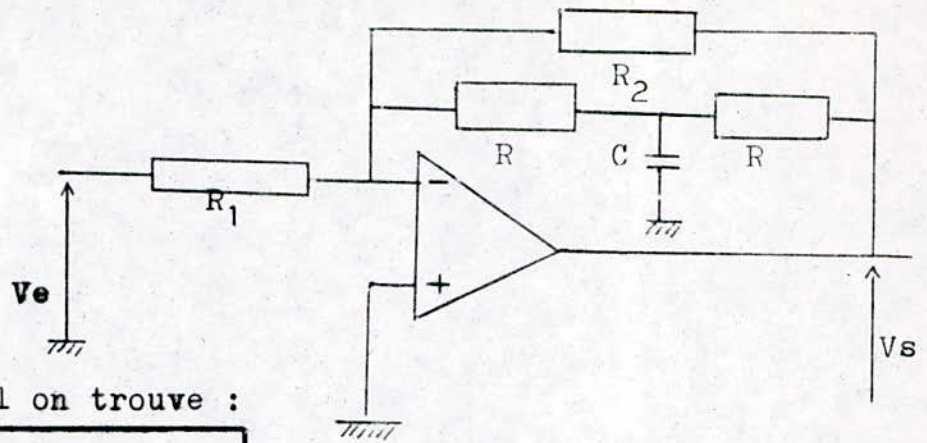
- Un circuit de préamplification:

Il permet d'élever le niveau d'énergie du signal afin qu'il soit possible d'être traité .



- Circuit de préaccentuation :

Lors de la production des mots d'ordre le signal vocal est atténué en hautes fréquences à cause de la désadaptation entre les deux milieux, d'où la nécessité d'utiliser un filtre de préaccentuation.



Après le calcul on trouve :

$$\frac{V_s}{V_e} = F(\omega) = \frac{1 + j\omega/w_1}{1 + j\omega/w_2}$$

III-2

avec :

$$K = \frac{-2 \cdot R_2 \cdot R}{2 \cdot R_1 \cdot R_1 + R_2 \cdot R_1}$$

III-3

$$\omega_1 = \frac{2}{R \cdot C} \implies f_1 = \frac{1}{\pi R \cdot C} = 250 \text{ HZ}$$

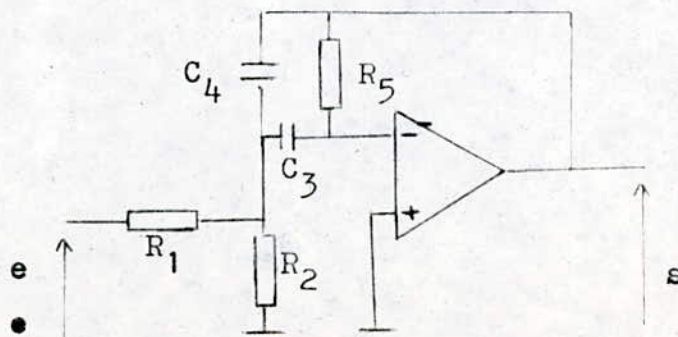
III-4

$$\omega_2 = \frac{1}{R \cdot C} \implies f_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} = 220 \text{ HZ}$$

III-5

- Circuit de filtrage passe-bande :

Chaque canal comprend un filtre passe-bande permettant de privilégier les fréquences de la bande voulue et d'atténuer les autres ; ainsi on utilise les huit filtres pour couvrir toute la bande voulue, soit 2,2KH.



$$G(P) = \frac{V_s(P)}{V_e(P)} = \frac{P}{a \cdot P + b \cdot P + C}$$

III-6

En utilisant la loi des noeuds , et on l'applique aux points A et B on aura :

$$a = R_1 \cdot C_4 \quad \text{III-7}$$

$$b = \frac{C_3 + C_4}{C_3 \cdot R_5} R_1 \quad \text{III-8}$$

$$c = \frac{1}{R_5 \cdot C_3} + \frac{R_1}{R_5 \cdot R_2 \cdot C_3} \quad \text{III-9}$$

La fréquence centrale étant : $\omega_0 = \frac{c}{a}$; qui correspond à :

$$G(\omega_0) = \frac{1}{b} = G \quad ; \quad G : \text{étant le gain nominal}$$

$$Q = \frac{G(\omega_0)}{\omega_0 / c} \quad \text{III-10}$$

$$Q = \frac{\omega_0}{\Delta \omega} \quad ; \quad (\omega \text{ à } -3 \text{ db}) \quad \text{III-11}$$

Expressions des composants :

$$a = \frac{b \cdot Q}{\omega_0} \quad ; \quad c = b \cdot Q \cdot \omega_0$$

$$R_1 = \frac{a}{C_4} = \frac{1}{G \Delta \omega \cdot C_4} \quad \text{III-12}$$

$$R_5 = \frac{R_1 (C_3 + C_4)}{b \cdot C_3} = \frac{(C_3 + C_4)}{\Delta \omega \cdot C_3 \cdot C_4} \quad \text{III-13}$$

$$R_2 = \frac{R_1}{R_5 \cdot C_3 \cdot C - 1}$$

III-14

Pour le calcul des valeurs des résistances , on doit fixer la valeur de C_3 et C_4 , puis on calcul les valeurs des résistances sachant ΔW à - 3 DB et W_0 .

ΔW est calculée en utilisant :

$$G(W_0) = 2 \cdot G\left(W_0 + \frac{W}{2}\right)$$

III-15

| N | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 |
|-----------|------|------|------|------|------|------|-------|-------|
| F_0 | 335 | 541 | 743 | 945 | 1168 | 1442 | 1744 | 2045 |
| F à - 3db | 115 | 115 | 115 | 115 | 145 | 170 | 170 | 170 |
| F à - 6db | 200 | 200 | 200 | 200 | 250 | 300 | 300 | 300 |
| Q | 2.91 | 4.70 | 6.45 | 8.21 | 8.05 | 8.48 | 10.25 | 12.02 |

- Détecteur d'enveloppe :

Ce circuit permet d'obtenir l'enveloppe du signal qui détermine le spectre instantané du signal vocal . Chaque détecteur est disposé après le filtre passe-bande .

Pour avoir une bonne détection , il faut que la décharge de C sur R soit lente , par conséquent la constante de temps soit :

$$\tau = RC \gg \frac{1}{f_{\min}} \implies RC \gg T_{\max} \implies RC \gg \frac{1}{135} \implies RC \gg 7,4 \text{ ms}$$

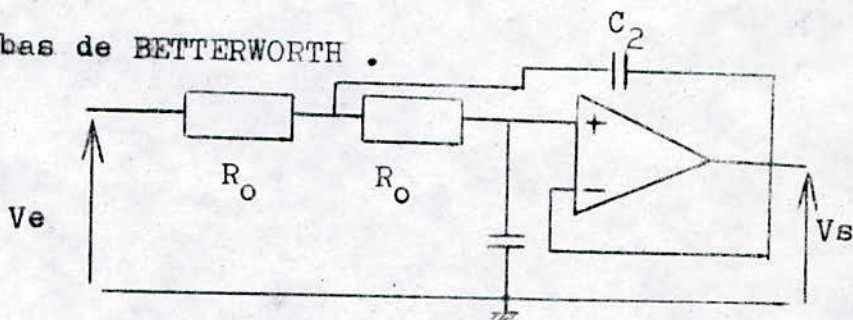
- Filtre passe-bas :

Après chaque détecteur on dispose d'un filtre passe-bas permettant de supprimer les tensions parasites résiduelles et les pics obtenus après détection : C'est un lissage de la courbe .

Pour avoir un bon lissage , on doit utiliser un filtre passe-bas assurant une réponse très plate de bande passante 50 HZ .

La structure de BETTERWORTH présente cet avantage , avec un coefficient d'amortissement stable de 0.707 .

Prototype passe-bas de BETTERWORTH .



