

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université Mouloud MAMMERY de Tizi-Ouzou
Faculté du génie électrique et informatique
Département d'électrotechnique



Mémoire de fin d'étude

En vue de l'obtention du diplôme master académique En entraînement électrique

Thème

*Etude théorique du réglage en position d'un inducteur de
sustentation magnétique par attraction*

Promoteur:

M^r : MOHELLEBI Hassane

Réalisé par:

M^r : KHELLAF Meziane

Promotion 2012/2013



Remerciements

*Je tiens à remercier tout d'abord le bon Dieu qui m'a
donné le courage et la volonté pour réaliser ce
travail.*

*Je tiens encore à remercier mon encadreur: Monsieur
MOHËLLEBI Hassane, pour son aide et orientation.*

*Je tiens à remercier tout le personnel du laboratoire
d'entraînement électrique.*

*Je tiens à exprimer mes sincères sentiments, envers
tous les membres de ma famille qui m'ont prêté aide
et confort.*

Dédicaces

*Je dédie ce modeste travail avec fierté :
À mes très chers parents qui m'ont donné du courage
Et une grande pousse tout le long de mes études.*

À mes très chères sœurs.

À mes très chers frères.

Qui m'ont soutenu durant mes études.

Que dieu les protègent tous.

À tous mes amis et leurs familles.

À ceux que j'aime et qui m'aiment.



Meziane



بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

السلام عليكم ورحمة الله وبركاته

Sommaire

Sommaire

Introduction général

Chapitre 1 : Généralité sur la sustentation magnétique et ses applications

1.1 : Description d'un système mécatronique	1
1.2 : La sustentation magnétique et ses applications	2
1.3 : Types de sustentation magnétique et des moteurs utilisés dans un système	
Ferroviaire	4
1.4 : Sustentation électromagnétique	5
1.4.1 : Les électroaimants.....	5
1.5 : Sustentation électrodynamique.....	8
1.5.1 : La supraconductivité.....	8
1.5.2 : Paramètres permettant à un matériau d'être ou non supraconducteur.....	8
1.5.3 : Différents supraconducteurs de type 2, dont ceux utilisés pour les trains.....	9
1.5.4 : Explication quantique du phénomène.....	10

Chapitre 2 : Modélisation d'un inducteur de sustentation magnétique

2.1 : Introduction	11
2.2 : Description d'un inducteur	11
2.3 : Modélisation par la méthode de la variation de l'énergie	12
2.3.1 : Généralités	12
2.3.2 : Modèle simplifié.....	12
2.3.3 : Schéma bloc du modèle simplifié	15
2.3.4 : Prise en compte des chutes de potentiel magnétique dans le fer.....	16
2.3.5 : Modèle avec flux de fuite.....	17
2.3.6 : Effet des franges	19
2.3.7 : Force latérale	20
2.4 : Perméabilités relatives et caractéristiques B-H.....	21
2.4.1 : Différents types de perméabilités relatives	21
2.4.2 : Détermination approximative de la perméabilité relative en régime nominal pour un point de fonctionnement.....	23
2.5 : Caractéristiques réel d'un inducteur de sustentation magnétique	24
2.6 : Conclusion	25

Chapitre 3 : Réglage en position d'un inducteur de sustentation magnétique

3.1 : Introduction	26
3.2 : Réglage d'état	26
3.2.1 : Structure d'un régulateur d'état	26
3.2.2 : Petite constante de temps équivalente	27

Sommaire

3.2.3 : Mise en équations	28
3.2.4 : Equation caractéristique	28
3.2.5 : Détermination du coefficient d'intervention directe (k_w).....	29
3.2.6 : Recherche des pôles	30
3.2.7 : Application numérique	31
3.2.8 : Simulation	33
3.3 : Réglage par la méthode inverse (Commande en tension)	35
3.3.1 : Introduction	35
3.3.2 : Développement	35
3.3.3 : Influence de la variation de la masse	37
3.3.4 : Prise en compte des flux de fuites	38
3.4 : Réglage d'état de position pour une commande en courant	39
3.4.1 : Introduction	39
3.4.2 : Description de la structure de réglage	39
3.4.3 : Développement	41
3.4.4 : Dimensionnement du régulateur d'état de position	41
3.4.5 : Application numérique.....	42
3.4.6 : Fonction de compensation non linéaire	43
3.4.7 : Simulation	43
3.4.8 : Conclusion.....	45
Chapitre 4 : Alimentation de puissance et organes de réglage et de commande	
4.1 : Introduction	46
4.2 : Amplificateur de puissance	47
4.2.1 : Principe de fonctionnement	47
4.2.2 : Variateur de courant continu	49
4.3 : Organes de commande	51
4.3.1 : Type de commande	51
4.3.2 : Commande en tension	52
4.3.3 : Ondulation du courant continu	53
4.3.4 : Caractéristique réelle du variateur de courant unidirectionnel	55
4.3.5 : Comportement dynamique	56
4.3.6 : Commande en courant	57
4.3.7 : Commande logique	57
4.3.8 : Comparaison entre les commandes en courant et en tension	59
4.4 : Organes de mesure	59
4.5 : Dispositifs de réglage numérique	61
Conclusion général	

Introduction générale

Introduction générale

Un domaine d'application de la mécatronique est celui de la sustentation magnétique par attraction. Cette technique reste actuellement la plus abordable d'un point de vue technologique et économique. Mais pour être vraiment intéressante, encore faut-il que la sustentation magnétique par attraction soit stable.

En effet, contrairement à la lévitation par moyen supraconducteur, la sustentation magnétique par attraction est instable. C'est pourquoi on a recours dans ce cas à une stabilisation électronique au moyen d'une configuration de réglage adéquate.

Le but de ce travail est d'étudier les différents éléments entrant dans la conception de la sustentation magnétique par attraction tout en mettant en évidence la méthode d'analyse et de synthèse spécifique au problème traité.

Comme pour toute étude d'un système mécatronique, la modélisation constitue la première étape à réaliser. C'est précisément l'objet du chapitre (2) où l'on traite de la modélisation d'un inducteur de sustentation magnétique.

Différents modèles y sont élaborés. Ce chapitre conclut sur l'établissement d'un modèle linéarisé de l'électro-aimant qui sera utile lors de l'étude du réglage en position.

Le chapitre (3) regroupe les méthodes de réglage en position d'un inducteur de sustentation magnétique.

Dans ce travail on traite en particulier du réglage d'état avec commande en tension et en courant. La première configuration de réglage est celle du réglage d'état calculée au moyen du modèle linéarisé du système.

Une amélioration est apportée en introduisant la configuration de réglage dite (Réglage par la méthode inverse) qui réalise une compensation non-linéaire du système dans tout le domaine de fonctionnement.

La dernière structure de réglage étudiée est celle d'un réglage d'état pour une commande en courant avec fonction de compensation non-linéaire. Cette structure de réglage aboutit également à un système linéaire dans tout le domaine de fonctionnement.

Les aspects théoriques et pratiques liés aux organes de commande et à l'électronique de puissance seront abordés au chapitre (4). On y traite également des capteurs de mesure de l'entrefer ainsi que du système informatique utilisé pour l'implantation de l'algorithme de réglage.

Chapitre I

Généralité sur la sustentation magnétique et ses applications

1.1 : Description d'un système mécatronique [10]

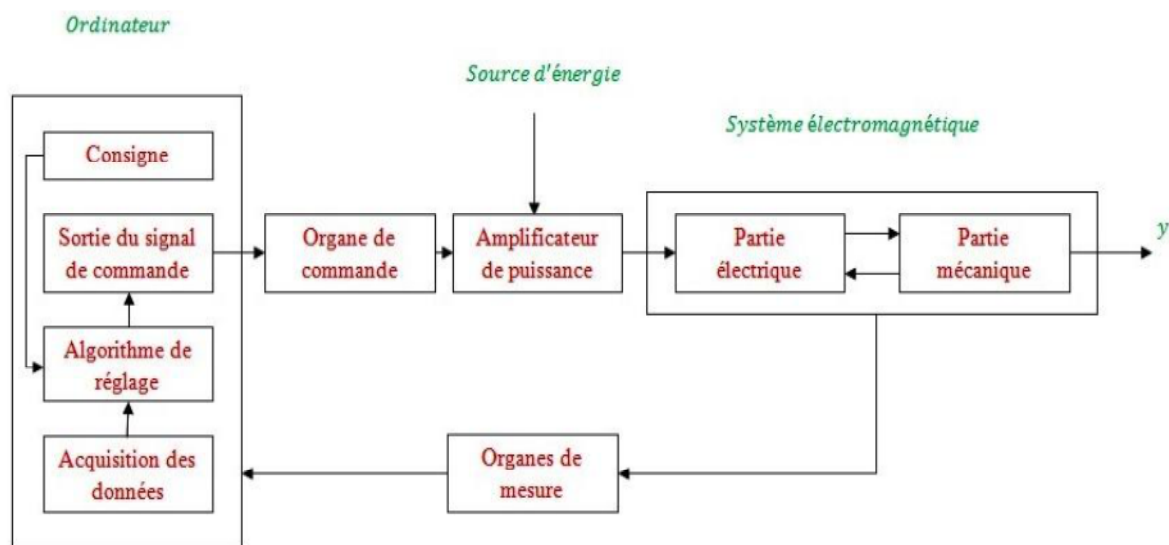


Figure 1.1 : Schéma bloc des éléments constitutifs d'un système mécatronique

La conception d'un système mécatronique fait appel à trois domaines distincts qui sont :

- La mécanique
- L'électronique
- L'informatique

La figure (1.1) montre un schéma bloc des différents éléments constitutifs d'un système en mécatronique ainsi que les interactions qui existent entre les différents éléments.

L'actionneur est représenté ici par le système électromécanique qui comporte deux parties :

- Partie électrique.
- Partie mécanique.

Il a pour fonction de transformer l'énergie électrique en énergie mécanique. Souvent, le but de système mécatronique est un réglage en position.

On y parvient en calculant les forces à imposer au système mécanique au moyen de configuration de réglage adéquate.

Dans ce but, des organes de mesures permettant d'établir la mise en contre-réaction de certaines des grandeurs d'état du système à régler. Grâce aux moyens informatiques, il est possible d'échantillonner les grandeurs mesurée qui seront introduites dans l'algorithme de réglage.

Ce dernier calcul un signal de commande en se basant sur les consignes fournies par l'utilisateur.

Une conversion numérique / analogique est ensuite nécessaire pour fournir le signal de commande à l'organe de commande.

La source d'alimentation du système mécatronique est l'amplificateur de puissance.

Celui-ci permet de convertir la puissance qui provient généralement de réseau d'énergie électrique, sous une nouvelle forme de puissance variable dont la consigne est donnée par l'organe de commande.

1.2 : La sustentation magnétique et ses applications [7]

Un domaine d'application de la mécatronique est celui de la sustentation dans le vide ou dans l'air d'un corps solide.

En effet, contrairement à la lévitation d'aimant au-dessus d'aimants, la sustentation magnétique par attraction est de nature instable.

C'est pourquoi on a recours dans ce cas à une stabilisation électronique : Un capteur de position peut mesurer la position de corps en sustentation et la transmettre au système de régulation qui corrige l'écart mesuré par rapport à la position souhaitée.

A l'aide d'un amplificateur de puissance, on amplifie le signal de commande du régulateur et on corrige ainsi la force électromagnétique agissant sur le solide de façon à la maintenir en équilibre.

Dans les dernières décennies l'évolution des moyens informatiques et techniques a rendu possible une utilisation plus large de la sustentation magnétique.

C'est ainsi qu'aujourd'hui de nombreux pays se sont intéressés de près à l'étude et à la conception de véhicule à grande vitesse à sustentation magnétique, plus particulièrement :

- ✓ La Suisse dans le projet ***SWISSMETRO***.
- ✓ L'Allemagne avec le projet ***TRANSRAPID***.
- ✓ Japon avec le ***MAGLEV (MAGnetically LEVitated Système)***.

Les avantages de telles réalisations résident principalement dans l'absence de tout contact mécanique, ce qui évite toute usure et par conséquent réduit les frais d'entretien.

Par ailleurs, les vitesses d'exploitation du véhicule sustenté atteignent facilement les 450 km/h, et le bruit sonore se trouve être fortement diminué.

La figure (1.2) montre une coupe d'une rame de véhicule à grande vitesse à sustentation magnétique (*SWISSMETRO*). [9]

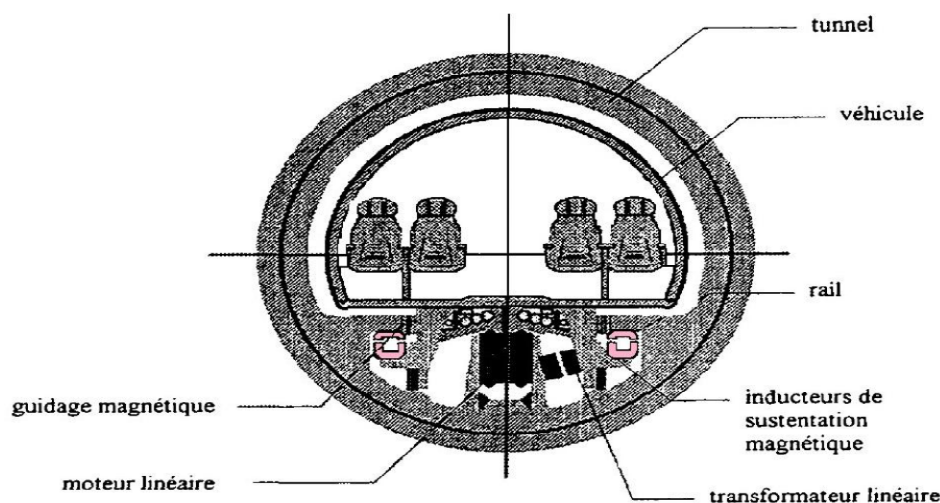


Figure 1.2 : Coupe d'un véhicule à sustentation magnétique (*SWISSMETRO*)

L'infrastructure entièrement souterraine est constituée de deux tunnels d'un diamètre d'environ (5m). Un vide partiel est établi dans les tunnels pour économiser l'énergie nécessaire à la propulsion du véhicule.

La propulsion est réalisée par des moteurs linéaires et le transfert d'énergie par un transformateur linéaire.

La figure (1.3) montre une coupe de véhicule à sustentation magnétique (*TRANSRAPID*) construit en Allemagne. [6] [8]

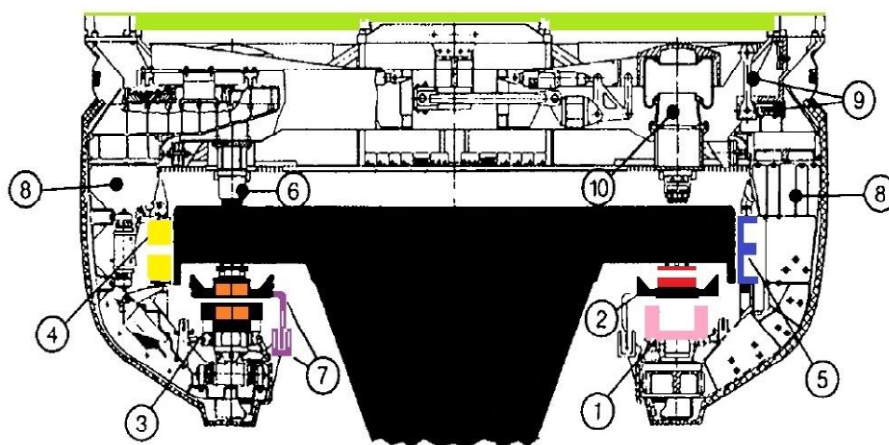


Figure 1.3 : Coupe du véhicule à sustentation magnétique (*TRANSRAPID*)

- | | | |
|-------------------------------------|--------------------------|-----------------------------|
| 1 : Inducteur Magnétique | 2 : Moteur linéaire | 3 : Transformateur linéaire |
| 4 : Inducteur de guidage magnétique | 10 : Ressort pneumatique | 9 : Suspension de la cabine |
| 5 : Frein à courant de Foucault | 8 : Bogies de lévitation | 6 : Patins |
| 7 : Capteur | | |

Le principe est identique à celui de (*SWISSMETRO*) à la différence que celui-ci est entièrement aérien, surélevé à quelques mètres du sol.

Une particularité par rapport au véhicule (*SWISSMETRO*) est la réalisation de la sustentation magnétique par attraction au moyen du moteur linéaire.

Les inducteurs qui sont monté sur le véhicule sont utilisés comme circuit d'excitation du moteur linéaire.

Le principe utilisé au japon est celui de la supraconductivité. Il est à noter, que dans ce type de déplacement la lévitation n'est assurée qu'à partir d'une certaine vitesse de déplacement du véhicule.

La lévitation par des moyens supraconducteurs n'est pas traitée dans le cadre de ce mémoire. Par ailleurs, cette technique de lévitation ne fait pas partie du domaine de la mécatronique.

1.3 : Types de sustentation magnétique et des moteurs utilisés dans un système ferroviaire [5]

Il existe trois types de sustentation magnétique:

✓ ***La sustentation par attraction :***

Les électroaimants sont asservis pour maintenir une distance précise par rapport à un rail en fer. La distance est de l'ordre de (1 cm).

En anglais 'EMS' pour Electro Magnetic Sustentation.

Exemples: Transrapid.

✓ ***La sustentation par répulsion :***

Les aimants sont installés sur le véhicule. Lorsque le véhicule se déplace, il crée un courant électrique dans une piste en aluminium ou en cuivre. Ce courant crée un champ magnétique qui s'oppose à celui des aimants et le véhicule est soulevé par cette répulsion.

Il n'y a donc sustentation que lorsqu'une certaine vitesse est atteinte, mais il n'y a aucune régulation électronique. La distance va de (4) à (15 cm). Il faut des roues pour pouvoir accélérer avant le 'décollage'.

En anglais 'EDS' Pour Electro Dynamic Sustentation.

Exemples: Maglev.

✓ *La sustentation par aimants permanents :*

Des aimants de sens opposés montés dans le véhicule et dans la piste se repoussent. Il faut donc une grande quantité d'aimants.

Exemple: LevX.

Et deux types de moteurs:

✓ *Les moteurs synchrones :*

Les électroaimants installés d'un coté créent un champ magnétique qui se déplace à une vitesse donnée. De l'autre coté, des aimants sont installées à intervalles réguliers.

Le champ magnétique qui se déplace reste en face des aimants, d'ou l'appellation moteur synchrone.

En anglais 'LSM' Linear synchronous motor.

✓ *Les moteurs asynchrones.*

Les électroaimants installés d'un coté créent un champ magnétique qui se déplace à une vitesse donnée. De l'autre coté une piste en cuivre, en aluminium ou en acier à cage d'écureuil'.

Le champ magnétique qui se déplace crée un courant dans cette piste et un autre champ magnétique et les champs s'attirent. Le champ de la piste n'étant pas figé se déplace et il n'y a pas synchronisme entre les déplacements.

En anglais 'LIM' Linear induction motor.

Il faut noter que les moteurs linéaires sont utilisés pour certains trains classiques (Trains avec roues).

1.4 : Sustentation électromagnétique [7]

1.4.1 : Les électroaimants

Lorsqu'un courant électrique traverse un fil, il crée un champ magnétique autour de celui-ci. La force du champ magnétique varie en fonction de l'intensité du courant dans le fil. Ainsi l'électroaimant ou solénoïde est formé en bobine. Cette bobine est un fil d'un matériau conducteur enroulé sous forme de spirales (ou spires) souvent autour d'un noyau conducteur.

Lorsqu'un courant traverse la bobine, la bobine va se polariser. Il se dégagera donc de la bobine un champ magnétique similaire à celui des aimants naturels.

Comme nous pouvons contrôler la puissance du courant passant dans un fil, nous pouvons contrôler la force et la direction des pôles magnétique de l'électroaimant. D'où un grand intérêt de l'électroaimant par rapport à un aimant naturel.

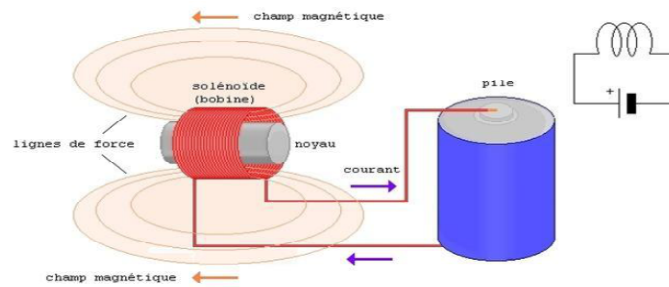


Schéma d'un électroaimant dans un circuit électrique

On peut estimer la force de portance d'un électroaimant par la formule suivante:

$$F = -B^2 S * \left(\frac{10^7}{8\pi} \right)$$

F : la force de portance (N)

B : induction électromagnétique (T)

S : la surface de contact entre le circuit magnétique et l'objet attiré (m²)

→ La puissance de l'électroaimant peut être augmentée de trois façons :

- Par une intensité de courant accrue
- Par un plus grand nombre de spires
- Par un noyau de ferromagnétique doux

Un électroaimant est composé d'un circuit électrique et d'un circuit dit magnétique. Le circuit électrique est un enroulement de fils conducteur et agit exactement comme une bobine. Parcouru par un courant, il va créer un champ magnétique de répartition spatiale similaire à celui des aimants droits.

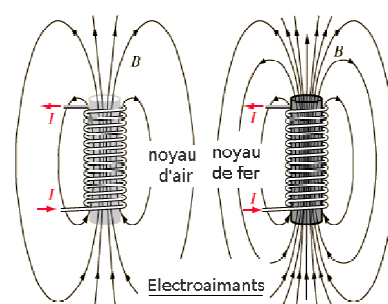
Le volume à l'intérieur de cet enroulement est appelé le noyau de l'électroaimant et peut servir de circuit magnétique. Une bobine simple possède un noyau composé d'air, un tel noyau n'apporte rien à l'électroaimant et n'agit pas sur le champ magnétique créé.

C'est pourquoi les électroaimants sont souvent composés d'un noyau ferromagnétique qui a pour particularité de guider et multiplier par dix, voir par cent, le champ magnétique créé par le bobinage.

→ On peut calculer le champ magnétique créé par ces électroaimants en leur centre :

⇒ Avec un noyau d'air : $B = \mu_0 n I$

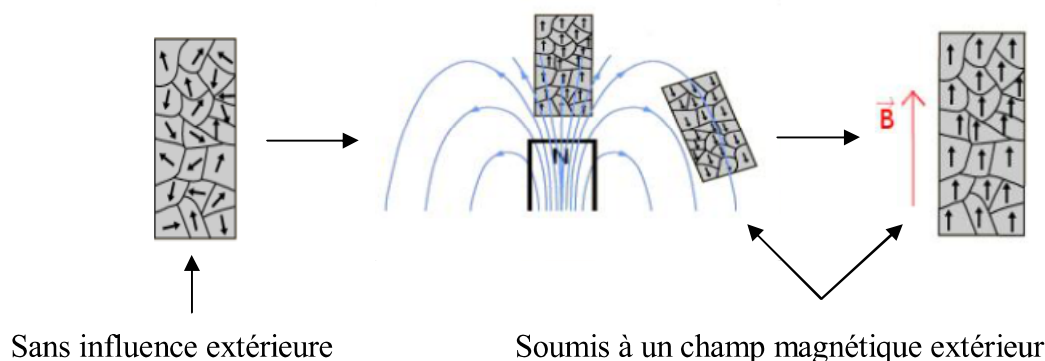
- **B** : le champ magnétique en Tesla.
- **μ** : la permittivité du vide.
- $n = N/L$: N : le nombre de spire
L : la longueur de l'enroulement.
- **I** : l'intensité du courant le traversant.



⇒ Avec un noyau ferromagnétique : $B = k\mu_0 nI$

- **K** : la perméabilité relative du noyau ferromagnétique. C'est cette constante qui montre à quel point rajouter un noyau ferromagnétique peut multiplier le champ magnétique.

Un matériau ferromagnétique est un matériau qui, à la base, n'est pas aimanté. Sous l'influence d'un champ magnétique extérieur assez fort, il va s'aimanter fortement et ainsi augmenter fortement le champ magnétique extérieur.



→ Comment contrer les effets des courants de Foucault ?

Lorsque le noyau est massif, c'est-à-dire qu'il est d'un seul tenant, les courants de Foucault circulent dans tout le noyau. Comme ils sont induits par le champ magnétique, ils vont vouloir s'y opposer.

Pour cela, ils vont se comporter de façon similaire à une bobine au courant traversant une bobine : les électrons vont se déplacer en cercles dans les sections du noyau, et donc perpendiculairement au champ.



Pour contrer les effets des courants de Foucault, il suffit de réduire leur taille au sein de la masse conductrice. On peut par exemple créer un noyau à partir de feuilles très minces du matériau ferromagnétique choisi. On colle ces feuilles en les séparant les unes des autres par un vernis isolant.

Ainsi, les courants induits dans le noyau ne peuvent que se développer dans des sections de la taille de l'épaisseur des tôles. Ils deviennent si petits que leurs effets seront presque négligeables.

Le Transrapid utilise donc une technologie qui peut paraître simple au premier abord, mais qui dépend de lois mathématiques complexes. Ce sont ces lois qui expliquent les conséquences nombreuses de l'utilisation d'électroaimants, conséquences qui rendent la technologie d'autant plus difficile à appréhender.

1.5 : Sustentation électrodynamique [7]

1.5.1 : La supraconductivité

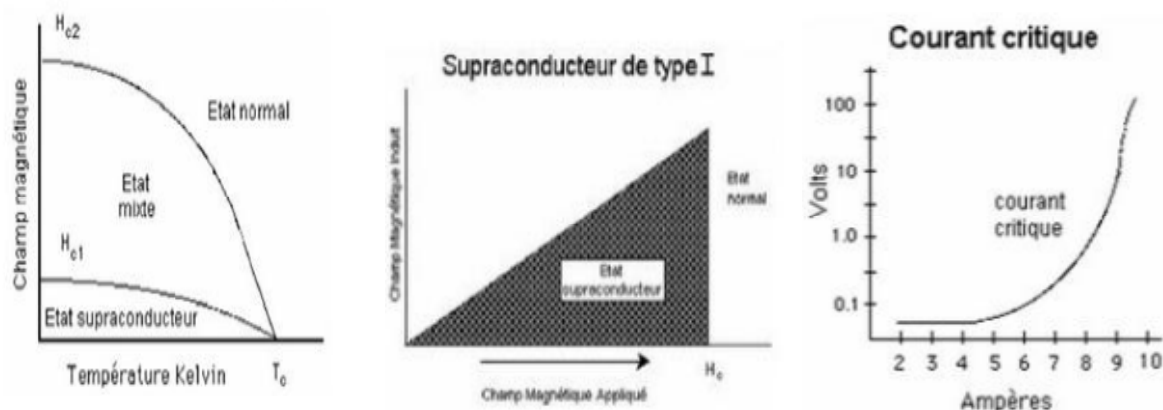
La supraconductivité est la capacité qu'ont certains matériaux à avoir une résistance nulle lorsqu'ils sont traversés par un courant électrique : ils laissent passer le courant sans perte d'énergie.

Une autre grande propriété des supraconducteurs est qu'ils sont capables d'exclure les lignes de champ magnétique. Soumis à une température suffisamment froide, un matériau va, lorsqu'il est soumis à un champ magnétique extérieur, créer un courant électrique qui va s'opposer au champ extérieur, de telle sorte que le champ magnétique à l'intérieur du supraconducteur soit nul ; il s'agit de l'effet Meissner. C'est sur cette théorie qu'est basée la lévitation.

1.5.2 : Paramètres permettant à un matériau d'être ou non supraconducteur

Un matériau devient supraconducteur lorsqu'il est soumis à une température en-deçà d'une température critique (**T_c**). Cependant, cette propriété peut disparaître si ce matériau est soumis à un champ magnétique trop intense, c'est-à-dire, au-delà d'un champ magnétique critique (**H_c**) : celui-ci dépend de la température mais n'est en aucun cas proportionnel à (**T_c**).

En effet, on peut citer comme autre critère intervenant dans la valeur (**H_c**), la forme de l'objet supraconducteur : un supraconducteur carré aura une valeur (**H_c**) moins grande qu'un supraconducteur ovale.



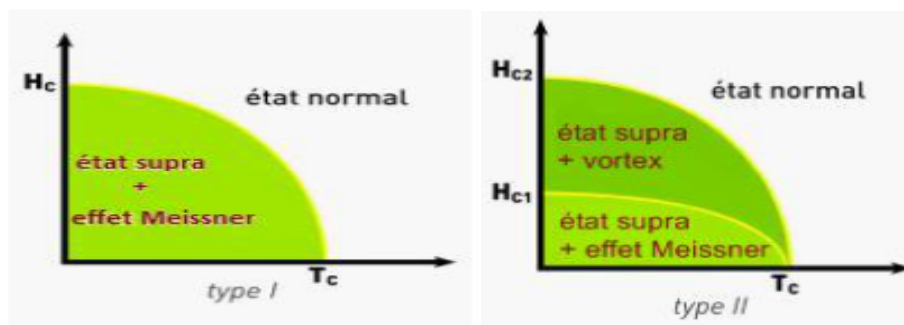
Il existe deux types de supraconducteurs :

- *Les supraconducteurs de première espèce ou de premier type :*

Un matériau est dans l'état supraconducteur si $H < H_c$ et si $T < T_c$, au-delà il est dans l'état dit normal. En ce qui concerne la résistance au courant du matériau, elle est totalement nulle lorsque celui-ci est dans l'état supraconducteur.

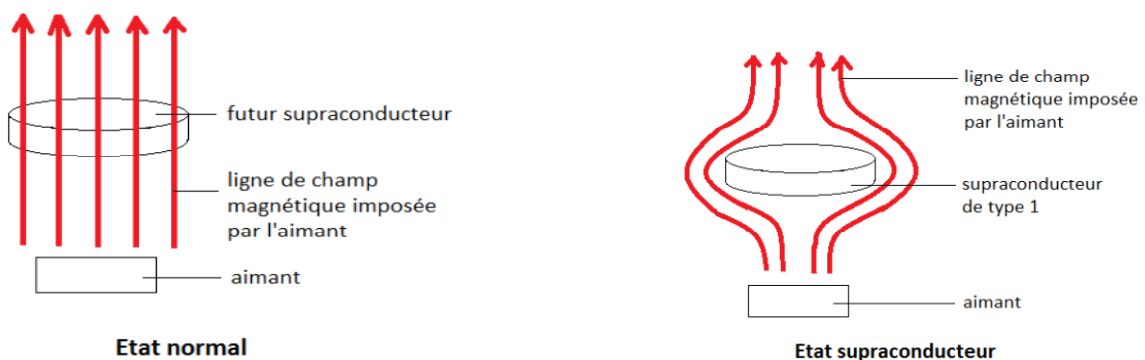
- *Les supraconducteurs de deuxième ordre :*

Ces matériaux possèdent alors deux champs magnétiques critiques H_{c1} et H_{c2} . Si $H < H_{c1}$ et $T < T_c$, il est dans l'état supraconducteur, si $H < H_{c2}$ et $T < T_c$, il est dans l'état normal. Entre H_{c1} et H_{c2} (avec toujours $T < T_c$), il est dans l'état mixte. Lorsque H dépasse H_{c1} , des flux du champ magnétique pénètrent à l'intérieur du matériau par ce que l'on appelle des vortex. Plus H va augmenter par rapport à H_{c1} plus ces vortex vont laisser passer ces flux jusqu'à ce qu'ils les laissent complètement passer, lorsque $H=H_{c2}$. En ce qui concerne leur résistance au courant, celle-ci est nulle à l'état supraconducteur, et à l'état mixte elle varie selon les matériaux.

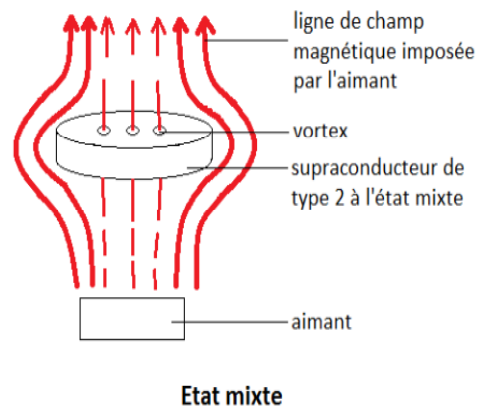


1.5.3 : Différents supraconducteurs de type 2, dont ceux utilisés pour les trains

Les supraconducteurs de type 1 ne sont pas utilisés pour les trains car ceux-ci sont trop instables. Reprenons l'exemple de l'aimant. En effet, comme nous l'avons vu dans le paragraphe précédent, lorsqu'ils sont suffisamment refroidis (température inférieure à T_c), les supraconducteurs de type 1 vont repousser le champ magnétique extérieur de l'aimant, ce champ magnétique ne pénétrant donc pas à l'intérieur du supraconducteur. [7]



En utilisant des supraconducteurs de type 2, lorsque le champ magnétique de l'aimant est suffisamment important (supérieur à H_{c1}), celui-ci va pénétrer le supraconducteur par des vortex, ce qui va rendre la lévitation très stable. Nous avons, pour démontrer cette stabilité, effectué deux expériences dans la partie expérimentation.



1.5.4 : Explication quantique du phénomène [7]

Dans un solide, les électrons peuvent se repousser (force de répulsion coulombienne) mais aussi s'apparier, en dépit de cette force de répulsion : on appelle ces électrons des **paires de Cooper**. Au sein d'un solide, d'ordinaire, c'est-à-dire dans l'état normal, les électrons se repoussent et rebondissent sur de nombreux obstacles, cela s'accompagnant d'une perte d'énergie sous forme de chaleur, l'**effet Joule**.

Pour un supraconducteur, lorsqu'un courant électrique traverse un matériau et que la température est suffisamment basse, un électron (le premier de la paire de Cooper) va faire onduler le maillage moléculaire, composé d'ions positifs, du matériau.

Cela va créer une vibration appelée **phonon***1. Cette vibration est une sorte de zone chargée positivement, ce qui va attirer le deuxième électron de la paire. (Ces deux électrons de spin opposés ($+\frac{1}{2}$ et $-\frac{1}{2}$) sont dits appariés, ils forment une particule de spin entier.

Les diverses particules de spin entiers qui peuvent exister font parties de ce que l'on appelle des bosons.) Il va à son tour rencontrer un ion positif et suivre le même destin : il devient alors le premier électron d'une autre paire de Cooper.

Le déplacement des électrons dans le matériau se fait donc de manière fluide, sans collision et c'est pourquoi un matériau possède une résistance nulle à l'état supraconducteur. Les électrons étant appariés et possédant donc une énergie plus basse que lorsqu'ils sont « Célibataires », le supraconducteur a une énergie plus faible que lorsque le matériau est à l'état normal.

Elle explique l'état supraconducteur mais n'explique pas l'état mixte des supraconducteurs de type 2, l'explication est donc encore à l'état de recherche.

"Les phonons sont au son, ce que les photons sont à la lumière. Il s'agit de la plus petite quantité d'énergie que peut posséder un mode de vibration cristalline."

Chapitre II

Modélisation d'un inducteur de sustentation magnétique

2.1: Introduction [3]

La modélisation constitue la première étape dans l'étude de tout système mécatronique. De l'établissement d'un modèle théorique valide, dépendra le bon déroulement de toutes les parties ultérieures de l'étude qui consistent, entre autres, à choisir la structure de réglage adéquate et à concevoir les organes de réglages et de commande.

Le choix d'un modèle capable de se rapprocher le plus possible du comportement réel du système à étudier, se fait très souvent de façon itérative. On commence d'abord par établir une méthode de modélisation qui est mieux adaptée au problème traité, et qui nécessite un temps de développement acceptable.

Dans ce chapitre, on étudiera le problème de la modélisation d'un inducteur de sustentation magnétique par attraction. On abordera une méthode de modélisation qui est développée en tenant compte de certaines hypothèses.

2.2 : Description d'un inducteur [3]

Il existe plusieurs formes possibles pour un inducteur de sustentation électromagnétique. On se limitera dans cette étude à un inducteur en forme en (U). Ce dernier se compose d'un empilement de tôles d'un matériau ferromagnétique, dans lequel loge un bobinage d'un câble conducteur.

Lorsqu'un courant circule dans le bobinage, un flux magnétique s'établit principalement dans le matériau ferromagnétique et dans l'entrefer, qui sépare l'inducteur du rail. Ceci aura pour conséquence l'apparition d'une force d'attraction entre le rail et l'inducteur.

Le système est de type électromécanique puisqu'il comporte une partie électrique et une partie mécanique. La partie électrique se réfère au bobinage qui se caractérise, à première vue, par une résistance électrique en série avec une inductance.

Quant à la partie mécanique, elle se compose de l'inducteur lui-même qui se caractérise par une masse (m) y compris la masse de la structure (véhicule) à sustenter, sur laquelle agit une force de type électromagnétique (F_x) qui s'oppose à la force d'attraction terrestre de l'inducteur.

La figure 2.1(a) montre l'inducteur avec la définition des référentiels qui seront utilisés par la suite dans la modélisation. On y représente les irrégularités du rail par une déviation (x_r) de référentiel absolu qui sera prise en compte comme une perturbation lors de la modélisation.

Une autre perturbation agit sur l'inducteur: il s'agit d'une force externe (F_{pe}) dont l'origine dépend de l'environnement dans lequel se trouve l'inducteur. Cette perturbation peut être de nature aérodynamique dans le cas d'un véhicule en sustentation magnétique.

La figure 2.1(b) montre une vue de face de l'inducteur dans le cas où la force de perturbation (F_{pe}) agit latéralement. Il en résulte un décalage (ϵ) par rapport au rail qui doit être aussi pris en compte lors de la modélisation [2].