En appliquant la loi des noeuds aux points A et B , on aura :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{R_0 \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot P + 2 \cdot C_1 \cdot R_0 \cdot P + 1}$$

III-16

On tire l'expression de ω_0 , on trouve :

$$2 \cdot C_1 \cdot R_0 = \frac{2 \cdot f}{\omega_0}$$

III-18

$$\omega_0 = \frac{1}{R_0 \cdot C_1 \cdot C_2} = \frac{1}{R_0 \cdot C}$$

III-17

On tire :

III-19

$$C_1 = 0.707 \cdot C$$

et

$$C_2 = 1.414 \cdot C$$

III-20

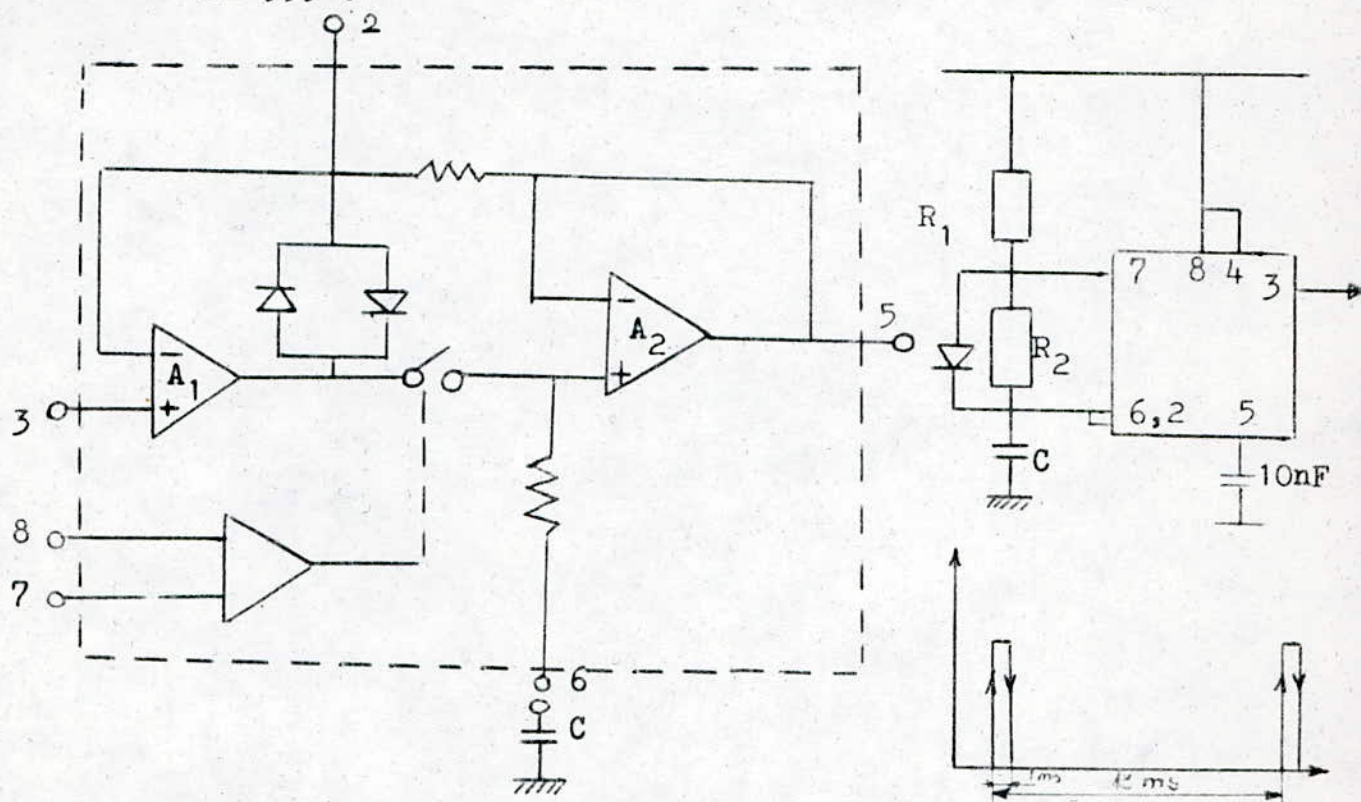
L' échantillonneur-bloqueur :

Le signal du filtre passe-bas , passe par la suite dans l'échantillonneur-bloqueur afin que le traitement se fasse par échantillon .

Comme le signal vocal est quasi-stationnaire durant 10 à 25 ms ;

On doit donc prélever un échantillon durant chaque période de 13 ms .

L'interrupteur de l'échantillonneur est est commandé par un astable NE 555 .



FONCTIONNEMENT :

Quand le signal logique de commande est au niveau 1 , l'interrupteur I se ferme , ce qui rend le condensateur C en liason directe avec la sortie de A_1 , d'où une charge rapide de C grâce au courant de sortie de l'ampli 2 .

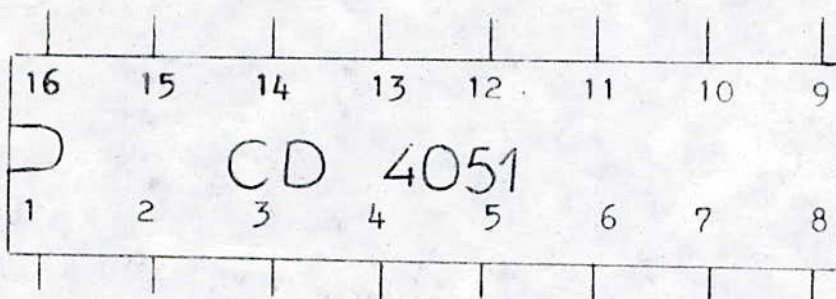
Quand le signal logique est au niveau zéro , l'interrupteur I s'ouvre ce qui permet l'isolement de C du signal d'entrée $e(t)$, et la tension aux bornes de C est maintenue , car l'impédance d'entrée de A_2 est très élevée .

- Multiplexeur :

On peut réduire le nombre de convertisseurs A/N par l'utilisation

d'un multiplexeur servant à scruter tour à tour les échantillons de chaque canal sous contrainte que le temps de conversion ne doit pas dépasser 12 ms .

Pour cette opération , on utilise le CD 4051 , qui est un multiplexeur à huit entrées .



La sélection d'une entrée se fait par les broches 9,10,11 , à l'aide d'une tension digitale . Pour permettre d'ouvrir tout les commutateurs simultanément , le CD 4051 est muni d'une entrée de validation (inhibit) .

- Convertisseur analogique-numérique :

Pour cette opération , on utilise le convertisseur ADC 804 , qui est à huit bits . Le principe de conversion est basé sur les comparaisons successives de la donnée à convertir aux différents niveaux de tensions correspondants à chaque état du registre interne .

Rôle des broches principales :

- \overline{CS} : Broche 1 ; active à l'état bas , permettant d'activer les signaux de lecture ou d'écriture \overline{RD} et \overline{WR} .
- \overline{RD} : Broche 2 ; active à l'état bas , permettant de valider les sorties du convertisseur .
- \overline{WR} : Broche 3 ; le passage à l'état bas remet à zéro le registre interne , la remontée déclenche la conversion .
- \overline{INTR} : Broche 5 ; le passage à l'état bas signifie la fin de conversion , une fois que le contenu à la sortie du CAN est lu \overline{WR} passe à l'état bas d'où la remise automatique à 1 de \overline{INTR} .

II AQUISITION DE DONNEES

II- 1 PRINCIPE

Les transferts de données et l'envoi des impulsions de commande des circuits logiques (multiplexeur , CAN , etc , ...) sont décidés par le microprocesseur et correspondent à l'exécution d'une instruction d'entrée (lecture) ou une instruction de sortie (écriture) , placée dans le programme .

Pour des raisons technologique on préfère d'utiliser le TMS 320 10 du TEXAS instruments , qui est un calculateur ultra rapide .

Lorsque le NE 555 présente un front descendant , le programme doit déclencher la conversion , tout en assurant une synchronisation entre la sélection d'entrée du multiplexeur et le déclenchement de conversion ; il faut donc que le microprocesseur sache l'arrivée du front descendant ; ce dernier attaque un monostable dont la sortie est reliée au bit b_7 du port P1 .

Le déclenchement du programme de conversion revient à tester ce bit . Une fois 1 logique est présent dans le port 1 (bit b_7) les trois premiers bits du même port prennent la valeur 0 logique et la première entrée du multiplexeur est donc sélectionnée .

Une fois la conversion est achevée la broche $\overline{\text{INTR}}$ passe à l'état bas , donc INTR sera au niveau logique 1 , en reliant cette broche inversée au bit b_6 du port 1 , la lecture du contenu disponible à la sortie du convertisseur A/N est lancée en testant ce bit.