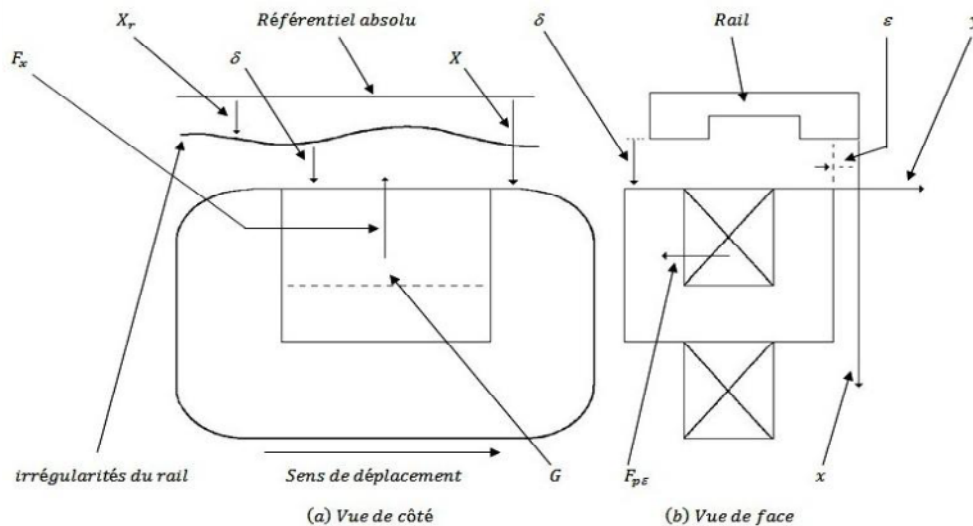


Figure 2.1 : Inducteur de sustentation magnétique, référentiels et notations.

Le calcul des forces électromagnétiques latérales et normales peut se faire selon La méthode de la variation d'énergie.

2.3 : Modélisation par la méthode de la variation de l'énergie

2.3.1 : Généralités [3]

La modélisation par la méthode de la variation d'énergie nécessite l'établissement d'un schéma magnétique équivalent de l'inducteur. Ceci se fait aisément par décomposition du circuit magnétique en plusieurs perméances montées en série ou en parallèle.

Outre sa simplicité, cette méthode présente l'avantage de pouvoir tenir compte de la saturation magnétique. Celle-ci peut avoir une influence non négligeable dans les grands inducteurs où des courants élevés sont en jeu, ainsi que dans les petits inducteurs où les sections de fer sont petites.

En premier lieu, un modèle simple ne tenant compte que de la perméance de l'entrefer sera développé. L'étude se poursuivra ensuite en tenant compte des flux de fuite, des flux des franges et des chutes de potentiel dans le fer.

2.3.2 : Modèle simplifié [3]

Au niveau de l'entrefer de sustentation magnétique on considère les hypothèses suivantes :

- La perméance du fer (rail + inducteur) est supposée infinie,
- On néglige le phénomène de saturation du fer,
- Les effets des franges sont négligés,
- L'effet de l'hystérésis est négligeable,
- Les flux de fuite sont négligés,
- La force électromagnétique d'attraction est appliquée au centre de gravité de l'inducteur,

Sur la base des hypothèses précédentes, on établit le schéma magnétique équivalent de l'inducteur et du rail représenté à la figure 2.2. Le paramètre (Λ_δ) est la perméance de l'entrefer, et (θ) est le potentiel magnétique.

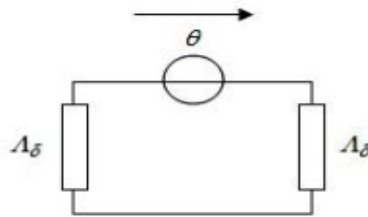


Figure 2.2 : Schéma magnétique équivalent.

Le bobinage de l'inducteur se caractérise par une résistance (R) et par une inductance (L) dont la valeur dépend de l'entrefer (δ). On a donc le schéma électrique de la figure 2.3.

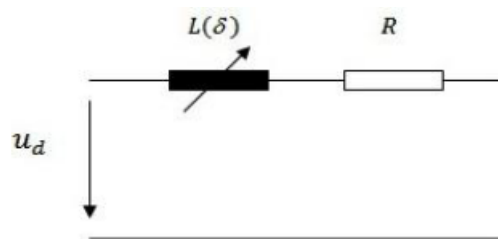


Figure 2.3 : Schéma électrique du bobinage de l'inducteur.

L'inductance du bobinage dépend de l'entrefer selon la relation

$$L(\delta) = \frac{1}{2} N^2 \Lambda(\delta) \dots\dots\dots(2.1)$$

Avec :

$$\Lambda(\delta) = \frac{\mu_0 \cdot a \cdot l_i}{\delta} \dots\dots\dots(2.2)$$

Où :

- N : Le nombre de spires de la bobine,
- α : La largeur d'un pôle de l'inducteur,
- l_i : La longueur de l'inducteur,
- μ_0 : La perméabilité du vide ($4\pi 10^{-7}$ H/m).

L'inductance de la bobine au point de fonctionnement nominal est donnée par :

$$L_n = N^2 \cdot \frac{\mu_0 \cdot a \cdot l_i}{2\delta_n} \dots\dots\dots(2.3)$$

Où (δ_n) est l'entrefer nominal.

Les relations (2.1) à (2.3) permettent d'établir l'expression de l'inductance en fonction de l'entrefer

$$L(\delta) = L_n \left(\frac{\delta_n}{\delta} \right) \dots\dots\dots(2.4)$$

Si on tient compte d'un décalage (ε) entre le rail et l'inducteur (voir le figure 2.1), il faut remplacer (α) dans l'équation (2.2) par ($\alpha-|\varepsilon|$) qui représente la surface efficace entre le pôle de l'inducteur et le rail. L'inductance de la bobine s'écrira alors.

$$L(\delta, \varepsilon) = L_n \cdot \frac{\delta_n}{\delta} \cdot \left(1 - \frac{|\varepsilon|}{\alpha}\right) \dots\dots\dots(2.5)$$

L'équation de la tension est donnée par :

$$U_d = Ri + \frac{d}{dt}[L(\delta, \varepsilon).i] \dots\dots\dots(2.6)$$

$$U_d = Ri + L(\delta, \varepsilon) \cdot \frac{di}{dt} + i \left(\frac{\partial L(\delta, \varepsilon)}{\partial \delta} \frac{d\delta}{dt} + \frac{\partial L(\delta, \varepsilon)}{\partial \varepsilon} \frac{d\varepsilon}{dt} \right) \dots\dots\dots(2.7)$$

De l'équation (2.7), on constate que la tension appliquée aux bornes de la bobine se décompose en trois termes. Le premier terme est relatif à la chute de tension résistive, Le deuxième terme est dû à la variation du courant, enfin le troisième terme est la tension induite liée au mouvement, due à la variation de (δ) et (ε).

La force électromagnétique se calcule par la dérivée de l'énergie magnétique, selon la relation générale suivante :

$$F_{el} = \frac{1}{2} \frac{dL}{dx} i^2 \dots\dots\dots(2.8)$$

Où (x) est l'axe de déplacement selon lequel la force électromagnétique est appliquée.

En remplaçant l'inductance (L) par son expression en (2.5), on obtient respectivement pour la force verticale et latérale les expressions suivantes :

$$F_x = - \frac{1}{2} L_n \delta_n \left(1 - \frac{|\varepsilon|}{\alpha}\right) \left(\frac{i}{\delta}\right)^2 \dots\dots\dots(2.9)$$

$$F_y = - \text{sign}(\varepsilon) \frac{1}{2} \left(\frac{L_n}{\alpha}\right) \left(\frac{\delta_n}{\delta}\right) i^2 \dots\dots\dots(2.10)$$

On définissant la force nominale (F_{x0}), pour un décalage ($\varepsilon = 0$), par la relation suivante :

$$F_{x0} = \frac{1}{2} L_n \delta_n \left(\frac{i_n}{\delta_n}\right)^2 \dots\dots\dots(2.11)$$

Où (i_n) et (δ_n) sont respectivement le courant et l'entrefer nominal, il est possible de tracer en grandeurs relatives les équipotentiels des forces normales en fonction de l'entrefer et du courant, comme représenté à la figure (2.4).

On constate que la force est proportionnelle au carré du courant et inversement proportionnelle au carré de l'entrefer. Cette relation n'est pas valable pour un entrefer nul. Ceci est dû aux hypothèses restrictives de départ, où l'on néglige les chutes de potentiel magnétique dans le fer ainsi que les flux de fuite.

L'expression de la force relative est :

$$F_r = \frac{F_x}{F_{x0}}$$

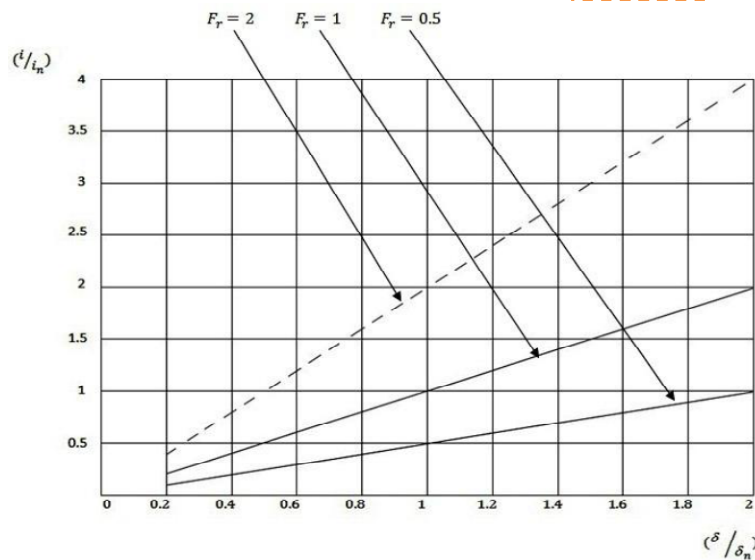


Figure 2.4 : Equipotentielles de la force électromagnétique en fonction de l'entrefer et du courant en grandeurs relatives.

La force latérale est constante pour un entrefer donné et s'oppose au décalage. C'est ce qu'on appelle la force de guidage naturelle qui a pour effet de centrer l'inducteur sur le rail. En réalité, la caractéristique de la force de guidage latérale dépend du décalage (ϵ). Encore une fois, ceci est dû aux hypothèses restrictives de départ où les flux des franges sont négligés.

2.3.3 : Schéma bloc du modèle simplifié [3]

Dans le but d'établir le schéma bloc du modèle simplifié, on exprime la relation (2.7) en fonction de la dérivée du courant. En posant ($\epsilon = 0$), on obtient :

$$\frac{di}{dt} = \frac{Ud - Ri}{L_n} \frac{\delta}{\delta_n} + \frac{i}{\delta} \frac{d\delta}{dt} \dots\dots\dots(2.12)$$

Selon la définition des référentiels à la figure (2.1)(a), l'équation de mouvement est donnée par :

$$m \ddot{x} = - F_x + mg$$

En remplaçant (F_x) dans l'équation précédente par (2.9) et pour ($\epsilon = 0$), on obtient

$$\frac{d^2x}{dt^2} = - \frac{1}{2m} L_n \delta_n \left(\frac{i}{\delta}\right)^2 + g \dots\dots\dots(2.13)$$

Le rail n'est généralement pas une structure parfaitement lisse, mais présente certaines irrégularités.

De la relation (2.12), on constate que la perturbation due à la déviation du rail agit par rapport à sa dérivée sur le système. Si l'on note cette déviation par (x_r) (voir fig 2.1).

On a :

$$\frac{d\delta}{dt} = \frac{dx}{dt} - \frac{dx_r}{dt} \dots\dots\dots(2.14)$$

Où (δ) est l'entrefer, (x) est la distance entre l'inducteur et le référentiel absolu.

A la figure (2.5), on représente le schéma bloc de l'inducteur de sustentation magnétique établi à l'aide des équations (2.12) et (2.13) et (2.14). Comme on peut le constater, le système est d'ordre trois; il est fortement non linéaire du fait de l'existence des fonctions de division et de multiplication.

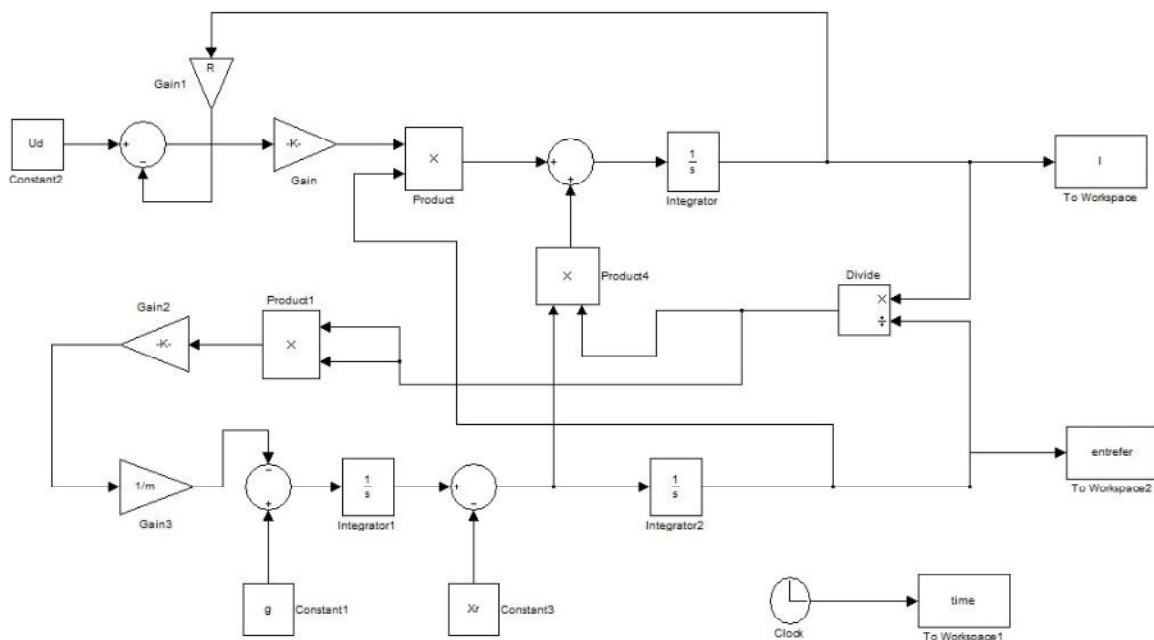


Figure2.5 : Schéma bloc d'un inducteur de sustentation magnétique par attraction Flux de fuite et chutes de potentiel magnétique dans le fer négligés.

2.3.4 : Prise en compte des chutes de potentiel magnétique dans le fer [3]

Il est possible d'améliorer le modèle simplifié de l'inducteur en considérant que la perméance du fer n'est pas infinie. Il s'ensuit deux perméances supplémentaires à rajouter au schéma magnétique équivalent de la figure (2.2). La première perméance (Λ_{f1}) est relative au rail et la seconde (Λ_{f2}) à l'inducteur. Les expressions des deux perméances sont donnée par :

$$\Lambda_{f1} = \frac{\mu_0 \cdot \mu_{r1} \cdot P \cdot l_i}{I_{f1}} \dots\dots\dots(2.15)$$

$$\Lambda_{f2} = \frac{\mu_0 \cdot \mu_{r2} \cdot a \cdot l_i}{I_{f2}} \dots\dots\dots(2.16)$$

Où :

- μ_{r1}, μ_{r2} : Sont respectivement les perméabilités relatives de rail et de l'inducteur.
- I_{f1}, I_{f2} : Sont respectivement le trajet moyen des lignes de champ dans le rail et dans l'inducteur.
- P : Est l'épaisseur de rail.

La perméance équivalente du circuit magnétique se calcul par la mise en série des trois perméances, celle du rail, de l'inducteur et de l'entrefer. On à donc :

$$\Lambda_{eq} = \frac{1}{\frac{2}{\Lambda_{\delta}} + \frac{1}{\Lambda_{f1}} + \frac{1}{\Lambda_{f2}}} = \frac{\Lambda_{\delta} \cdot \Lambda_{f1} \cdot \Lambda_{f2}}{\Lambda_{\delta} \cdot \Lambda_{f2} + \Lambda_{f1} \cdot \Lambda_{\delta} + 2 \cdot \Lambda_{f1} \cdot \Lambda_{f2}} \dots\dots\dots(2.17)$$

En introduisant les relations (2.2), (2.15), et (2.16), dans (2.17), On obtient

$$\Lambda_{eq} = \frac{\mu_0 \cdot \mu_{r1} \cdot \mu_{r2} \cdot I_i \cdot a \cdot P}{a \cdot I_{f1} \cdot \mu_{r2} + P \cdot I_{f2} \cdot \mu_{r1} + 2 \cdot \mu_{r1} \cdot \mu_{r2} \cdot P \cdot \delta} \dots\dots\dots(2.18)$$

Généralement, les deux perméabilités relatives (μ_{r1}) et (μ_{r2}) sont élevées et il est possible, comme on le voit de la relation (2.18), de négliger les deux perméances supplémentaires, celles de rail et de l'inducteur.

La force verticale s'obtient par la dérivée de l'énergie magnétique

$$F_x = - \frac{\mu_0 \cdot (\mu_{r1})^2 \cdot (\mu_{r2})^2 \cdot I_i \cdot a \cdot P^2 \cdot (Ni)^2}{[(a \cdot I_{f1} \cdot \mu_{r2}) + (P \cdot I_{f2} \cdot \mu_{r1}) + (2 \cdot \mu_{r1} \cdot \mu_{r2} \cdot P \cdot \delta)]^2} \dots\dots\dots(2.19)$$

On constate de la relation (2.19) que dans le cas particulier où ($\delta = 0$), la force verticale est bien définie, contrairement au résultat obtenu par le modèle simplifié.

2.3.5 : Modèle avec flux de fuite [3]

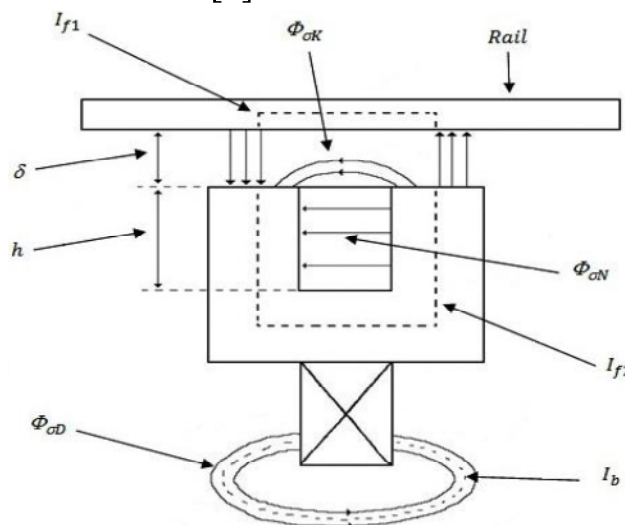


Figure 2.6 : Représente schématique de l'inducteur de sustentation magnétique avec flux de fuite.

Il existe principalement trois types de flux de fuite, comme représenté à la figure (2.6) :

- Les flux de fuite d'encoche, ($\Phi_{\sigma N}$).
- Les flux de fuite de têtes de dents, ($\Phi_{\sigma K}$).
- Les flux de fuite de développantes, ($\Phi_{\sigma D}$).

Le schéma magnétique équivalent avec flux de fuite est représenté à la figure (2.7), il s'établit facilement à partir de la représentation schématique de la figure (2.6).

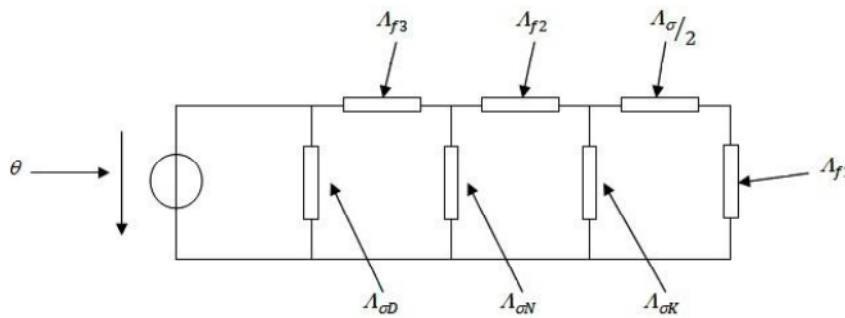


Figure 2.7 : Schéma magnétique équivalent d'un inducteur avec flux de fuite.

Sans rentrer dans les détails des développements, les perméances de ces flux de fuite sont données par :

$$\Lambda_{\sigma D} = \frac{\mu_0 \cdot l_b}{2} \dots\dots\dots(2.20)$$

Où (l_b) est la longueur moyenne de la développante.

$$\Lambda_{\sigma K} = \mu_0 \cdot l_i \frac{5\delta/a}{5+4\delta/a} \dots\dots\dots(2.21)$$

$$\Lambda_{\sigma N} = \mu_0 \cdot l_i \frac{h}{3a} \dots\dots\dots(2.22)$$

Avec (h) est la hauteur de l'encoche.

Les perméances (Λ_{f1}), (Λ_{f2}) et (Λ_{f3}) sont données par les relations suivantes.

$$\Lambda_{f1} = \frac{\mu_0 \cdot \mu_{r1} \cdot a \cdot l_i}{I_{f1}} \dots\dots\dots(2.23)$$

$$\Lambda_{f2} = \frac{\mu_0 \cdot \mu_{r2} \cdot a \cdot l_i}{h} \dots\dots\dots(2.24)$$

$$\Lambda_{f3} = \frac{\mu_0 \cdot \mu_{r3} \cdot a \cdot l_i}{I_{f2} - h} \dots\dots\dots(2.25)$$

Avec (I_{f1}) et (I_{f2}) la longueur moyenne des lignes de champs magnétique dans l'inducteur, comme représente la figure (2.6).

2.3.6 : Effet des franges [2]

Il existe deux types de flux des franges, qu'on représente à la figure (2.8) par (Φ_{fr1}) et (Φ_{fr2}). En approchant les lignes de champs par des segments de droites et des arcs de cercles, il est possible de calculer les perméances associées à ces flux.

$$\Lambda_{fr1} = \int_0^P \frac{\mu_0 \cdot I_i}{\delta_n - \pi y} dy = \frac{\mu_0 \cdot I_i}{\pi} L_n \left[1 + \frac{\pi P}{2 \cdot \delta_n} \right] \dots\dots\dots(2.26)$$

$$\Lambda_{fr2} = \int_0^P \frac{\mu_0 \cdot a}{\delta_n - \frac{\pi}{2} y} dy = \frac{2 \cdot \mu_0 \cdot a}{\pi} L_n \left[1 + \frac{\pi P}{2 \cdot \delta_n} \right] \dots\dots\dots(2.27)$$

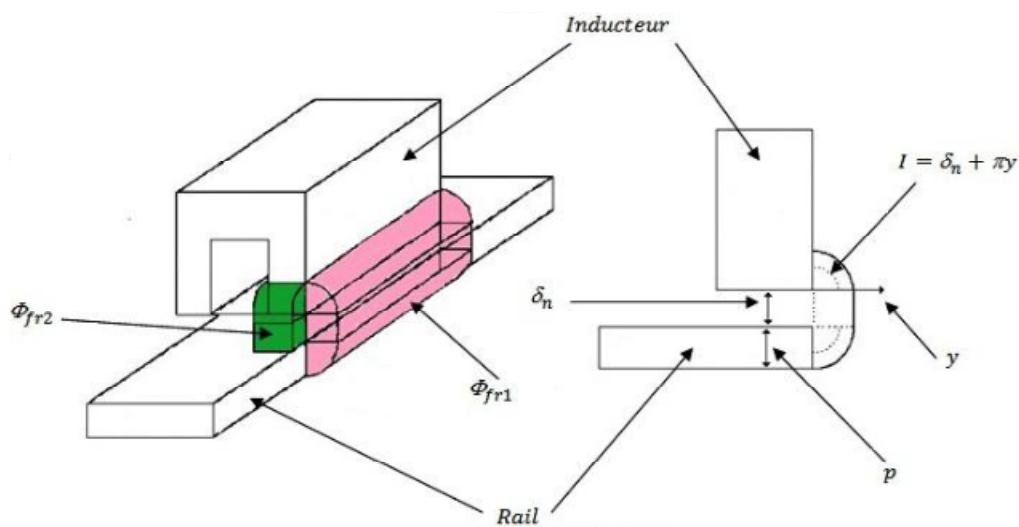


Figure 2.8 : Inducteur de sustentation magnétique avec flux de fuite et flux de frange.

La perméance équivalent due aux flux des franges est donnée par :

$$\Lambda_{Frange} = \Lambda_{fr2} + \frac{\Lambda_{fr1}}{2} \dots\dots\dots(2.28)$$

On aboutit ainsi au schéma magnétique équivalent à la figure (2.9)

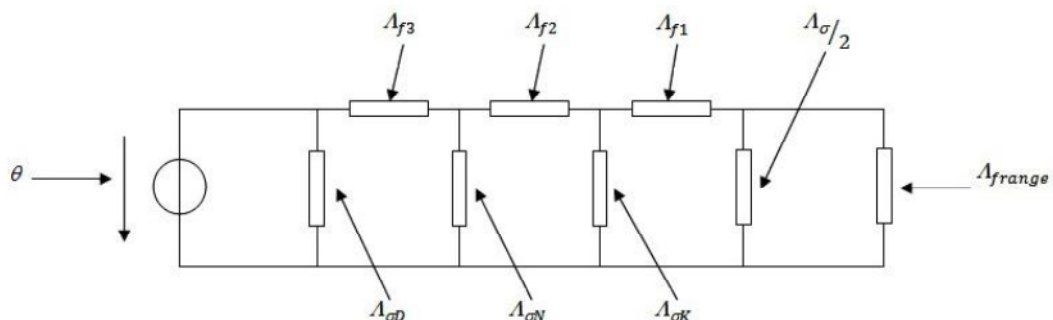


Figure 2.9 : Schéma magnétique équivalent d'un inducteur avec flux de fuite et flux des franges

2.3.7 : Force latérale [3]

Les flux des franges ont une influence sur la force latérale lorsque l'inducteur de sustentation magnétique s'écarte du rail. Cette force s'oppose au déplacement latéral de l'inducteur et a pour effet de recentrer l'inducteur sur le rail. C'est ce qu'on appelle le guidage naturel.

Dans ce paragraphe, on abordera l'étude de cette force par la méthode de la dérivée de l'énergie magnétique, on approchera les lignes de champs sortant du bord de l'inducteur par des segments de droites et des arcs de cercles, comme représenté à la figure (2.10).

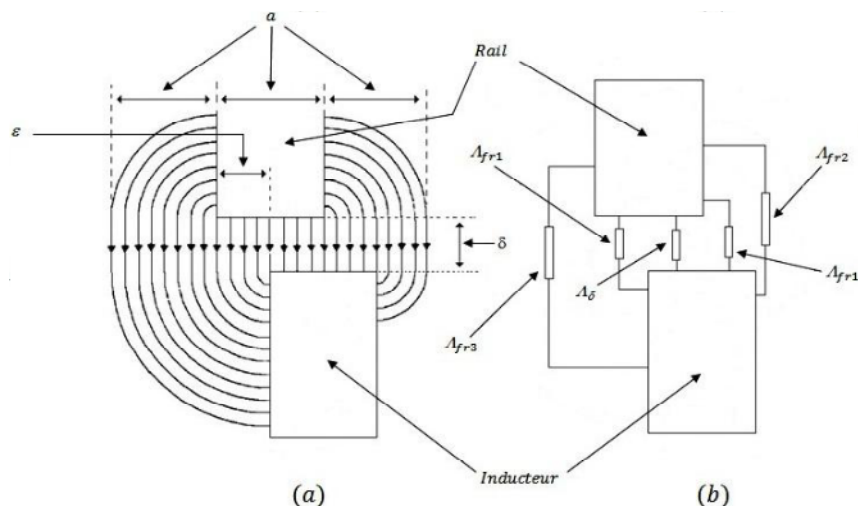


Figure 2.10 : Distribution des lignes de champs lors d'un déplacement (ε) d'un inducteur de sustentation magnétique par rapport au rail (a) ; perméances correspondantes (b).

Comme on peut le constater, les lignes de champs magnétiques ne peuvent s'étendre au-delà d'une certaine borne fixée ici à une distance égale à la largeur du pôle de l'inducteur (a), ceci indépendamment du décalage (ε). En d'autres termes, l'énergie magnétique du système reste constante.

A la figure (2.10) (b), on représente les perméances relatives à chaque section des lignes de champ électromagnétique. La valeur de chaque perméance dépend du décalage (ε) et de l'entrefer (δ).

Le schéma magnétique équivalent pour l'inducteur complet (avec les deux pôles) est représenté à la figure (2.11). Pour simplifier l'étude du calcul de la force latérale et normal en fonction du décalage, on ne tiendra pas compte des flux de fuite, ni des chutes de potentiel dans le fer.

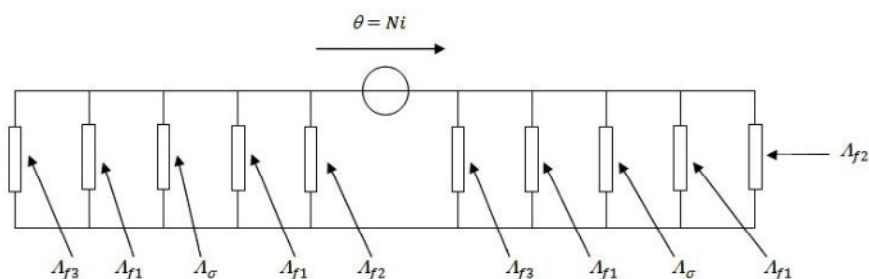


Figure 2.11 : Schéma magnétique équivalent lors d'un déplacement latéral.

L'expression de chaque perméance est donnée (pour $\varepsilon > 0$) par :

$$\Lambda_{\delta} = \frac{\mu_0 l_i}{\delta} (1 - \varepsilon) \dots\dots\dots(2.29)$$

$$\Lambda_{fr1} = \int_0^{\varepsilon} \frac{\mu_0 l_i}{(\delta + \frac{\pi}{2} y)} dy = \frac{2 \mu_0 l_i}{\pi} \text{Ln} \left[1 + \frac{\varepsilon \pi}{2 \delta} \right] \dots\dots\dots(2.30)$$

$$\Lambda_{fr2} = \int_{\varepsilon}^a \frac{\mu_0 l_i}{\delta + \frac{\pi}{2} (2y - \varepsilon)} dy = \frac{\mu_0 l_i}{\pi} \text{Ln} \left[1 + \frac{2a\pi}{2\delta + \varepsilon \pi} \right] \dots\dots\dots(2.31)$$

$$\Lambda_{fr3} = \int_0^a \frac{\mu_0 l_i}{\delta + \frac{\pi}{2} (2y + \varepsilon)} dy = \frac{\mu_0 l_i}{\pi} \text{Ln} \left[1 + \frac{2a\pi}{2\delta + \varepsilon \pi} \right] \dots\dots\dots(2.32)$$

La perméance équivalente s'obtient par la relation

$$\Lambda_{eq} = \frac{\Lambda_{\delta} + 2\Lambda_{fr1} + \Lambda_{fr2} + \Lambda_{fr3}}{2} \dots\dots\dots(2.33)$$

On calcule les forces latérales et normales par la dérivée de l'énergie magnétique et on obtient

$$F_y = \frac{1}{2} \frac{d\Lambda_{eq}}{d\varepsilon} (Ni)^2 = \varepsilon \pi l_i \mu_0 (Ni)^2 \frac{-8\delta^2 - (8a\pi + 2\pi\varepsilon)\delta - 4(a\pi)^2 + (\varepsilon\pi)^2}{4\delta(2\delta + 2\pi a - \varepsilon\pi)(2\delta + \varepsilon\pi)(2\delta + 2\pi a + \varepsilon\pi)} \dots\dots\dots(2.34)$$

(2.35)

$$F_x = \frac{1}{2} \frac{d\Lambda_{eq}}{d\delta} (Ni)^2 = \frac{1}{4} (Ni)^2 \left[\frac{l_i \mu_0 (\varepsilon - a)}{\delta^2} - \frac{4l_i \mu_0 (a - \varepsilon)}{(2\delta + \varepsilon\pi)(\varepsilon\pi - 2\delta - 2\pi a)} - \frac{4a l_i \mu_0}{(2\delta + \varepsilon\pi)(2\delta + 2\pi a + \varepsilon\pi)} - \frac{4 \varepsilon l_i \mu_0}{2\delta^2 + \delta\varepsilon\pi} \right]$$

2.4 : Perméabilités relatives et caractéristiques B-H

Les développements effectués, qui tiennent compte des chutes de potentiel magnétique dans le fer, nécessitent l'évaluation des perméabilités relatives des sections de fer correspondantes.

Cette partie consiste à définir les différents types de perméabilités relatives.

2.4.1 : Différents types de perméabilités relatives [1]

La perméabilité relative n'est pas une valeur constante, mais dépend du champ magnétique (H). De ce fait, la relation ($B = \mu H$) est non linéaire.

La caractéristique $B = f(H)$ qui en résulte est ce qu'on appelle la courbe d'aimantation, elle peut varier fortement d'un matériau magnétique à l'autre.

Selon où l'on se trouve sur la courbe de saturation, et selon le mode d'excitation, on peut définir plusieurs types de perméabilités relatives.

- La perméabilité relative initiale (μ_{ri}) : c'est la pente de la courbe de saturation pour un champ magnétique (H) tendant vers zéro (Voire figure 2.13(a)).
- La perméabilité relative normale (μ_r) : c'est le rapport (B/H) à n'importe quel point de la courbe de saturation. La caractéristique typique de (μ_r) en fonction du champ magnétique (H) est donnée à la figure (2.12). Pour (H = 0), ($\mu_r = \mu_{ri}$), cette grandeur va ensuite croître pour atteindre un maximum, puis va décroître jusqu'à des valeurs très faibles, le matériau magnétique est alors en saturation.
- La perméabilité relative différentiel ($\mu_{r\Delta}$) : la perméabilité relative normale est celle qu'on obtiendrait lorsqu'on excite le système avec un courant continu. Pour des puissances élevées, l'alimentation est de type pulsé, il se superpose alors au courant continu une certaine ondulation dont l'amplitude dépend de la fréquence de pulsation et de l'inductance du bobinage. Ceci se traduit dans la courbe (B-H) du fer par un cycle d'hystérésis qui s'inscrit dans le cycle principal (Voir figure (2.13) (b)). Dans ce cas, on définit la perméabilité relative différentielle ($\mu_{r\Delta}$), qui est donnée par :

$$\mu_{r\Delta} = \frac{1}{\mu_0} \frac{\Delta B}{\Delta H} \dots\dots\dots(2.36)$$

Cette grandeur est de valeur inférieure à la perméabilité relative normale.

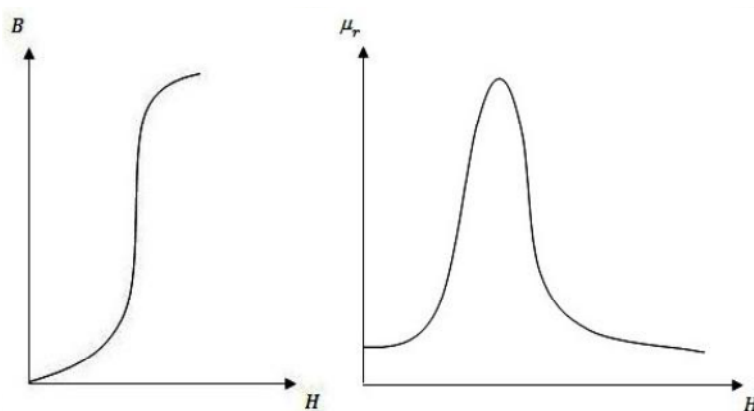


Figure 2.12 : Courbe de saturation magnétique et perméabilité relative en fonction du champ (H).

La perméabilité relative amplitude est :

$$\mu_{ra} = \frac{1}{\mu_0} \frac{\hat{B}}{\hat{H}} \dots\dots\dots(2.37)$$

Est obtenue par une excitation alternative basse fréquence d'amplitude (\hat{H}). Les grandeurs (\hat{B}) et (\hat{H}) sont obtenus sur la courbe de première aimantation.

Généralement, le constructeur de matériau ferromagnétique fournit les courbes d'aimantation (B-H) en fonction de (\hat{B}) et (\hat{H}).

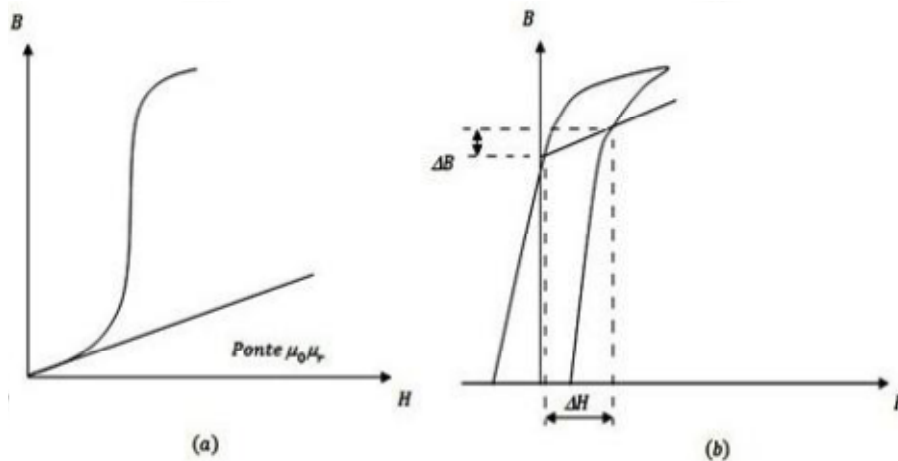


Figure 2.13 : Définition de la perméabilité relative initiale(a) et différentielle (b).

2.4.2 : Détermination approximative de la perméabilité relative en régime nominal pour un point de fonctionnement [1]

La détermination des perméabilités relatives (μ_{r1}) et (μ_{r2}) de l'inducteur et de rail se fait aisément par le calcul qui suit :

Le potentiel magnétique est calculé par la circulation du champ magnétique. Dans le cas d'un inducteur avec entrefer, on obtient la relation suivante : Voir figure (2.14)

$$\theta = Ni = l_f H_f + l_\delta H_\delta \dots\dots\dots(2.38)$$

Où (l_f) et (l_δ) sont les parcours moyens du champ magnétique respectivement dans le fer et dans l'entrefer.