Une fois la lecture est achevée $\overline{\text{WR}}$ passe à l'état bas et $\overline{\text{INTR}}$ passe automatiquement à 1 .

Le début de conversion est signalé par $\overline{\text{WR}}$, cette dernière est l'entrée de commande de basculement d'un monostable dont la sortie

est reliée au bit b_5 du port 1 . Si ce bit est au niveau logique 1 , une instruction de sortie permettant d'augmenter le contenu des trois premiers bits du port 1 afin de sélectionner l' entrée suivante du multiplexeur .

L'aquisition de données est obtenue en utilisant le port 2 qui est relié à la sortie du CAN , le stockage de données consiste alors à lire le contenu de ce port et le ranger dans une position mémoire .

REMARQUE :

Le monostable qu'on peut utiliser , est celui de la serie SN 74121 dont les caractéristiques seront données dans l'annexe

Le monostable est utilisé pour retarder l'impulsion . (30 à 35 ns)

II-2 ORGANIGRAMME

L'organigramme comporte trois parties :

- Initialisation
- opérations de tests , de synchronisation , de commande .
- Stockage de données analogiques dans les mémoires RAM que dispose le TMS 320 10 .

(Voir organigramme complet donné à la fin du Chapitre IV)

II-3 CRITERES DU CHOIX DU TMS 320 M 10

- Possibilités d'extension mémoire
- Rapidité d'execution des programmes (cycle 200 ns)
- Possède l'instruction " multiplication "

Chapitre IV " RECONNAISSANCE DU DITIONNAIRE DE REFERENCE "

PREAMBULE

En ce qui concerne notre travail , nous nous intéresserons à la reconnaissance des mots isolés de commande (avance , recule , stop , etc ,...) ; prononcés par un seul locuteur (maître du système) , que le système de reconnaissance l'interprète afin de générer les impulsions de commande et de consigne , permettant de donner une configuration au circuit de contrôle de vitesse (hacheur à transistors) . Cependant , les problèmes rencontrés dans cette phase sont à caractères très spécifiques ; ainsi il faut noter qu'à contenu phonétique égal , le signal vocal est très variable ; on distingue :

- La variabilité intralocuteur : intensité acoustique , vitesse d'élocution .
- Altérations subit par le signal lors des différentes phases de traitement .
- Bruit de fond
- Réverbération

Le problème de reconnaissance des mots de commande est résolu par la méthode globale de reconnaissance de formes , qui s'intéresse à l'aspect acoustique du signal vocal . Elle conduit à réaliser la décision après évaluation du taux de dissemblance entre l'ordre à reconnaître et la série de mots de référence , par mesure adéquate de la distance , et ce par l'utilisation de la technique de la programmation dynamique basée sur l'optimisation périodique , et en fin de comparaison , elle fournit le mot qui se rapproche le plus au mot à reconnaître .

I- APPRENTISSAGE

Cette phase est très importante , elle consiste à créer un dictionnaire de référence qui comporte les six mots d'ordre (avance , recule , stop , vite , droite , gauche) ; c'est faire correspondre à chaque mot une matrice que le système de reconnaissance comprendra ; ainsi les six matrices constituent le dictionnaire de référence .

Dans cette phase on doit prononcer (maître du système) chaque mot d'ordre plusieurs fois , la sortie du CAN étant branchée à un micro-ordinateur , on visualise la matrice normalisée (nombre de lignes étant huit , nombre de colonnes dépendant de la longueur du mot de commande) .

La transcription étant variable d'une élocution à l'autre , on en tire donc une moyenne assortie d'une estimation des variations pouvant survenir dans sa prononciation ; estimation qui se traduit par un écart type .

Cette opération se fait pour chaque mot . Une fois les six matrices normalisées sont acquises , on sauvegarde l'ensemble dans six plages mémoires (EPROM) .

II- RECONNAISSANCE

II-1 APPLICATION DE LA PROGRAMMATION DYNAMIQUE

Le principe de la reconnaissance des mots de commande est basé sur la programmation dynamique ; il consiste à déterminer la meilleure superposition de deux mots ; elle se fait d'une manière globale sur les échantillons ou trames de mots ; plus la distance associée à la comparaison est importante , plus ils sont loins d'être identiques .

II-1.1 PROGRAMMATION DYNAMIQUE

La programmation dynamique permet l'optimisation d'une fonction séparable à plusieurs variables liés par des contraintes .

Son principe était homogénéisé et formalisé par RICHARD BELLMAN dans les années cinquante , et qui énoncée dans son livre en collaboration avec S. DREYFUS , comme suit :

" Une politique optimale est telle que , quels que soient l'état initial et la décision initiale , les décisions suivantes doivent constituer une politique optimale par rapport à l'état résultant de la première décision "

II-1.2 CONDITIONS D'APPLICATION DE LA PROGRAMMATION DYNAMIQUE

- Le problème doit être séquentiel
- La fonction à plusieurs variables doit être séparable
- Soit la fonction $f(x,y,z) = h(x,g(y,z))$; on a :
$$\underset{x,y,z}{\text{opt}} f(x,y,z) = \underset{x,y,z}{\text{opt}} h(x,g(y,z)) = \underset{x}{\text{opt}} h(x, \underset{y,z}{\text{opt}} g(y,z))$$

avec h : fonction monotone.

II-1.3 PRESENTATION D'UN SYSTEME SEQUENTIEL

Un système séquentiel est représenté sous la forme suivante :

E_0 : Etat initial
 E_N : Etat final
 X_i : Décision intermédiaire

$$E_i = t_i(E_{i-1}, X_i) \quad \text{IV-1}$$

$$E_N = t_N(E_{N-1}, X_N) \quad \text{IV-2}$$

avec :

t_i : fonction de transfert

r_i : fonction coût associée à la décision X_i quand le système est à l'état E_{i-1}

II-1.3 OPTIMISATION

DEFINITION

L'optimisation du processus se fait par étapes successives sur toutes les valeurs réalisables de la variable de décision X_1 .

II-1.3.1 Ecriture des équations de récurrences :

Les N sous-problèmes du système peuvent être formulés de la manière suivante :

$$\text{opt}_{X_1} r_1(E_0, X_1) = r_1(E_0, X_1) = (E_1, X^{\text{opt}}) = F_1(E_0)$$

donc :

$$F_2(E_1) = \text{opt}_{X_2} R_2(E_1, X_2), F_1(t_2(E_1, X_2)) \quad \text{IV-3}$$

D'une manière générale :

IV-4

$$F_i(E_{i-1}) = \text{opt}_{X_i} R_i(r_{i-1}(E_{i-1}, X_{i-1}), F_{i-1}(t_i(E_{i-1}, X_i)))$$

II-2 ALGORITHME DE RECONNAISSANCE

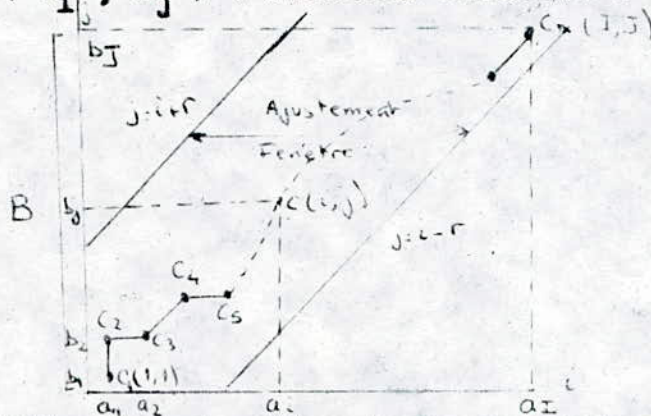
PRINCIPE :

Chaque mot est représenté sous forme d'un ensemble de trames de longueur qui dépend de la rapidité d'élocution ; soit à comparer deux mots M_I et M_C .

M_C : Mot connu de référence = $(X_1 , X_2 , \dots , X_N)$

M_I : Mot inconnu = $(Y_1 , Y_2 , \dots , Y_N)$

Soit $C(X_i , Y_j)$: Fonction associée à la comparaison de X_i et Y_j .



Le problème est de déterminer sur quel arc arriver en $C(X_i , Y_j)$, pour optimiser la fonction coût (taux de dissemblance très faible) .

Le chemin F , explique le décalage temporel entre les 2 mots .

Si un mot test arrive , il doit être comparé à chaque mot de référence qui constitue le dictionnaire .

L'optimisation , consiste à éliminer les différences temporelles entre les deux mots , et en déduire la distance résiduelle .

La fonction de déformation F , s'écarte plus ou moins de la diagonale si les différences temporelles augmentent .

La distance globale de comparaison est définie par :

$$E(F) = \sum_{k=1}^{K_{\max}} d(C(K)) \cdot W(K) \quad \text{IV-5}$$

avec :

$W(K)$: Coefficients de pondération ; introduits dans le but de favoriser certaines comparaisons par rapport à d'autres .

On distingue :

- Coefficient de type symétrique défini comme suit :

$$W(K) = (i(K) - i(K-1)) + (j(K) - j(K-1))$$

- Coefficient de type assymétrique défini comme suit :

$$W(K) = i(K) - i(K-1) \text{ ou } j(K) - j(K-1)$$

La distance globale normalisée est définie comme suit :

$$D(M_I, M_C) = \min_F \frac{\sum_{k=1}^{K_{\max}} d(C(K)) \cdot W(K)}{\sum_{k=1}^{K_{\max}} W(K)} \quad \text{IV-6}$$

REMARQUE :

La fonction de déformation doit respecter les caractéristiques essentielles de l'évolution d'un signal vocal , soit :

- La monotonie : $i(K) \leq i(K-1)$ et $j(K) \geq j(K-1)$
- La continuité : $i(K) - i(K-1) \leq 1$
 $j(K) - j(K-1) \leq 1$
- Limitation : $i(1)$ et $j(1)$ sont égaux à 1
 $i(K_{\max}) = N$ et $j(K_{\max}) = M$

II-2.1 CONTRAINTES LOCALES

a) Fenêtre d'ajustement :

Elle permet de réduire le champ de recherche , par conséquent elle supprime les comparaisons inutiles ;

Elle est définie par :

$$|i - j| < r$$

avec :

r : entier naturel convenablement choisi .

b) Condition de pente :

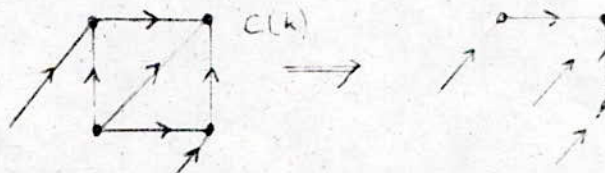
Pour adapter localement des sons éventuellement identiques et de longueurs temporelles différentes , il faut se procéder de la manière suivante :

Si la fonction de déformation F fait m pas parallèlement à l'axe i ou j , il faut qu'elle fasse n pas dans la direction de la diagonale . C'est une adaptation locale des sons éventuellement identiques et de longueurs temporelles différentes .

On définit l'intensité de pente comme étant :

$$P = n/m$$

c) **contrainte** destinée à réduire le nombre de chemins à explorer , par élimination de tout les changements orthogonaux de direction des arcs de la fonction de déformation



d) Contrainte liée à la longueur optimale du mot et à la distance optimale ; elle consiste à faire des rejets , soit avant la comparaison , soit après .

- Rejet avant la comparaison :

Il concerne les mots très courts ou très longs , pour cela on définit un intervalle L_1 , L_2 Si la longueur sort de cet intervalle le mot est rejeté .

- Rejet après comparaison :

Il concerne les mots dont la distance globale optimale est tellement grande qu'on se permet de penser que le mot inconnu est un bruit . On définit donc un

seuil S .

REMARQUE

- L'intervalle L_1 , L_2 et le seuil S sont définis expérimentalement .

- la distance associée à la comparaison est choisie convenablement .

Pour limiter avantageusement le temps de réponse , on préfère d'utiliser la distance de MINKOWSKY définie par :

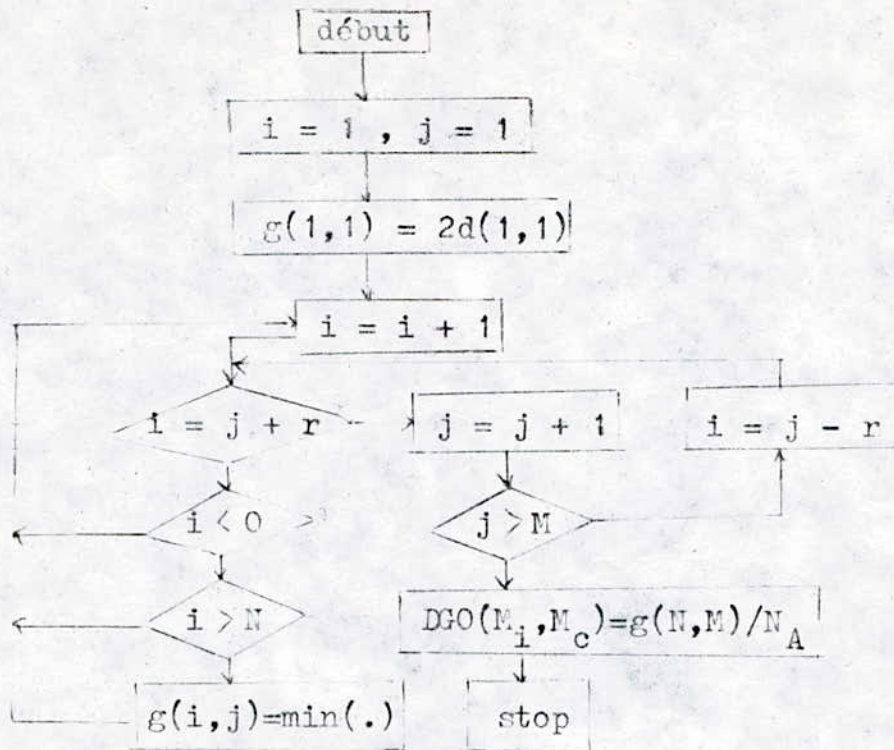
$$d(x, y) = \sum_{i=1, n} |x_i - y_i| \quad \text{IV-7}$$

II-2.2 ORGANIGRAMME

L'organigramme comporte les phases suivantes :

- Définition des contraintes
 - a) fenêtre d'ajustement : choisir r
 - b) choix de la forme : symétrique ou assymétrique
 - c) contrainte de pente : $P = (0 , \frac{1}{2} , 1 , 2)$
- Comparaison du mot d'application à la totalité du dictionnaire . La comparaison entre trames ou échantillons doit être faite élément par élément cad , on compare les raies de la même bande de fréquence .
- Reconnaissance du mot et association à ce dernier un mot binaire de huit bits , qui va être stocké dans le périphérique associé au mot reconnu ; (exp : périphérique 3 pour le mot de commande **avance**)

D'une manière générale , l'organigramme , est sous la forme simplifiée suivante (phase comparaison)



Avec :

min : Formule N° IV-8

ORGANIGRAMME DETAILLE

Cas (P = 1 , forme assymétrique)

$$\text{Soit } g(\mathbf{l}, \mathbf{h}) = \sum_{\substack{\mathbf{l}, \mathbf{h} \\ \mathbf{i}, \mathbf{j} = 1}} d(c(\mathbf{i}, \mathbf{j})) \cdot W(\mathbf{i}, \mathbf{j})$$

avec :

IV-7

$$d(\mathbf{i}, \mathbf{j}) = d(X_{\mathbf{i}}, Y_{\mathbf{j}}) = \sum_{\mathbf{l} = 1}^8 |a(\mathbf{l}, \mathbf{i}) - b(\mathbf{l}, \mathbf{j})|$$

$a(\mathbf{l}, \mathbf{i})$: élément de la colonne \mathbf{i} de la matrice normalisée

correspondante au mot à reconnaître .

$b(1, j)$: élément de la colonne j de la matrice normalisée correspondante au mot de référence .