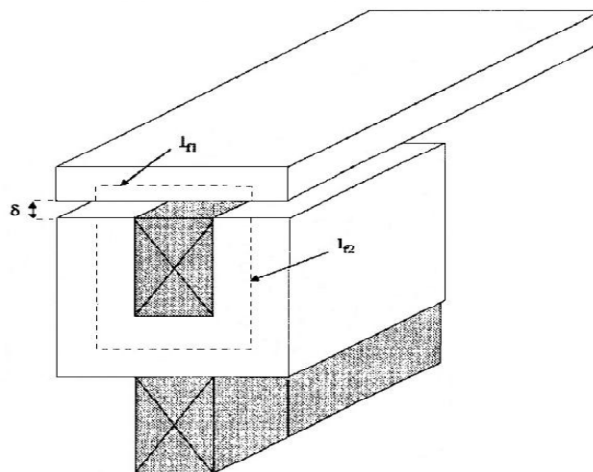


Figure 2.14 : Schéma d'un inducteur de sustentation magnétique

En faisant l'hypothèse que l'induction magnétique dans le fer est égale à celle dans l'entrefer (Ceci revient à négliger les flux de fuite).

$$B_f = B_\delta \dots\dots\dots(2.39)$$

$$H_{\delta} = \frac{B_f}{\mu_0} \dots\dots\dots(2.40)$$

On remplaçant (2.40) dans (2.38) on obtient l'équation de la droite de charge suivante :

$$B_f = \frac{\mu_0}{l_{\delta}} (N_i - l_f H_f) \dots\dots\dots(2.41)$$

L'intersection de la droite de charge avec la courbe de magnétisation (B-H) du fer, nous donne le point de fonctionnement [$P_1 = (H_{fn} , B_{fn})$], (Voir le figure 2.15).

A partir de ce point, il est possible de déterminer la perméabilité relative du fer à l'aide de la caractéristique [$\mu_r = f(H_f)$] fournie par le fabricant du matériau.

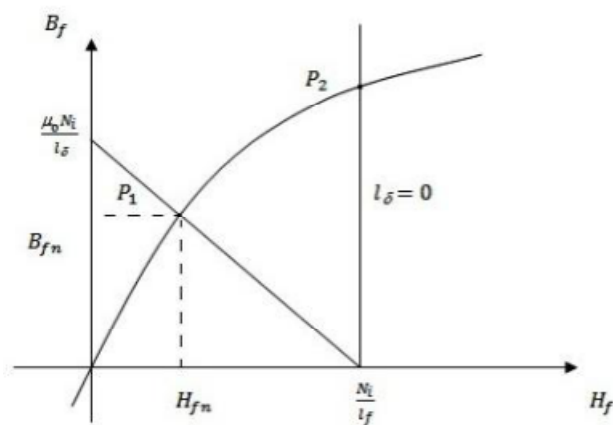


Figure 2.15 : Courbe de saturation magnétique et droite de charge

Considérons un cas particulier où l'entrefer ($l_{\delta} = 0$). La droite de charge est verticale et pour le même courant d'excitation, l'intersection avec la courbe (B-H) se trouve au point (P_2).

Il en ressort qu'une diminution de l'entrefer pour un courant d'excitation fixe fait augmenter le champ d'induction magnétique du matériau de l'inducteur et le rapproche de la saturation.

2.5 : Caractéristiques réel d'un inducteur de sustentation magnétique [2]

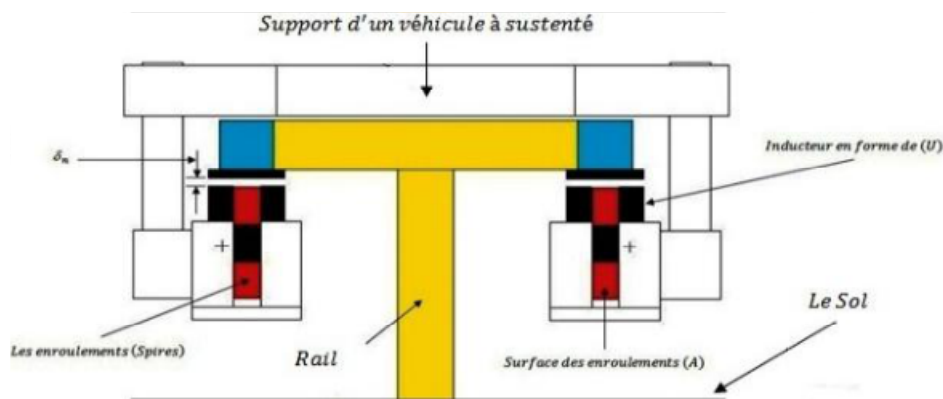


Fig 2.16 : Structure des inducteurs à sustentation magnétiques d'un véhicule à grande vitesse

Dans le figure (2.16), on représente l'emplacement des deux inducteurs à sustentation magnétiques d'un véhicule à grande vitesse, chaque inducteur se caractérise par :

- ✓ Une masse de : $m = 3939 \text{ kg}$
- ✓ Une résistance de : $R = 0.96 \Omega$
- ✓ Nombre de spires de : $N = 383 \text{ Spires}$
- ✓ Surface des enroulements de : $A = 0.0723 \text{ m}^2$
- ✓ Entrefer nominale de : 20 mm
- ✓ Courant nominale de : $i_n = 103.89 \text{ A}$
- ✓ L'inductance nominale de : $L_n = 333 \text{ mH}$

2.6 : Conclusion [3]

La méthode de la dérivée de l'énergie magnétique, elle est simple à appliquer, mais peut aboutir à des longues relations surtout lorsqu'il s'agit de prendre en compte les flux de fuite et les effets de franges.

Chapitre III

Réglage en position d'un inducteur de sustentation magnétique

3.1 : Introduction [1]

Comme on l'a vu au chapitre (2), l'inducteur de sustentation magnétique étant un système fortement non linéaire et de plus instable, un réglage adéquat s'impose. L'utilisation de réglages linéaires tels que les régulateurs standards ou des régulateurs d'état nécessite la linéarisation du système autour d'un point de fonctionnement.

Généralement, les performances de ces régulateurs sont garanties autour d'un point de fonctionnement, mais peuvent être altérées ailleurs.

Pour remédier à ce problème, on a recours à des structures de réglage adaptatif ou à des régulateurs non linéaires. Le réglage par la méthode inverse (Commande en tension) a pour effet de linéariser le système dans tout le domaine de fonctionnement.

Dans ce chapitre, on abordera en détail les méthodes de réglage en position d'un inducteur de sustentation magnétique sur le plan théorique. Cette étude précède naturellement une approche de type multivariable au problème de la sustentation magnétique, comme celle d'un véhicule.

En effet, cette application fait intervenir une multitude d'inducteurs électromagnétiques et le nombre de consignes est généralement inférieur au nombre de grandeurs à régler.

Enfin, la limitation des grandeurs de commande introduit une non linéarité supplémentaire dans le système global. Comme on le verra dans cette étude, la limitation possède une influence néfaste sur la grandeur à régler lors de grandes variations dynamiques.

3.2 : Réglage d'état

3.2.1 : Structure d'un régulateur d'état [1]

La figure (3.1) rappelle la structure générale du réglage d'état. Le système à régler est symbolisé par le bloc (S) qui est dans cette étude l'inducteur de sustentation magnétique. Celui-ci est représenté par le schéma bloc de la figure (2.5) dans le cas de modèle simplifié.

La tension (u_d) appliquée à l'électro-aimant provient d'un organe de commande représenté par le bloc (OCM) qui sera décrit plus en détail au chapitre (4).

Le bloc en trait pointillé contient le régulateur d'état. Les grandeurs d'état (x_s) du système à réguler influencent le signal de commande (u'_{cm}) par l'intermédiaire du coefficient de la contre-réaction (k_s^T). La consigne (δ_c) intervient par l'intermédiaire du coefficient d'intervention direct (k_w).

On reconnaît aussi la composante intégrale qui permet d'éviter un statisme par l'intégration de l'écart (e) entre la consigne (δ_c) et la grandeur à réguler (δ), ceci avec une constante de temps (T_i).

La grandeur d'état (x_R) de la composante intégrale intervient ensuite sur le signal de commande par l'intermédiaire du coefficient (k_R). Dans le cas où la perturbation (F_p) est connue ou mesurable, il est possible d'en tenir compte dans le réglage par l'intermédiaire du coefficient d'intervention direct (k_P).

Le signal de commande (u'_{cm}) calculé par le régulateur d'état doit être limité entre deux niveaux de tension (u_{dmin}) et (u_{dmax}) qui dépendent de l'amplificateur de puissance utilisé pour l'alimentation de l'électro-aimant. Si cette limitation n'est pas active, on a ($u_{cm} = u'_{cm}$).

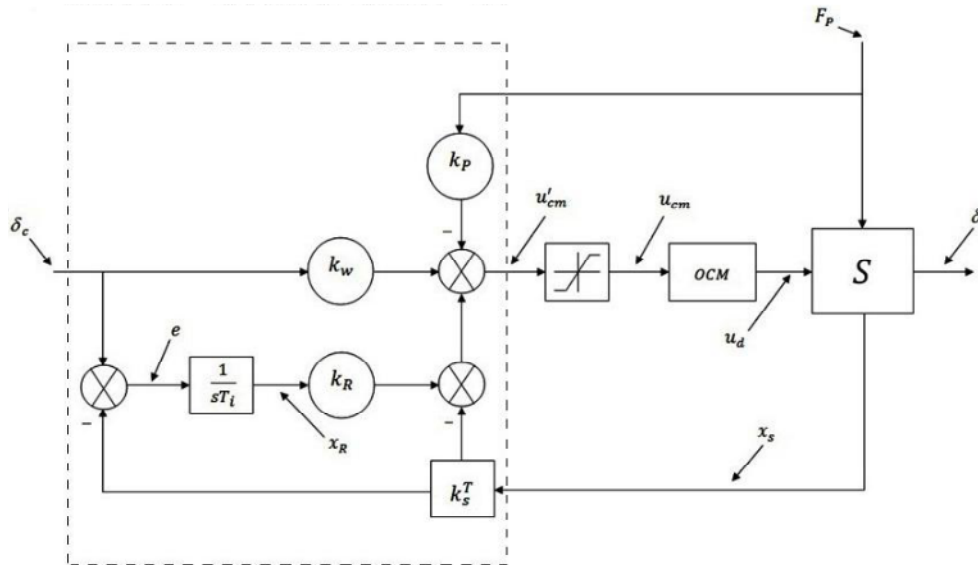


Figure 3.1 : Structure du régulateur d'état

Le dimensionnement du régulateur d'état consiste à déterminer les coefficients (k_S), (k_R), (T_i), (k_w) et (k_P) de façon à obtenir un comportement dynamique acceptable de la grandeur à réguler.

3.2.2 : Petite constante de temps équivalente [12]

Le dimensionnement du régulateur d'état doit tenir compte de la bande passante limitée des organes de mesure ainsi que du faible retard introduit par l'organe de commande dans la boucle de réglage (voir Chapitre 4).

Donc il est possible de tenir compte de tous ces petits retards en une seule petite constante de temps équivalente (T_p) qui résulte de la somme de toutes les constantes de temps inhérentes aux organes de mesures et à l'organe de commande. Ainsi, entre le signal de commande (u_{cm}) et la grandeur de commande (u_d).

Donc, il existe la fonction de transfert suivante :

$$\frac{u_d}{u_{cm}} = \frac{K_{cm}}{1 + sT_p} \dots\dots\dots(3.1)$$

Où (K_{cm}) est le facteur de transfert de l'organe de commande.

3.2.3 : Mise en équations [1]

Pour la mise en équation du système global, on procède à partir des équations linéarisées de l'inducteur de sustentation magnétique qui ont décrites sous la forme suivante.

$$\begin{cases} \dot{x}_s = A_s x_s + b_s u_d + b_v F_P \\ \delta = c^T x_s \end{cases} \dots\dots\dots(3.2)$$

Où :

- ✓ $x_s =$ Le vecteur d'état
- ✓ $A_s =$ La matrice fondamentale
- ✓ $b_s =$ Le vecteur d'entrée de la commande
- ✓ $b_v =$ Le vecteur d'entrée de la perturbation
- ✓ $c^T =$ le vecteur ligne de sortie

Le signal de commande (u_{cm}) fourni par le régulateur d'état a pour équation

$$u_{cm} = k_w \delta_c + k_R x_R - k_P F_P - k_S x_S \dots\dots\dots(3.3)$$

Enfin, en posant ($u_d = u_{cm}$), la fonction de transfert (3.1), peut s'écrire dans le domaine temporel selon la relation suivante :

$$\dot{x}_{cm} = \frac{1}{T_P} (K_{cm} u_{cm} - x_{cm}) \dots\dots\dots(3.4)$$

En combinant les relations (3.2) à (3.4), il est possible d'exprimer le système global formé par l'équation différentielle suivante :

$$\dot{x} = A_G x + b_G \delta_c + b_{Gv} F_P \dots\dots\dots(3.5)$$

Avec :

$$x = \begin{bmatrix} x_{cm} \\ x_s \\ x_R \end{bmatrix}, \quad A_G = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_P} & -\frac{K_{cm} k_S^T}{T_P} & \frac{K_{cm} k_R}{T_P} \\ b_s & A_s & 0 \\ 0 & -\frac{c_s^T}{T_i} & 0 \end{bmatrix}, \quad b_G = \begin{bmatrix} \frac{k_w K_{cm}}{T_P} \\ 0 \\ \frac{1}{T_i} \end{bmatrix}, \quad b_{Gv} = \begin{bmatrix} -\frac{k_P K_{cm}}{T_P} \\ b_v \\ 0 \end{bmatrix}$$

3.2.4 : Equation caractéristique [1]

L'équation caractéristique du système global s'obtient par la relation générale suivante :

$$P(s) = \det(sI - A_G) = s^n + \gamma_{n-1} s^{n-1} + \dots + \gamma_1 s + \gamma_0 = 0 \dots\dots\dots(3.6)$$

Les coefficients de l'équation caractéristique au cas de modèle simplifier de l'inducteur de sustentation magnétique sont donnée par : [1]

$$\begin{cases} \gamma_3 = \frac{1}{T_p} + \frac{R}{L_n} \\ \gamma_2 = \frac{1}{T_p L_n} (K_{cm} k_i + R) \\ \gamma_1 = -\frac{1}{T_p L_n m} (P_z T_p R + K_{cm} P_i k_v) \\ \gamma_0 = -\frac{1}{T_p L_n m} (K_{cm} P_i k_\delta + K_{cm} P_z k_i + P_z R) \end{cases} \dots (3.7)$$

Où (k_i) , (k_δ) et (k_v) sont respectivement les coefficients de la contre-réaction du courant, de l'entrefer et de sa dérivée.

A noter que le coefficient d'intervention directe (k_w) n'apparaît pas dans l'équation caractéristique du système global. Son influence sur le réglage sera discutée dans la section suivante (3.2.5).

3.2.5 : Détermination du coefficient d'intervention directe (k_w) [12]

Dans ce but, il est judicieux d'écrire la fonction de transfert du système global. Celle-ci s'obtient par la relation générale suivante :

$$G_w(s) = \frac{1}{\det(s1 - A_G)} c^T (s1 - A_G)_{adj} b_G \dots\dots\dots(3.8)$$

Où l'indice (adj) correspond à la matrice adjointe.

Pour le modèle simplifié de l'inducteur de sustentation magnétique, on obtient par la relation (3.8) la fonction de transfert suivante :

$$G_w(s) = \frac{1}{L_n T_p m} \left[\frac{K_{cm} k_w P_i}{s^4 + \gamma_3 s^3 + \gamma_2 s^2 + \gamma_1 s + \gamma_0} \right] \dots\dots\dots(3.9)$$

Dans la fonction de transfert (3.9), (k_w) apparaît au numérateur comme un simple facteur. Sa valeur est déterminée de façon à annuler le statisme en régime établi.

Mathématiquement, cette condition correspond à vérifier la relation $(G_w(0) = 1)$, qui se traduit par l'égalité suivante :

$$-K_{cm} k_w P_i = L_n T_p m \gamma_0 \dots\dots\dots(3.10)$$

En remplaçant (γ_0) dans (3.10) par sa relation donnée dans (3.7), après un simple calcul on obtient :

$$k_w = k_\delta + \frac{i_n}{\delta_n} \left(k_i + \frac{R}{K_{cm}} \right) \dots\dots\dots(3.11)$$

3.2.6 : Recherche des pôles [1]

Dans le but de chercher les pôles de l'équation caractéristique à l'aide des coefficients de la contre-réaction d'état (k_s), (k_v), et (k_i), on écrit le polynôme caractéristique (3.6) sous la forme suivante :

$$p(s) = (s - P_1)(s - P_2) \dots (s - P_n) = s^n + a_{n-1}s^{n-1} + \dots + a_1s + a_0 \dots(3.12)$$

Où (P_i) sont les pôles de l'équation caractéristique à imposer. Les coefficients (a_0) à (a_{n-1}) peuvent être calculés comme suite :

$$\begin{cases} a_{n-1} = -(P_1 + P_2 + \dots + P_n) \\ a_{n-2} = P_1P_2 + P_1P_3 + \dots + P_{n-1}P_n \\ \vdots \\ a_0 = (-1)^n P_1P_2 \dots P_n \end{cases} \dots\dots\dots(3.13)$$

Le calcul des coefficients de la contre-réaction d'état se fait par identification terme à terme des coefficients (a_i) et (γ_i).

Une condition doit être respectée que le coefficient (a_{n-1}) soit égal à la somme de pôles changée de signe.

Dans le cas de l'inducteur de sustentation magnétique, On trouve :

$$a_{n-1} = \frac{1}{T_p} + \frac{R}{L_n} \dots\dots\dots(3.14)$$

D'autres considérations sont à faire concernant la dynamique du système global. Un amortissement absolu minimal doit être garanti, ainsi qu'un amortissement relatif optimal. L'amortissement absolu minimal influence essentiellement sur la rapidité de réglage.

Dans le plan complexe, les pôles correspondant délimitent une région à gauche d'une droite verticale à ($-\rho_{min}$) (voire figure (3.2) (a)).

Dans le cas particulier d'un inducteur de sustentation magnétique, la rapidité de réglage est limitée par la petite constante de temps équivalente (T_p) et par la constante de temps électrique du bobinage de l'électro-aimant.

On note aussi que le régulateur est d'autant plus lent que l'ordre du système est élevé.

Un amortissement relatif optimal se traduit par une grandeur à réguler qui se stabilise avec un léger dépassement par rapport à sa consigne.

Un tel comportement est caractérisé par une paire de pôles complexes conjugués ayant une valeur égale à la valeur imaginaire ($-\rho_{min}$). Le domaine final pour l'imposition des pôles est montré à la figure (3.2) (b).

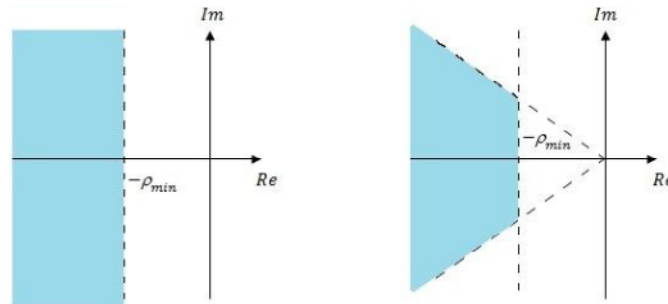


Figure 3.2 : Domaine pour l'imposition des pôles, (a) pour un amortissement absolu minimal, (b) pour un amortissement relatif optimal et amortissement absolu minimal.

Si tous les pôles sont imposés sur l'axe réel à ($-\rho_{min}$), la grandeur à régler atteint sa consigne sans dépassement (pour autant que la fonction de transfert du système ne possède pas de zéros au numérateur).

Cependant, le temps de monté est plus lent que pour une imposition optimale des pôles.

3.2.7 : Application numérique [1]

L'application numérique se fera pour un inducteur de sustentation magnétique dont ses dimensions sont données dans l'annexe.

Pour le réglage d'état, les coefficients de la contre-réaction d'état sont calculés par identification des coefficients (3.7) avec ceux du polynôme caractéristique des pôles imposés (3.12). On obtient :

$$\begin{cases} k_i = \frac{L_n T_P a_2 - R}{K_{cm}} & [\Omega] \\ k_\delta = -\frac{L_n T_P (a_0 m + a_2 P_z)}{K_{cm} P_i} & [Vm^{-1}] \dots \dots \dots (3.15) \\ k_v = -\frac{T_P (a_1 L_n m + P_z R)}{K_{cm} P_i} & [Vm^{-1}S] \end{cases}$$

Les coefficients (a_0), (a_1), (a_2) et (a_3) dépendent de l'imposition des pôles choisie, en tenant compte des considérations faites au paragraphe (3.2.6).

Le système global est d'ordre ($n = 4$). Il convient d'imposer deux pôles conjugués complexes ayant une valeur réelle égale à la valeur imaginaire ($-\rho_{min}$).

Les deux autres pôles sont imposés sur l'axe réel avec un amortissement absolu minimal ($-\rho_{min}$).

Les dynamiques obtenues avec un placement optimal des pôles définis par la disposition suivante dans le plan complexe.

$$\checkmark P_{1,2} = -\rho_{min} \pm j\rho_{min} \quad \text{et} \quad P_{3,4} = -\rho_{min}$$

Seront comparées à d'autres configurations de placement de pôles.

- ✓ Tous les pôles placés sur l'axe réel à : $P_1, P_2, P_3, P_4 = -\rho_{min}$
- ✓ Tous les pôles placés sur l'axe réel à : $P_1, P_2 = -\rho_{min}$, $P_3 = -\frac{3}{2}\rho_{min}$
 $P_4 = -0.5\rho_{min}$

Les valeurs numériques des coefficients de la contre-réaction d'état sont regroupées au tableau (1) pour les trois configurations de pôles.

L'application numérique est réalisée pour le modèle simplifié de l'inducteur de sustentation magnétique.

Il est possible de tenir compte des flux de fuites et des flux de franges dans le dimensionnement du régulateur d'état. Un tel calcul est long et fastidieux et il est utile de le réaliser à l'aide d'un programme de calcul adéquat sur ordinateur.

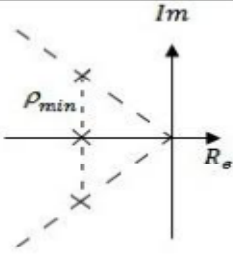
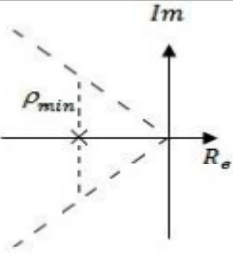
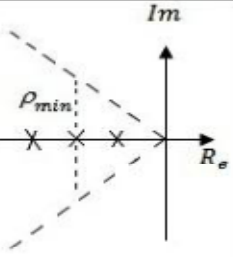
<p>$m = 3.4 \text{ kg}$ $R = 0.8 \ \Omega$ $T_p = 1.26 \text{ ms}$ $\delta_n = 1 \text{ mm}$ $i_n = 2.61 \text{ A}$ $K_{cm} = 1$</p>			
<p><i>Coefficients de l'équation caractéristique</i></p>	<p>$a_0 = 2\rho_{min}^4$ $a_1 = 6\rho_{min}^3$ $a_2 = 7\rho_{min}^2$ $a_3 = 4\rho_{min}$</p>	<p>$a_0 = \rho_{min}^4$ $a_1 = 4\rho_{min}^3$ $a_2 = 6\rho_{min}^2$ $a_3 = 4\rho_{min}$</p>	<p>$a_0 = 3/4\rho_{min}^4$ $a_1 = 7/2\rho_{min}^3$ $a_2 = 23/4\rho_{min}^2$ $a_3 = 4\rho_{min}$</p>
<p><i>Coefficients de contre-réaction d'état</i></p>	<p>$k_\delta = -18178$ $k_v = -105$ $k_i = 3.33$ $k_w = -7422$</p>	<p>$k_\delta = -12930$ $k_v = -70,85$ $k_i = 2.74$ $k_w = -3711$</p>	<p>$k_\delta = -11618$ $k_v = -62,31$ $k_i = 2.59$ $k_w = -2783$</p>

Tableau (1) : Coefficient de la contre-réaction d'état pour différentes configuration de pôles.

3.2.8 : Simulation [11]

Pour se rapprocher au mieux du comportement réel du système lors de la simulation du réglage d'état de la position, le modèle implémenté de l'inducteur de sustentation magnétique sera soit le modèle simplifié représenté par le schéma bloc de la figure (2.5). Soit le modèle amélioré qui comporte les flux de fuite et les chute de potentiel magnétique dans le fer.

Ces deux méthodes contiennent, comme on le sait, des non-linéarités et décrivent l'instabilité du système.

D'autres non-linéarités sont aussi présentes en compte dans la simulation, comme la limitation de la tension (u_d) et le domaine de variation restreint de l'entrefer.

En effet, initialement l'inducteur de sustentation magnétique est posé au sol à un entrefer donné. Il ne peut se mettre en mouvement que si la force électromagnétique est supérieure à la force de gravitation terrestre.

Les résultats des simulations pour un réglage d'état sont représentés aux figures (3.3) et (3.4) [1]. Le modèle simplifié de l'inducteur est employé.

A l'instant ($t = 0$), l'inducteur de sustentation magnétique est posé au sol à (2 mm) du rail. Le courant augmente dans le bobinage jusqu'au moment où la force électromagnétique (F_{el}) est suffisante pour mettre l'inducteur en mouvement.

L'entrefer atteint la consigne de (1 mm) selon un comportement dynamique qui correspond à la configuration des pôles choisie.

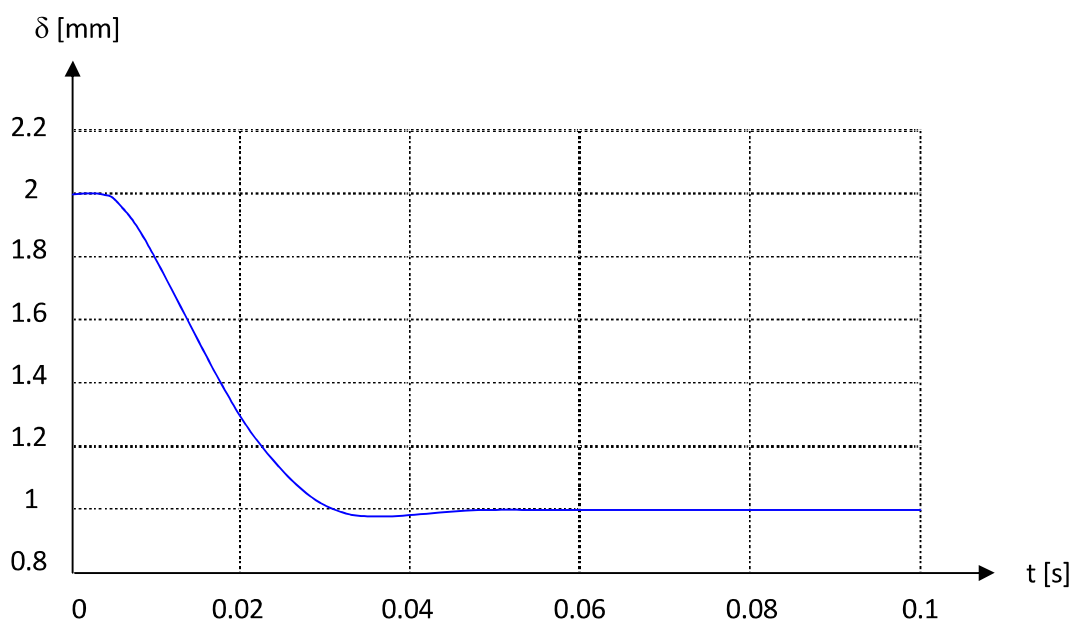


Figure 3.3 : Réponses dynamiques de l'entrefer (δ) pour un réglage d'état [1]

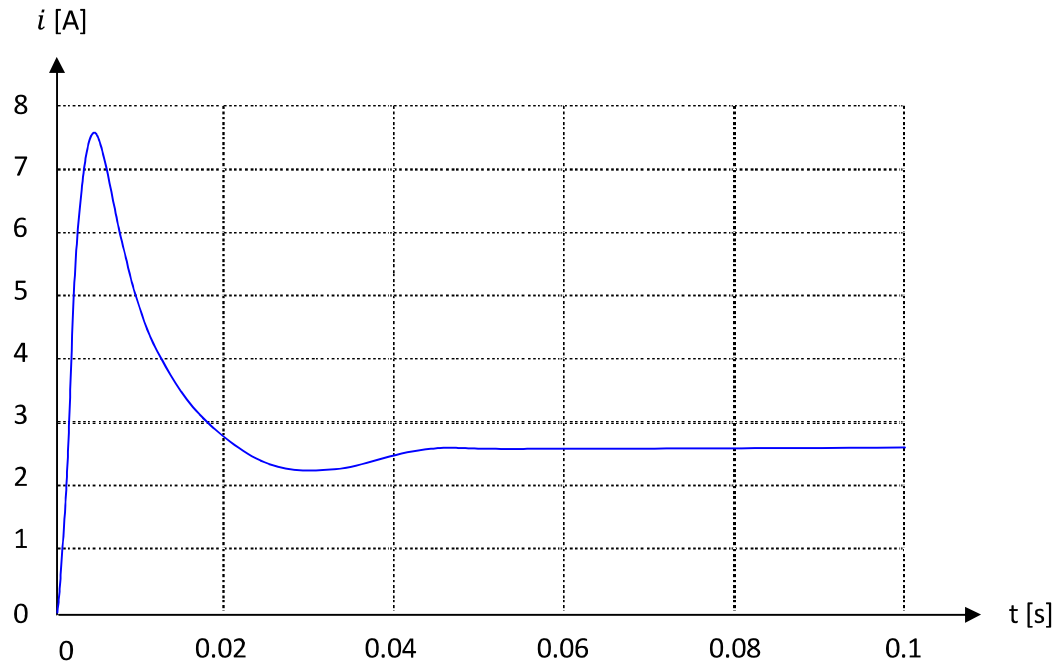


Figure 3.4 : Réponse dynamique du courant pour un réglage d'état [1]

3.3 : Réglage par la méthode inverse (Commande en tension)

3.3.1 : Introduction [1]

Le réglage par la méthode inverse (Commande en tension) est largement répandu dans le domaine de la robotique et de la mécatronique.

La méthode inverse (Commande en tension) possède l'avantage de prendre en compte les non-linéarités du système. De ce fait, le régulateur qui résulte de cette méthode est valable dans un large domaine de fonctionnement et confère ainsi au système global fermé une robustesse et un comportement dynamique améliorés.

Pour la mise au point d'un régulateur par la méthode inverse (Commande en tension), on procède à partir du modèle non linéaire du système à régler.

De ce modèle, on détermine le signal de commande à appliquer de façon à ce que le comportement dynamique du système global fermé corresponde à celui d'une fonction de transfert linéaire entre la grandeur à régler et la consigne.

3.3.2 : Développement

La fonction de transfert à imposer entre l'entrefer (δ) et la consigne (δ_c) est de la forme suivante :

$$\frac{\delta(s)}{\delta_c(s)} = \frac{b_0}{s^3 + a_2s^2 + a_1s + a_0} \dots\dots\dots(3.1)$$

Pour éliminer le statisme en régime stationnaire, on pose ($a_0 = b_0$), ainsi dans le domaine temporel l'équation (3.1) s'exprime par la relation :

$$\ddot{\delta} + a_2\dot{\delta} + a_1\delta + a_0\delta = a_0\delta_c \dots\dots\dots(3.2)$$

Dans le cas d'un modèle simplifié de l'inducteur de sustentation magnétique, la dérivée troisième de l'entrefer s'obtient en dérivant l'expression (1.13) par rapport au temps.

On a :

$$\frac{d^3\delta}{dt^3} = -\frac{1}{m}L_n\delta_n\left(\frac{i}{\delta^3}\right)\left[\delta\frac{di}{dt} - i\frac{d\delta}{dt}\right] \dots\dots\dots(3.3)$$

En substituant la dérivée du courant dans (2.3) par la relation (1.12), on obtient après quelques simplifications la relation suivante :

$$\frac{d^3\delta}{dt^3} = -\frac{i}{\delta m}(u_d - Ri) \dots\dots\dots(3.4)$$

On introduit la relation (2.4) dans (2.2) permet, après quelques transformations, de déterminer la grandeur de commande (u_d) à appliquer au bobinage de l'inducteur de sustentation magnétique.

$$u_d = Ri - \frac{\delta}{i} m [a_0(\delta_c - \delta) - a_1 \dot{\delta} - a_2 \ddot{\delta}] \dots\dots\dots(3.5)$$

En imposant le signal de commande (u_{cm}) selon la relation précédente, la fonction de transfert (3.1) est toujours valable et ceci dans tout le domaine de fonctionnement.

Dans le cas de modèle simplifié, le réglage par la méthode inverse (Commande en tension) nécessite la connaissance de :

- ✓ La masse de l'inducteur.
- ✓ La résistance de bobinage.
- ✓ L'entrefer et ces dérivées première (vitesse) et deuxième (accélération).

La figure (3.6) représente le schéma bloc du réglage de position de l'inducteur de sustentation magnétique par la méthode inverse (Commande en tension) qui peut être déduit facilement à partir de la relation (3.5).

Le système à régler est désigné par le bloc (S). Une limitation du signal de commande (u_{cm}) est introduite. Celle-ci entre généralement en action lors de grandes variations dynamiques et il est évident que dans ce cas la compensation non linéaire du système par la méthode inverse (Commande en tension) n'est plus vérifiée.

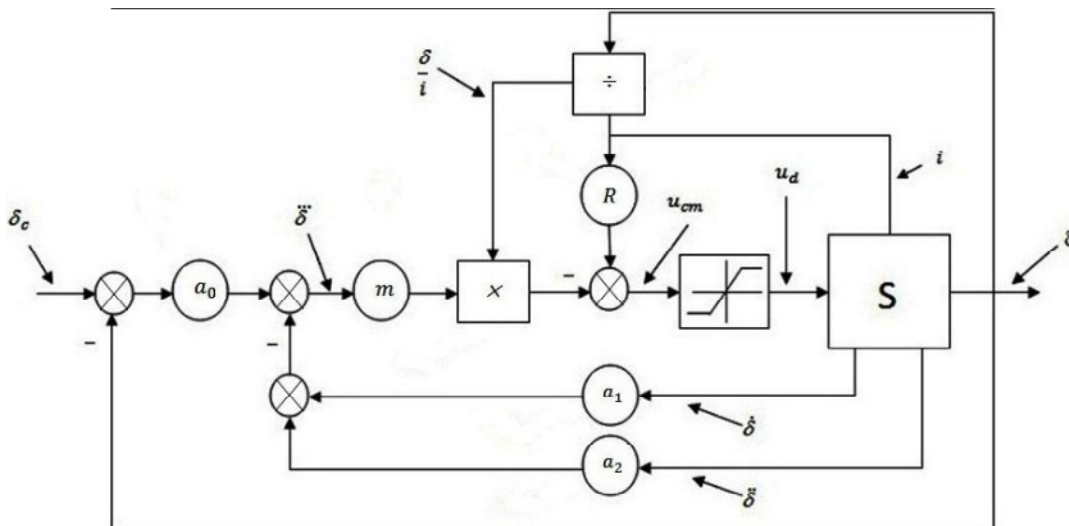


Figure 3.6 : Schéma bloc du réglage en position d'un inducteur de sustentation magnétique par la méthode inverse (Commande en tension)

3.3.3 : Influence de la variation de la masse [11]

Dans le cas d'un véhicule sustenté magnétiquement, le rapport entre la charge utile (passagers) et la masse de véhicule peut être varié d'un facteur (η) (*Masse relative*).

A la figure (2.2), on montre l'effet d'une telle variation sur la réponse dynamique de l'entrefer [1].

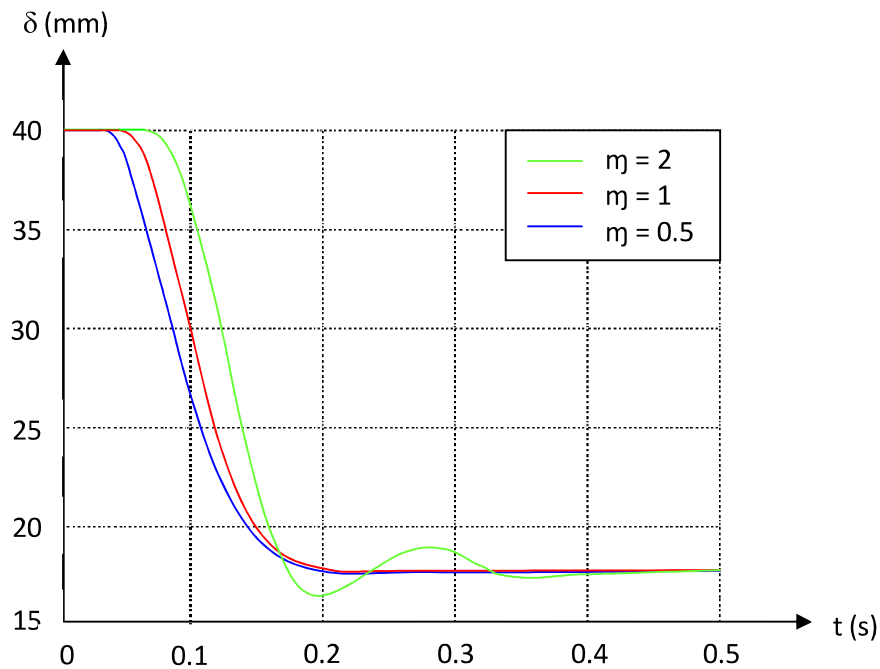


Figure 3.7 : Réponse dynamique de l'entrefer, pour différents charges de l'inducteur de sustentation magnétique

Une nette détérioration de l'amortissement peut être constatée pour ($\eta = 2$), et l'absence de statisme en régime établi.

En grandeurs relative, on a pour la masse la relation suivante :

$$m = \eta \cdot M_n \dots\dots\dots(2.6)$$

Où (M_n) est la masse nominale.

Le signal de commande du régulateur par la méthode inverse (Commande en tension) est donné par la relation (2.5). Pour une masse nominale (M_n), cette relation s'écrit par :

$$u_{cm} = Ri - \frac{\delta}{i} M_n [a_0(\delta_c - \delta) - a_1 \dot{\delta} - a_2 \ddot{\delta}] \dots\dots\dots(2.7)$$

En remplaçant la masse dans (2.4) par la relation (2.35), On obtient :

$$\frac{d^3 \delta}{dt^3} = -\frac{i}{\delta \eta M_n} (u_{cm} - Ri) \dots\dots\dots(2.8)$$

En substituant (u_{cm}) dans (2.8) par la relation (2.7), et après quelques simplifications, la dérivée troisième de l'entrefer est donnée par :

$$\frac{d^3 \delta}{dt^3} = -\frac{1}{\eta} [a_0(\delta_c - \delta) - a_1 \dot{\delta} - a_2 \ddot{\delta}] \dots\dots\dots(2.9)$$

Qui se traduit dans le domaine de Laplace par la fonction de transfert suivante :

$$G_w(s) = \frac{\delta(s)}{\delta_c(s)} = \frac{a_0}{\eta s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \dots\dots\dots(2.10)$$

On notera qu'en régime établi ($s = 0$), on a $G_w(0) = 1$, ce qui implique l'annulation du statisme.