En respectant toutes les décrites auparavant et pour le cas ($P =$ forme assymétrique) ; $g(i, j)$ est donné sous la forme suivant

$$g(i, j) \min \begin{cases} g(i-1, j-2) + (d(i, j-1) + d(i, j))/2 \\ g(i-1, j-1) + 2 \cdot d(i, j) \\ g(i-2, j-1) + d(i-1, j) + d(i, j) \end{cases} \quad \text{IV-8}$$

On note :

N_A : somme des coefficients de pondération , soit

$$N_A = W(K) = N \text{ ou } M$$

DGO : distance globale optimale initialisée par $d(1, 1)$ pour chaque mot

DGO(1) : distance globale optimale du premier mot

DGO(2) : " " " " deuxième mot

.....

DGO(6) : " " " " sixième mot

Si la distance optimale des distances globales optimales est

$\text{MIN} = \text{DGO}(i)$, donc le mot prononcé est le i^{eme} de référence .

exemple si $\text{MIN} = \text{DGO}(1)$, le mot reconnu est " AVANCE " .

Si le mot inconnu a une longueur M et le mot de référence a une longueur variable (six mots dans le dictionnaire)

M et N représentent aussi le nombre d'échantillons .

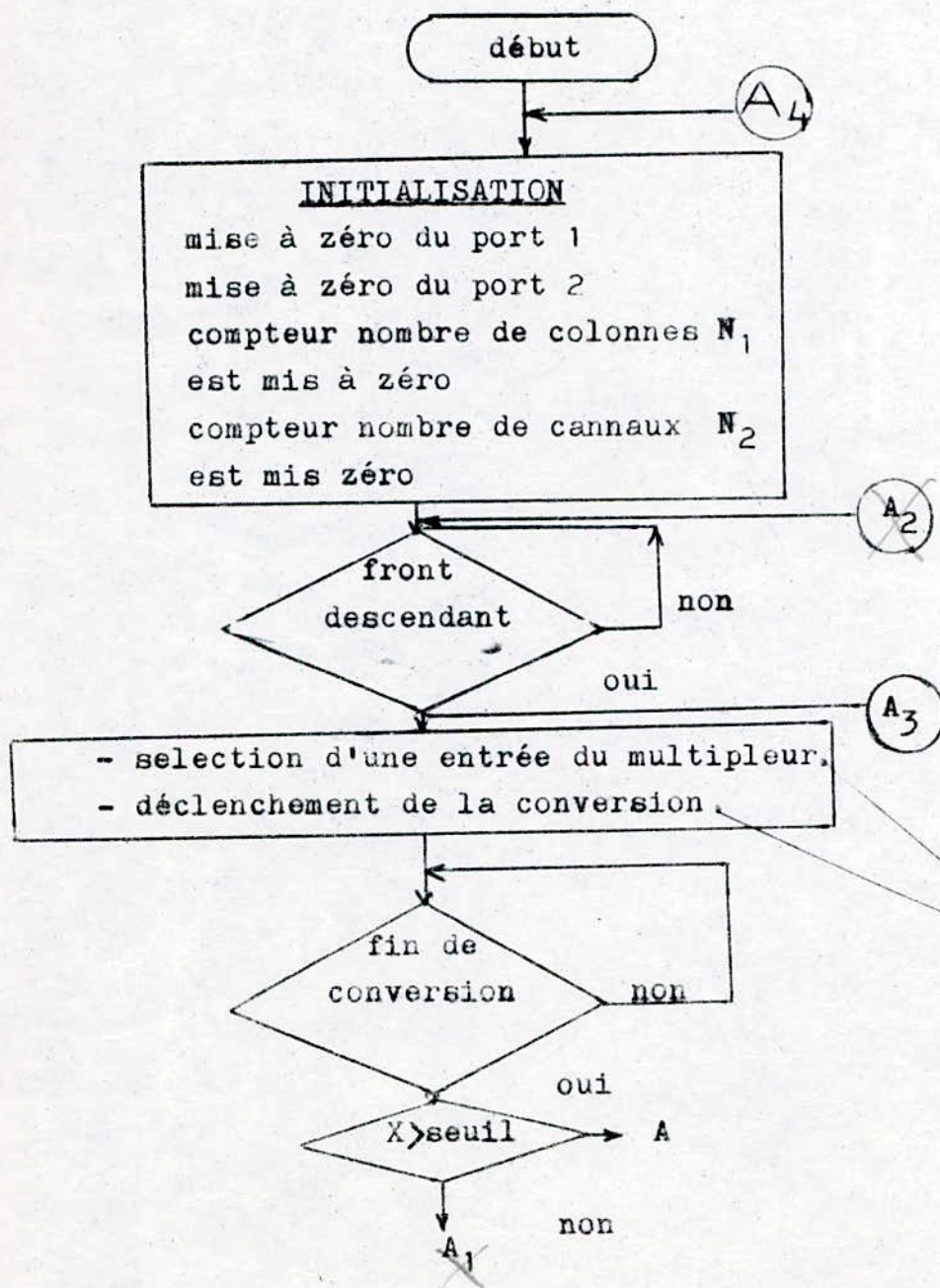
Soit :

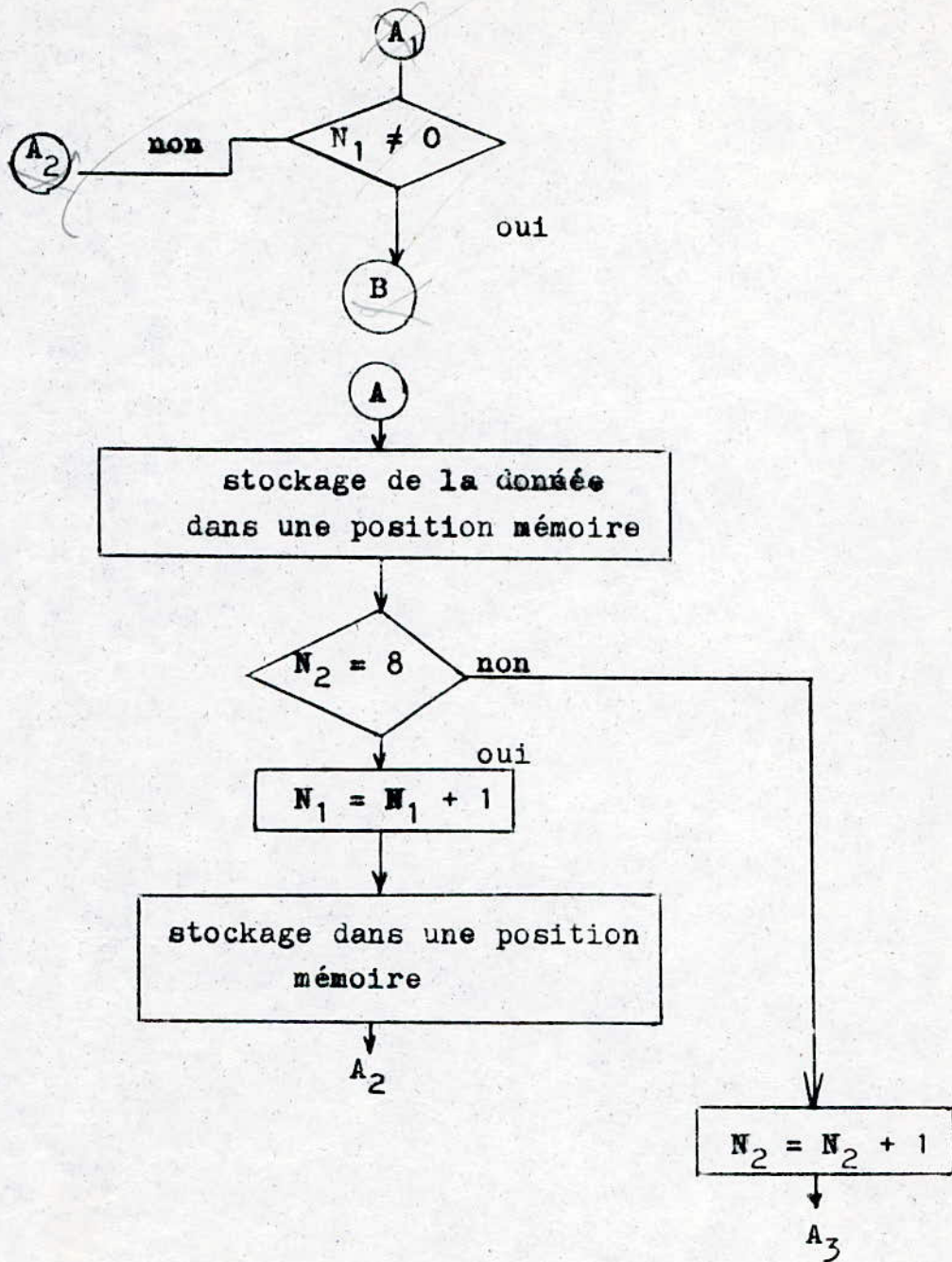
$$M_I = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \dots & a_{1M} \\ a_{21} & a_{22} & \dots & a_{2M} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_{81} & a_{82} & \dots & a_{8M} \end{bmatrix} \quad N_I = \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} & \dots & b_{1N} \\ b_{21} & b_{22} & \dots & b_{2N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ b_{81} & b_{82} & \dots & b_{8N} \end{bmatrix}$$

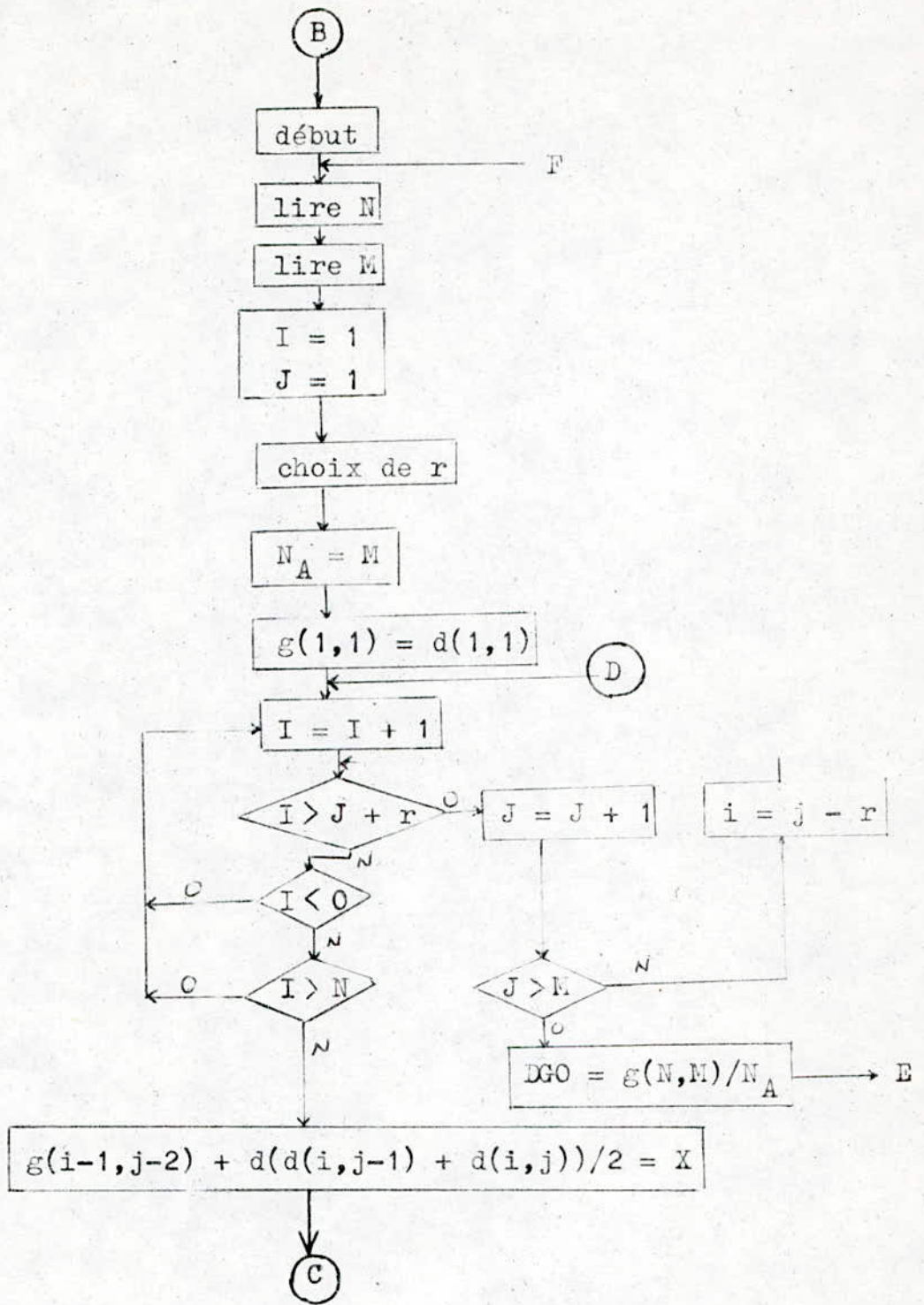
ORGANIGRAMME COMPLET

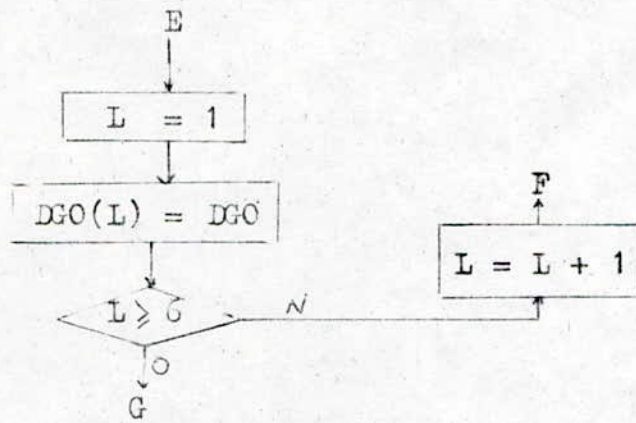
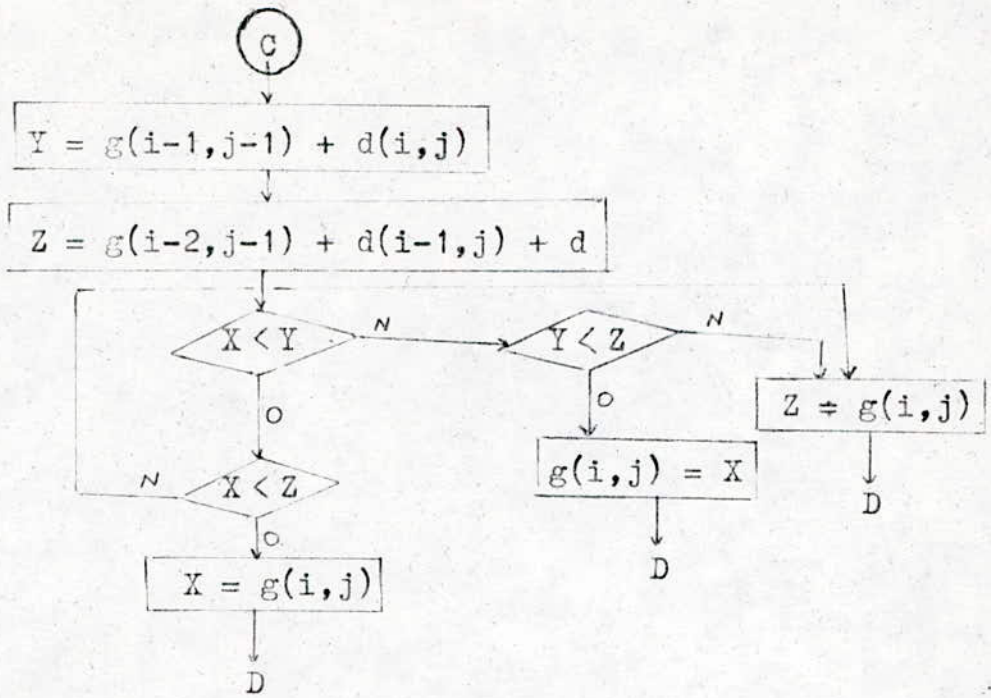
Cet organigramme comporte deux parties :