3.3.4 : Prise en compte des flux de fuites [2]

Le réglage par la méthode inverse (Commande en tension) s'applique très bien au cas du modèle simplifié de l'inducteur de sustentation magnétique.

Mais, comme on l'a vu au chapitre (2), il est possible d'apporter une amélioration au modèle simplifié en tenant compte des flux de fuite dans l'inducteur magnétique.

Si on admet l'approximation suivante pour l'inductance de la bobine de l'inducteur :

$$L = L_n \left(\frac{\delta_n}{\delta} \right) + L_\sigma \dots\dots\dots(2.11)$$

Où (L_σ) est l'inductance due aux flux de fuite. Il est possible de reprendre les calculs du paragraphe (3.1.2).

L'expression du signal de commande est alors donnée par :

$$u_{cm} = Ri - \frac{\delta m}{i} \left(1 + \frac{L_\sigma}{L_n} \frac{\delta}{\delta_n} \right) [a_0(\delta_c - \delta) - a_1 \dot{\delta} - a_2 \ddot{\delta}] + L_\sigma \frac{i}{\delta^2} \dot{\delta} \dots\dots\dots(2.12)$$

Cette relation est bien plus complexe que celle obtenue pour le modèle simplifié et de plus elle ne tient pas compte des chutes de potentiel magnétique dans le fer ou des effets de frange.

Elle suppose aussi que les flux de fuite sont indépendants de l'entrefer, ce qui n'est pas le cas en réalité.

Comme le courant peut être imposé de façon très rapide et précise, il est possible de négliger la constante de temps électrique de l'inducteur de sustentation magnétique. Le système se réduit alors à un double intégrateur où il subsiste une relation non linéaire pour la force électromagnétique (F_{el}).

Le schéma bloc du système (S) est représenté à la figure (3.8).

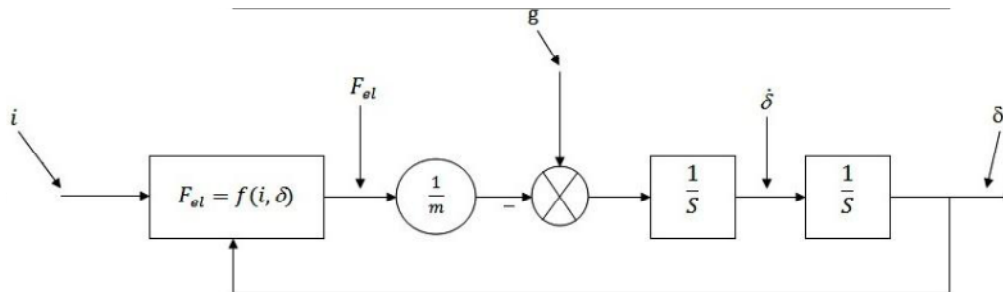


Figure 3.9 : Schéma bloc d'un inducteur de sustentation magnétique avec commande en courant

Pour réaliser la compensation non linéaire du système, on introduit dans la boucle de réglage une fonction non linéaire du courant qui dépend de l'entrefer (δ) et de la consigne de force électromagnétique (F_c) fournie par le régulateur de position.

Cette fonction s'obtient facilement à partir de la relation (1.8), on a :

$$i_c = \sqrt{\frac{2F_c}{dl/dx}} \dots\dots\dots(3.20)$$

Ainsi, le système à régler est entièrement décrit par l'équation de mouvement suivante :

$$m\ddot{\delta} = -F_{el} + mg \dots\dots\dots(3.21)$$

Qui est une équation différentielle linéaire d'ordre (2).

Le régulateur de position, mis en évidence en trait pointillé sur le schéma bloc de la figure (3.8), est un régulateur d'état de structure identique à celle présentée à la section (3.2).

Toutes les remarques déjà faites sur le dimensionnement d'un tel régulateur s'appliquent au système étudié ici.

Deux différences sont cependant à relever :

- ✓ Il y a réduction de l'ordre du système à régler avec la petite constante de temps équivalente (T_p), l'ordre de système à régler est égal à trois ($n = 3$).
- ✓ Le signal de commande du régulateur d'état de position est la force électromagnétique à appliquer à l'inducteur de sustentation magnétique.

3.4.3 : Développement

Sous la forme d'équations d'état, l'équation différentielle (3.21) s'écrit :

$$\begin{cases} \dot{x}_s = A_s x_s + b_s F_{el} + b_v g + b_{Fp} F_p \\ \delta = c^T x_s \end{cases} \dots\dots\dots(3.22)$$

Avec :

$$x_s = \begin{bmatrix} \delta \\ \dot{\delta} \end{bmatrix}, \quad A_s = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad b_s = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{m} \end{bmatrix}, \quad b_v = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad b_{Fp} = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{m} \end{bmatrix}, \quad c^T = [1 \quad 0]$$

Où l'on a ajouté une force de perturbation externe (F_p) qui agit sur l'inducteur de sustentation magnétique.

On notera que la force de gravitation terrestre est considérée ici comme une perturbation. Cette dernière est bien sûr une perturbation constante dont il est possible de tenir compte dans le réglage par le coefficient d'intervention directe (k_p), comme représenté au schéma de la figure (3.8).

La fonction de transfert entre l'entrefer et sa consigne se calcule à l'aide de la relation générale (3.8). Celle-ci est donnée par :

$$G_w(s) = \frac{K_{cm} k_w}{mT_p (s^3 + \frac{1}{T_p} s^2 - \frac{K_{cm} k_v}{mT_p} s - \frac{K_{cm} k_\delta}{mT_p})} \dots\dots\dots(3.23)$$

3.4.4 : Dimensionnement du régulateur d'état de position [12]

Pour le dimensionnement du régulateur d'état de position superposé, on procède comme décrite à la section (3.2). Cette fois-ci, le système à régler avec la petite constante de temps est d'ordre (3).

Les coefficients de contre-réaction d'état sont donnée par :

$$\begin{cases} k_\delta = -\frac{T_p m}{K_{cm}} a_0 & [kg s^{-2}] \\ k_v = -\frac{T_p m}{K_{cm}} a_1 & [kg s^{-1}] \end{cases} \dots\dots\dots(3.24)$$

Le coefficient d'intervention directe de la consigne (k_w) est calculé à partir de la fonction de transfert (3.23) de façon à annuler le statisme. On obtient :

$$k_w = k_\delta \quad [kg s^{-2}] \dots\dots\dots(3.25)$$

Pour annuler le statisme, la relation précédente est nécessaire, mais pas suffisante. Il faut aussi tenir compte de la force de gravitation terrestre qui agit comme perturbation sur le système à régler.

Dans ce but, on écrit la fonction de transfert par rapport à la grandeur de perturbation. On obtient :

$$G_v(s) = - \frac{s + \frac{1}{T_p} + \frac{K_{cm}k_p}{mT_p}}{s^3 + \frac{1}{T_p}s^2 - \frac{K_{cm}k_v}{mT_p}s - \frac{K_{cm}k_\delta}{mT_p}} \dots\dots\dots(3.26)$$

En régime établi (s = 0), il faut que $G_v(0) = 0$. Ainsi on obtient :

$$k_p = - \frac{m}{K_{cm}} \quad [kg] \dots\dots\dots(3.27)$$

En régime établi (s = 0), il faut que $G_v(0) = 0$. Ainsi on obtient :

$$k_p = - \frac{m}{K_{cm}} \quad [kg] \dots\dots\dots(3.27)$$

3.4.5 : Application numérique [1]

$m = 3.4 \quad kg$ $R = 0.8 \quad \Omega$ $T_p = 1.26 \quad ms$ $i_0 = 2.61 \quad A$			
<i>Coefficients de l'équation caractéristique</i>	$a_0 = 2\rho_{min}^3$ $a_1 = 4\rho_{min}^2$ $a_3 = 3\rho_{min}$	$a_0 = \rho_{min}^3$ $a_1 = 3\rho_{min}^2$ $a_3 = 3\rho_{min}$	$a_0 = 0.75\rho_{min}^3$ $a_1 = 2.75\rho_{min}^2$ $a_3 = 3\rho_{min}$
<i>Coefficient de la contre-réaction d'état</i> $\rho_{min} = 265 \quad [s^{-1}]$	$k_\delta = -156.9 \cdot 10^3$ $k_v = -1193$	$k_\delta = -78.44 \cdot 10^4$ $k_v = -894.5$	$k_\delta = -58.83 \cdot 10^3$ $k_v = -820$

Tableaux 2 : Coefficients de la contre-réaction d'état pour différents impositions de pôles pour une commande en courant

3.4.6 : Fonction de compensation non linéaire [12]

La fonction de compensation non linéaire se calcule à partir de la relation (3.20). Si l'on néglige les flux de fuites et les chutes de potentielle magnétique dans le fer, cette relation est simplement donnée par :

$$i_c = \delta \sqrt{\frac{2F_c}{L_n \delta_n}} \dots\dots\dots(3.28)$$

La prise en compte des flux de fuite et des chutes de potentielle magnétique ne pose pas de problème particulier.

C'est un calcul relativement long qu'il est judicieux d'effectuer à l'aide d'un programme adéquate, qui permet de fournir les expressions de l'inductance et de sa dérivée par rapport à l'entrefer pour la géométrie de l'inducteur de sustentation magnétique.

3.4.7 : Simulation [1]

Pour la simulation, il est possible d'utiliser le modèle représenté à la figure (3.9) qui est un modèle approché, où l'on ne tient pas compte de la constante de temps électrique.

Ce modèle est suffisant pour la plupart des simulations. Cependant, si l'on désire observer le comportement réel du courant, il est nécessaire d'employer le modèle complet de l'inducteur de sustentation magnétique, par exemple celui représenté par le schéma bloc de la figure (1.5).

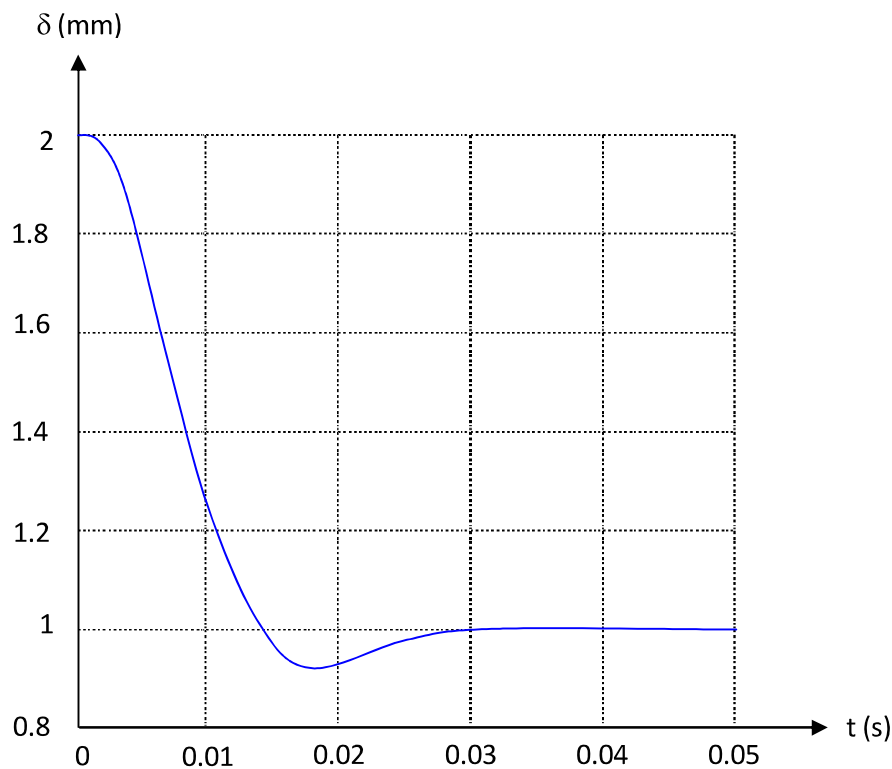


Figure 3.10 : Réponse dynamique de l'entrefer pour un réglage de position avec commande en courant [1]

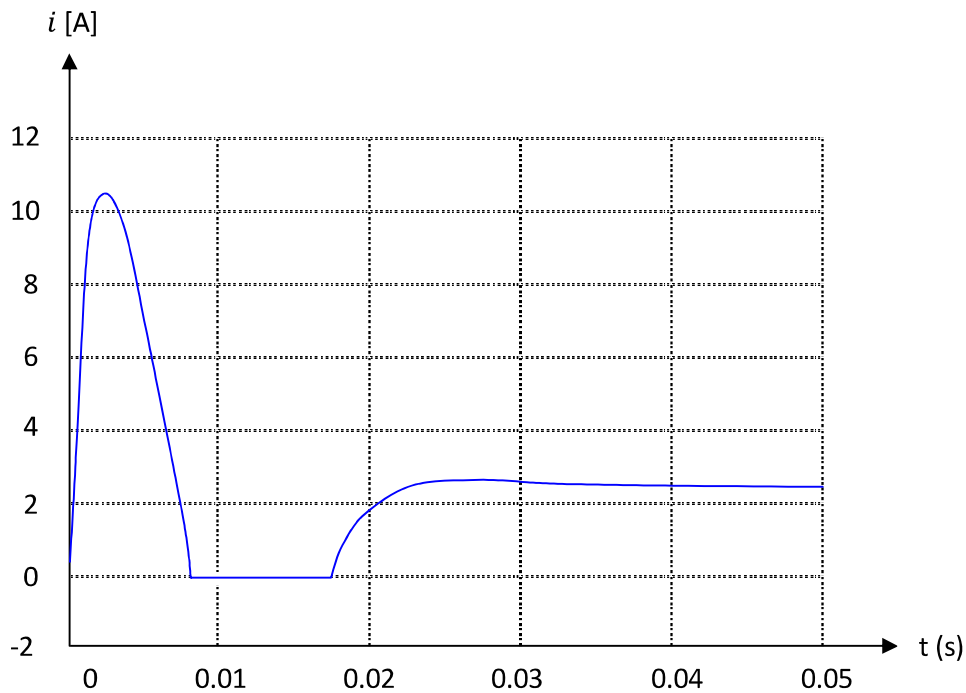


Figure 3.11 : Réponse dynamique de courant [1]

On notera à la figure (3.11) l'ondulation de courant avec une hystérésis constante due à la pulsation de la tension appliquée à l'inducteur. Dans cette simulation la tension (u_d) pulse entre (-50) et (+50).

L'évolution dynamique de l'entrefer de l'inducteur de sustentation magnétique correspond assez bien au comportement attendu. Malgré l'existence de la fonction de compensation non linéaire, une non-linéarité subsiste dans le système global. Elle correspond à la limitation de la force électromagnétique.

En effet, cette force ne peut être qu'une force d'attraction qui attire l'inducteur vers le rail, les forces négatives (Ou de répulsion) ne pouvant pas être imposées par l'inducteur.

Dans le cas où le régulateur de position fournit une consigne de force électromagnétique négative, celle-ci doit être limitée à zéro. Le courant dans l'inducteur magnétique va diminuer et s'annuler pour lisser uniquement la force de gravitation terrestre agir sur l'inducteur.

On peut observer ce comportement lors d'une grande variation dynamique de l'entrefer, comme c'est le cas dans la simulation des figures (3.10) et (3.11).

Ce comportement apparaît aussi lorsqu'une perturbation de force agit dans le sens de la force électromagnétique de l'inducteur et qui aurait tendance à rapprocher l'inducteur de rail.

Il a déjà été mentionné que la limitation de signal de commande peut avoir des effets néfastes sur le réglage. Dans le cas particulier traité ici, il y a risque d'emballement du système à régler à cause de son comportement double intégrateur lorsque la consigne de force est nulle.

Quand à la force maximale qu'on peut imposer à l'inducteur de sustentation magnétique, elle est en relation avec l'entrefer et le courant maximal que l'amplificateur de puissance est capable de fournir.

3.4.8 : Conclusion [1]

L'étude réalisée dans cette section met en évidence quelques avantages du réglage de position par commande en courant par rapport au réglage d'état ou au réglage par la méthode inverse (commande en tension).

On peut résumer ces avantages par les deux points suivants :

- ✓ Le régulateur d'état de position est facile à dimensionner. En effet, d'une part il y a réduction de l'ordre du système et d'autre part, il est indépendant du modèle choisi pour l'inducteur de sustentation magnétique
- ✓ L'équation de compensation non-linéaire peut-être facilement calculée et implémentée numériquement pour tous les modèles de l'inducteur de sustentation magnétique développés au chapitre (2).

Chapitre IV

Alimentation de puissance et organes de réglage et de commande

4.1 : Introduction [10]

L'étude théorique menée jusqu'à présent démontre qu'il est possible de stabiliser l'inducteur de sustentation magnétique et de lui imposer un comportement dynamique optimal. Dans ce chapitre, on va traiter des aspects pratiques liés à la réalisation des méthodes de réglage.

La figure (4.1) représente les éléments constitutifs d'un système en mécatronique. Dans le cas présent, le système à régler est l'inducteur de sustentation magnétique qui est alimenté par un amplificateur de puissance; celui-ci amplifie la grandeur de commande (u) fournit à l'organe de commande.

Des organes de mesures permettent d'établir la mise en contre-réaction des grandeurs d'état (x_s) du système à régler. Les grandeurs d'état non mesurables ou non mesurées par des capteurs sont généralement déterminées numériquement à l'aide d'algorithmes adéquats ou à l'aide d'observateur.

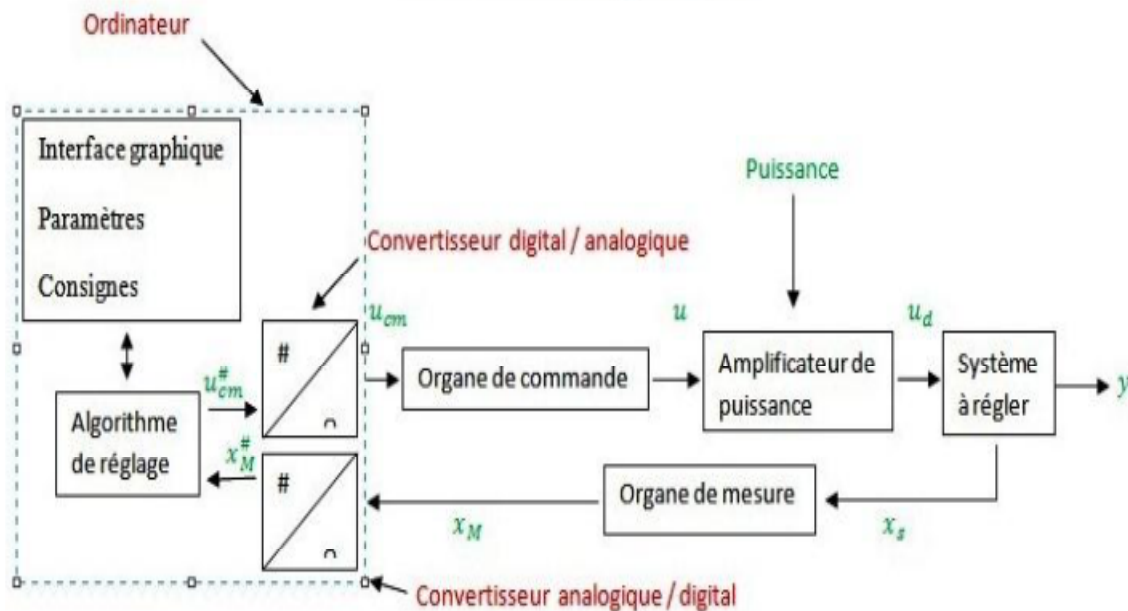


Figure 4.1 : Schéma des éléments constitutifs d'un système mécatronique

Grace aux moyens informatiques, il est possible de réaliser numériquement les régulateurs étudiés théoriquement. Dans ce but, il est nécessaire d'échantillonner les grandeurs mesurées (x_M) à l'aide d'un convertisseur analogique / digital.