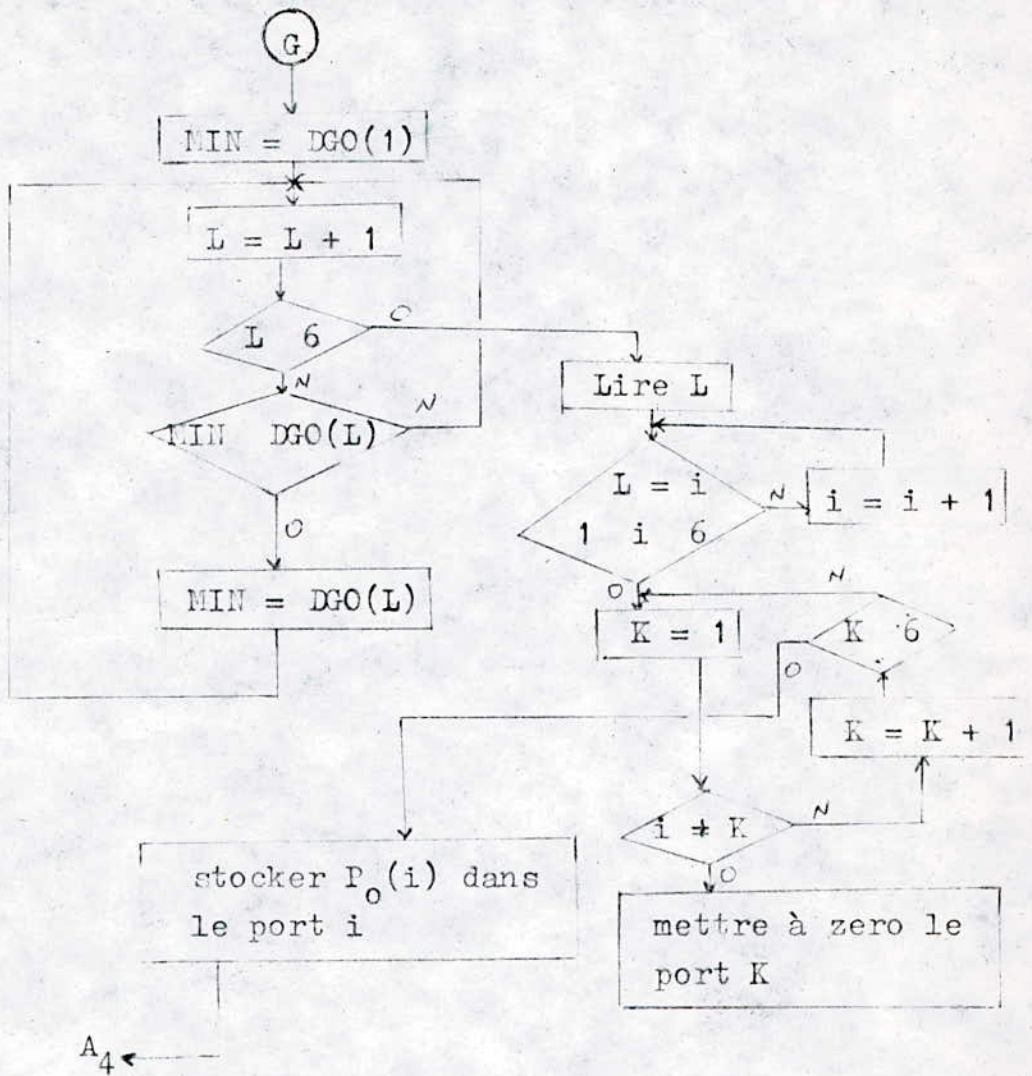
- Partie acquisition de données
- Partie reconnaissance











Description du circuit générant les signaux de contrôle et les tensions de consigne

Après avoir reconnu le mot de commande , le peripherique associé doit etre chargé par un mot binaire de 8 bits , ce dernier, en passant par les differents elements du circuit (codeur , memoire , etc..), produit trois signaux (deux logique , un analogique) .

Les deux signaux logiques pour avoir la configuration du circuit selon la decision du maitre (traction-stop-avance-recule) le signal analogique permet de fixer la consigne . la presence d'un autre mot efface tout les peripheriques sauf celui associé à ce mot .

Le circuit utilisé permet un freinage automatique et une reduction de vitesse lors d'une decision de rotation ; càd sans prononcer le mot permettant de reduire la vitesse , le systeme sait les cas où il faut reduire la vitesse et cela depend de l'état anterieur et present du systeme . (Voir schema general du circuit)

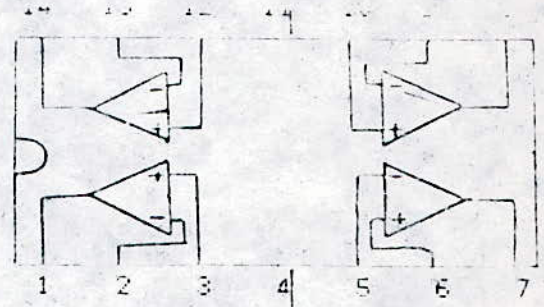
CONCLUSION

Notre travail represente une contribution pour la realisation d'une commande pour fauteuil roulant pour handicapés . Au cours de notre travail , nous avons realisé la commande pour un seul moteur et nous esperons qu'il yaura une suite à notre travail , càd l'amelioration et la realisation de la commande pour deux moteurs et la commande vocale .

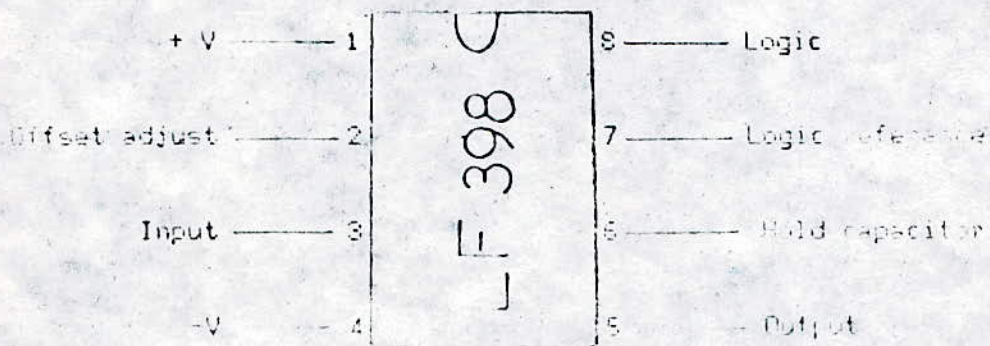
ANNEXE 1: BROCHAGE DES CIRCUITS INTEGRES

1) analyseur à banc de filtres

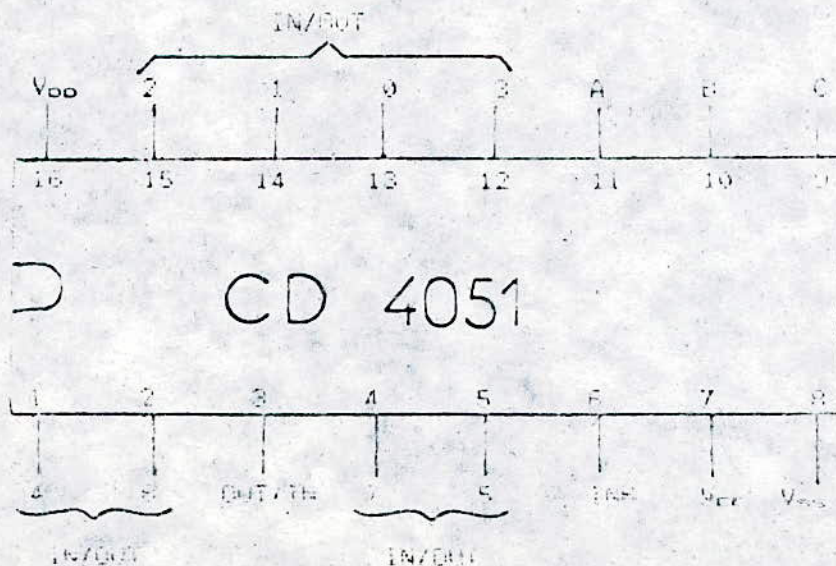
- ampl-opérationnel :



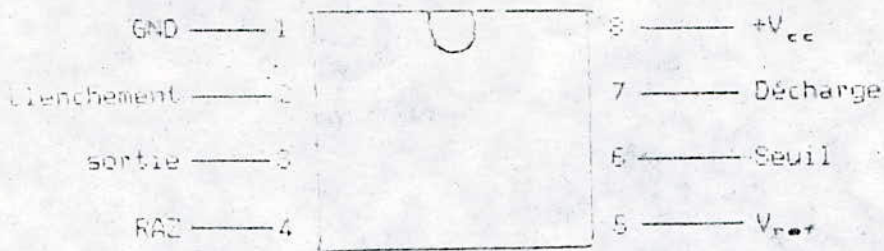
- L'échantillonneur bloqueur:



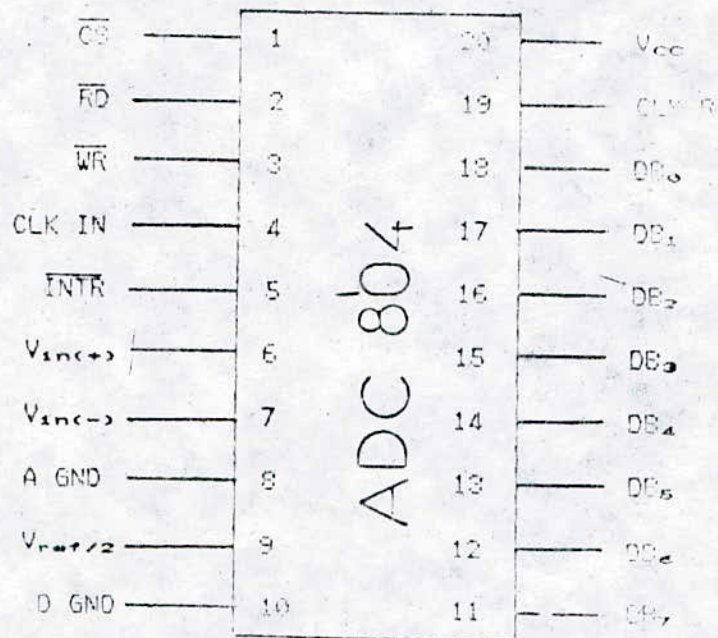
- Le multiplexeur / démultiplexeur



- Le timer NE 555 :



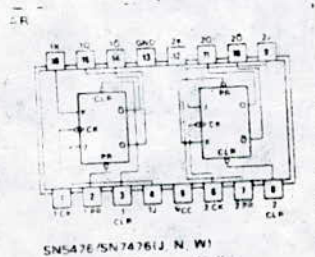
- Le convertisseur analogique numérique ADC 804 :



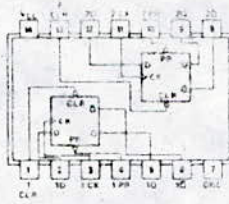
2) Circuit de commande et de consigne

- Mémoires

a) Bascule J-K :



b) Bascule D :

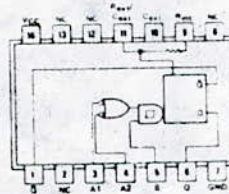


SN5474/SN7474(U, N)

- Diodes : 1W 41 48

3) Interfacage :

- Monstable SN 74 121 :



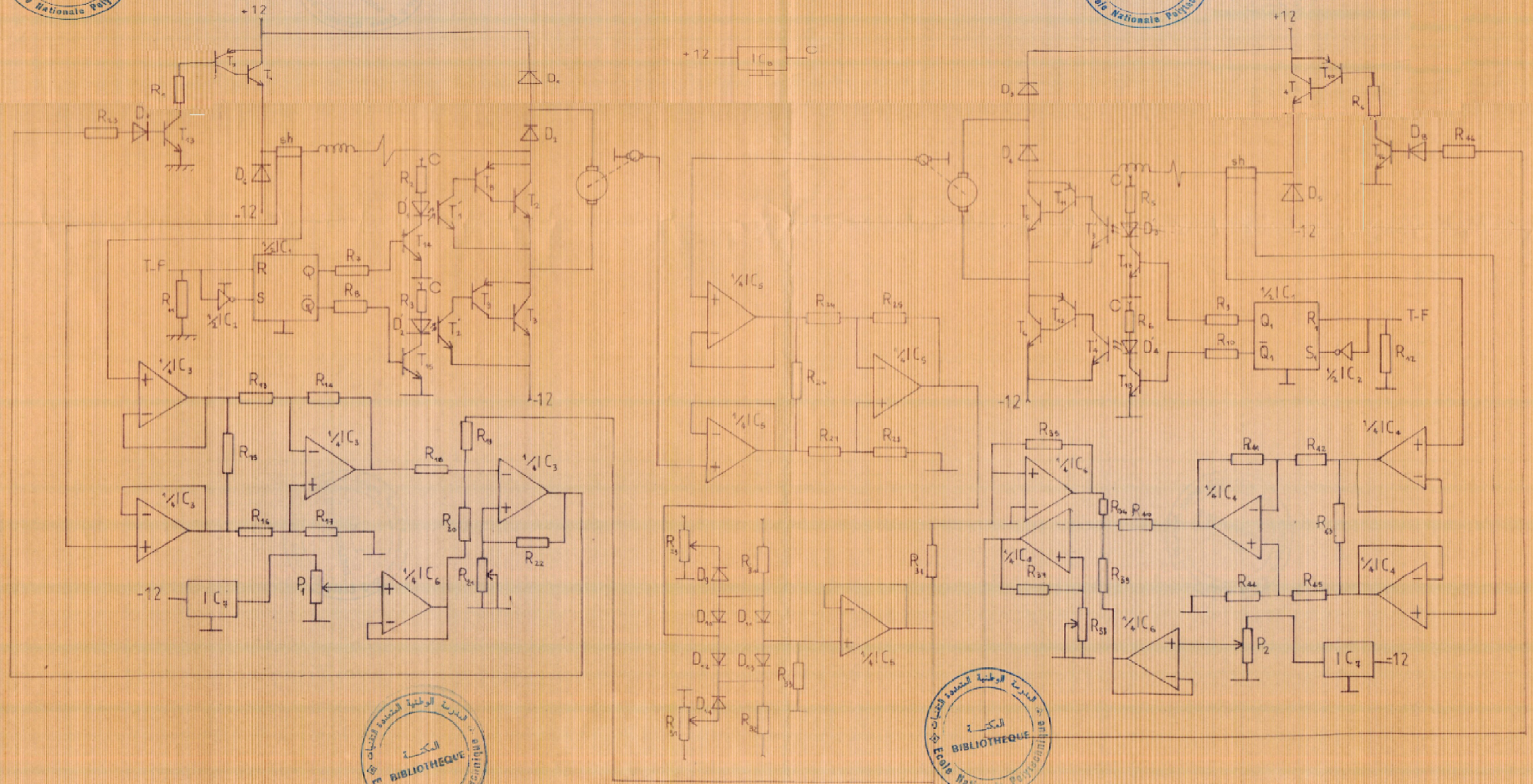
SN54121/SN74121(U, N, W)

ANNEXE II VALEURS DES COMPOSANTS DE L'ANALYSEUR

- Filtres passe-bande :

| N | F_0 (HZ) | F(-6DB) | R_1 (K) | R_2 (K) | R_5 (K) | C_3 (nf) | C_4 (nf) |
|---|------------|---------|-----------|-----------|-----------|------------|------------|
| 1 | 345 | 115 | 4.7 | 0.270 | 10 | 300 | 300 |
| 2 | 341 | 115 | 1.2 | 0.33 | 27 | 100 | 100 |
| 3 | 743 | 115 | 27 | 0.33 | 56 | 50 | 50 |
| 4 | 945 | 115 | 34 | 0.25 | 69 | 40 | 40 |
| 5 | 1168 | 145 | 33 | 0.25 | 62 | 35 | 35 |
| 6 | 1442 | 170 | 33 | 0.23 | 62 | 30 | 30 |
| 7 | 1744 | 170 | 62 | 0.29 | 120 | 15 | 15 |
| 8 | 2045 | 170 | 120 | 0.4 | 25 | 8 | 8 |

COMMANDE DE DEUX MOTEURS SERIE AVEC UNE SYNCHRONISATION DE VITESSE



SLIMANI KARIM
TOUKAL ZAKARIA

COMMANDE D'UN MOTEUR SERIE AVEC UN HACHEUR
TRACTION - FREINAGE - INVERSION DE MARCHÉ