A partir des grandeurs numériques ($x_M^{\#}$), L'algorithme de réglage calcule le signal de commande ($u_{cm}^{\#}$) qu'on fournit à l'organe de commande à l'aide convertisseur digital / analogique.

On associe généralement au système de réglage numérique une interface graphique. Celle-ci permet de visualiser certaines grandeurs mesurées ou calculées. Elle permet aussi de modifier les paramètres des régulateurs ainsi que les consignes de façon aisée et conviviale.

4.2 : Amplificateur de puissance

4.2.1 : Principe de fonctionnement [13]

L'amplificateur de puissance a pour fonction de convertir la puissance qui provient généralement du réseau d'énergie électrique, sous une nouvelle forme de puissance variable dont la consigne (u) est fournie par les organes de réglage et de commande.

Dans ce but, on fait appel aux convertisseurs statiques, dont le principe de fonctionnement dans le cas de l'alimentation d'un inducteur magnétique est représenté à la figure (4.2).

La conversion du courant alternatif en courant continu se fait en deux étapes :

- ✓ → La première étape consiste à redresser le courant alternatif du réseau en un courant continu (U_e) au moyen d'un convertisseur de courant.
- ✓ → La seconde étape permet de convertir le courant continu constante (U_e) en courant continue variable à l'aide d'un variateur de courant continu.

Dans le convertisseur de courant, l'emploi de thyristors commandables à l'enclenchement permet d'obtenir un niveau de tension (U_e) variable au circuit intermédiaire.

Si un niveau de tension (U_e) fixe est désiré (Ce qui est généralement le cas), le convertisseur de courant peut être remplacé par un simple redresseur à diode.

Il est noter que ces deux montages ne permettent pas la récupération de l'énergie dans le réseau électrique ni de garantir un facteur de puissance acceptable coté réseau.

Pour remédier à ces deux inconvénients, on peut utiliser un onduleur triphasé, qui en régime normal, fonctionne en redresseur et lors de la récupération d'énergie électrique fonctionne en onduleur. Il est cependant coûteux et son emploi est justifié pour des puissances élevées.

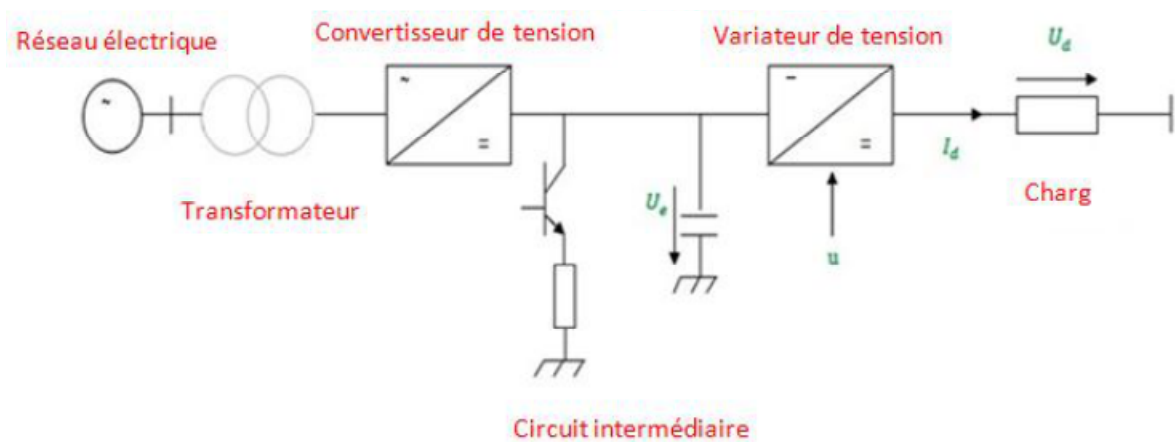


Figure 4.2 : Principe de fonctionnement de l'amplificateur de puissance pour l'alimentation d'un inducteur de sustentation magnétique

Généralement, on dispose d'un transformateur entre le réseau électrique et le convertisseur de courant, qui permet d'assurer une séparation galvanique entre ces deux parties et qui adapte les niveaux des tensions alternatives.

Le circuit intermédiaire consiste en un condensateur qui permet de lisser la tension (U_e), celui-ci sert aussi de condensateur-tampon qui prend en charge les variations rapide du courant au circuit intermédiaire.

Le circuit intermédiaire peut aussi contenir une résistance qui est mise en parallèle avec le condensateur-tampon par l'enclenchement d'un transistor.

Cette résistance est nécessaire pour la destruction de l'énergie électromagnétique lors de la désexcitation de l'électroaimant, dans le cas où on ne prévoit pas de récupérer cette énergie dans le réseau électrique.

Le variateur de courant continu peut être réalisé selon deux technologies différentes, à savoir.

- Les amplificateurs de puissance linéaires destinés à des faibles puissances qui peuvent atteindre des 500 W.
- Les amplificateurs de puissance à pulsation destinés aux puissances élevées allant des quelques (kW) au (MW)

C'est sur le second type d'alimentation que se portera notre choix pour l'alimentation des inducteurs, car cette étude est destinée en priorité à la sustentation d'un véhicule à grande vitesse où on utilise ce type d'alimentation de puissance.

De plus les puissances élevées qu'on peut fournir avec ce genre d'alimentation permettront la sustentation d'une masse importante et l'étude des effets d'une perturbation de force allant jusqu'au double, voire le triple, de la force nominal.

Il est à noter que les amplificateurs linéaires possèdent des rendements assez faibles et que leurs coûts pour les puissances élevées, sont largement supérieur aux coûts des amplificateurs à pulsation.

Le désavantage principal des alimentations à pulsation est l'ondulation du courant qui conduit à l'apparition de cycles d'hystérésis dans la courbe de magnétisation de l'électroaimant.

Des pertes joules sont la conséquence des courants de Foucault qui résultent de ces cycles d'hystérésis.

Il est cependant possible de diminuer ces pertes par la construction de l'inducteur de sustentation magnétique en fer laminé et en diminuant l'ondulation du courant par le choix d'une fréquence de pulsation élevée.

4.2.2 : Variateur de courant continu [13]

Parmi les variateurs de courant continu à pulsation, le type qui convient le mieux à notre étude est le variateur de courant en montage en pont (Montage en (H)), qu'on peut réaliser en deux variantes (Figure 4.3) :

- ✓ La première est le montage unidirectionnel (a),
- ✓ Le deuxième est le montage bidirectionnel (b).

Puisqu'un courant négatif n'est pas nécessaire dans notre application (La force électromagnétique est toujours une force attractive indépendamment du sens du courant), on choisit le montage unidirectionnel, c'est d'ailleurs le même type de montage qui est utilisé pour l'alimentation des inducteurs de Transrapid Allemand.

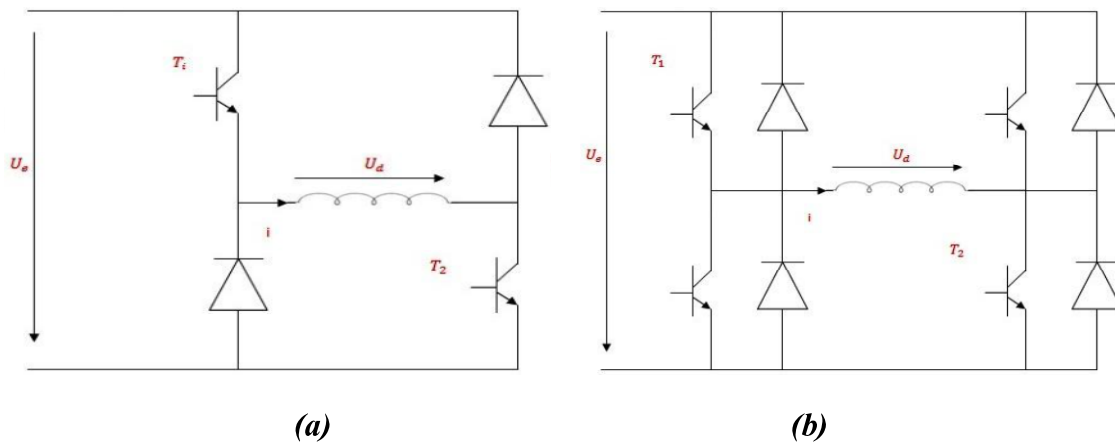


Figure 4.3 : Variateur réversible en courant : (a) unidirectionnel, (b) bidirectionnel.

Le fonctionnement du variateur réversible en courant unidirectionnel est simple. Selon la commande, il est possible de réaliser une commutation entre deux niveaux de tension ($+U_e$) et ($-U_e$) ou entre (0) et (U_e). Si (T_1) et (T_2) sont enclenchés, la tension appliquée à l'électro-aimant est (U_e).

Si les deux transistors sont bloqués, la tension appliquée est ($-U_e$). Par contre, si l'un des deux transistors est enclenché alors que l'autre est déclenché, la tension est zéro ; l'électro-aimant est court-circuité.

En régime stationnaire, il est préférable de commuter entre (0) et (U_e), ceci a un effet favorable dans la diminution de l'ondulation du courant.

Si, par contre, une perturbation de force dirigée vers le rail a lieu, une désexcitation rapide de l'électro-aimant est nécessaire. Une commutation de la tension à ($-U_e$) est établie.

Le courant traverse dans ce cas les deux diodes vers le circuit intermédiaire, l'énergie électromagnétique de l'électro-aimant est alors soit dissipée dans une résistance au circuit intermédiaire, soit récupérée dans le réseau d'énergie électrique.

La figure (4.4) montre les différents modes de fonctionnement du variateur continu à pulsation proposé. (I_d) : Est le courant moyen et (U_{di}) la tension moyenne idéal.

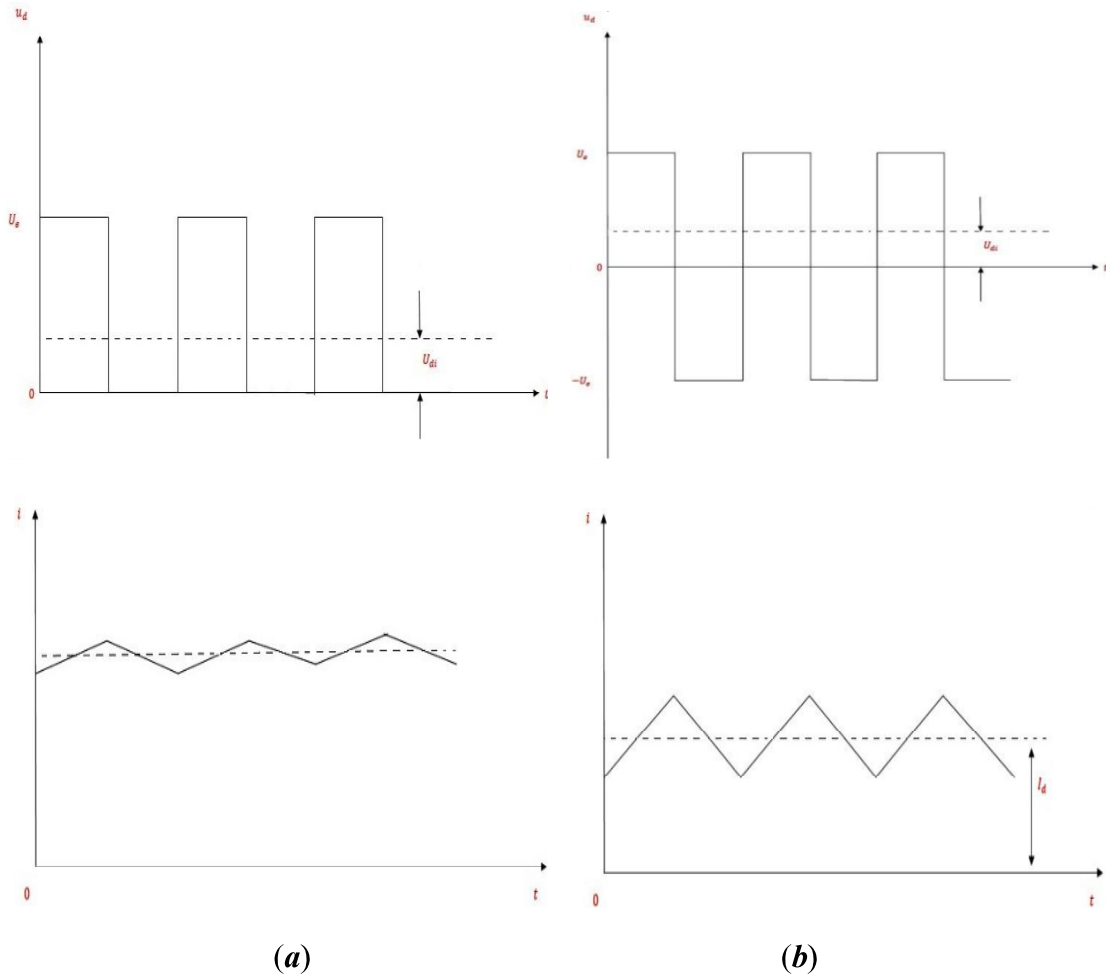


Figure 4.4 : Allure de la tension (u_d) et de courant (i) d'un variateur de courant continu à pulsation. (a) Commutation entre (0) et (U_e), (b) Commutation entre ($-U_e$) et ($+U_e$).

La tension moyenne glissante idéale (U_{di}) qui résulte de l'enclenchement et le déclenchement des transistors, dépend du temps d'enclenchement (t_e) et du temps de déclenchement (t_d).

Pour une commutation entre (0) et ($+U_e$), la tension idéal est donnée par :

$$U_{di} = \frac{t_e}{T_p} U_e \dots\dots\dots(4.1)$$

Où : $T_p = t_e + t_d$ est la période de pulsation.

Dans le cas d'une commutation entre ($-U_e$) et ($+U_e$), la tension idéal est donnée par :

$$U_{di} = \left(\frac{2t_e}{T_p} - 1\right)U_e \dots\dots\dots(4.2)$$

La figure (4.5) montre les caractéristiques idéales du variateur de courant continu pour les deux commandes.

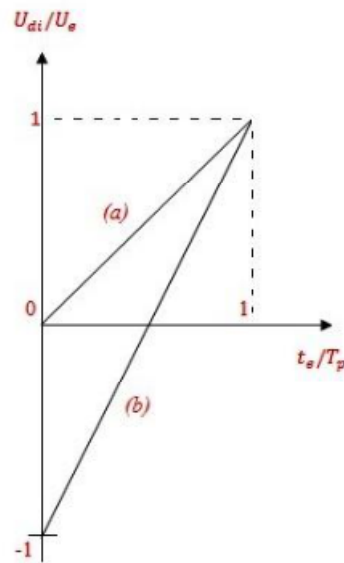


Figure 4.5 : Caractéristiques idéales d'un variateur à courant continu à pulsation.
 (a) Commutation entre (0) et (U_e), (b) Commutation entre ($-U_e$) et ($+U_e$).

4.3 : Organes de commande

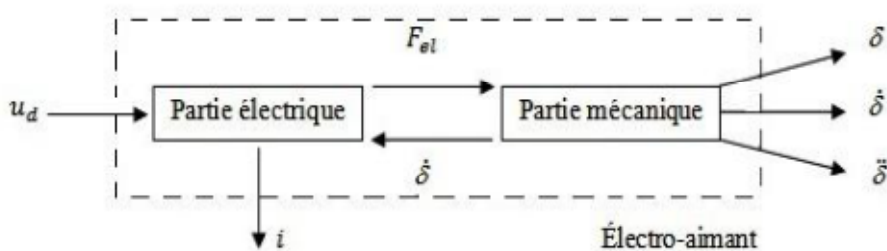
4.3.1 : Type de commande [1]

Comme on l'a vu au chapitre (3) qui traite des méthodes de réglage en position d'un inducteur de sustentation magnétique, la commande peut se réaliser selon deux variantes principales qui sont :

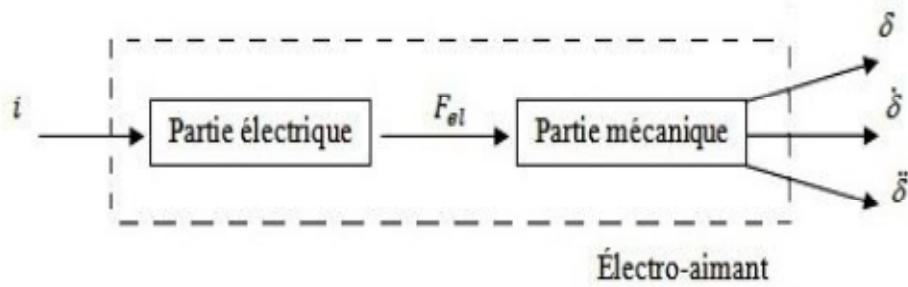
La commande en tension et

La commande en courant.

La figure (4.6) résume la différence entre ces deux types de commande. On y représente l'inducteur de sustentation magnétique avec ses deux parties, la partie électrique et la partie mécanique dont la mise en équations a été étudiée au chapitre (2).



(a) Commande en tension



(b) Commande en courant

Figure (4.6) : Type de commande d'un inducteur de sustentation magnétique

Dans le première type de commande, c'est la tension (u_d) qu'on impose à l'inducteur. Celle-ci génère un courant (i) dont la dynamique est influencée par la tension induite de mouvement, ceci par l'intermédiaire de la dérivée de l'entrefer ($\dot{\delta}$).

La force électromagnétique (F_{el}) que génère le courant influence à son tour la partie mécanique.

Dans le deuxième type de commande, c'est le courant qu'on impose. Il en résulte une force électromagnétique (F_{el}) dont l'amplitude dépend aussi de l'entrefer.

Comme le courant est imposé, ce dernier est en principe insensible à la tension induit de mouvement et serait donc indépendant de la partie mécanique.

Or, la tension (u_d) appliquée à l'inducteur de sustentation magnétique est finie et dans certaine cas, les tensions induites sont largement supérieures à la tension appliquée à l'inducteur.

4.3.2 : Commande en tension [1]

Pour faire varier la tension (U_{di}), il faut faire varier le rapport (t_e/T_p). Dans ce but, on peut utiliser le dispositif analogique de la figure (4.7).

Le signal de commande (u_{cm}) provient du régulateur de position de l'inducteur de sustentation magnétique. Ce dernier est comparé avec la tension auxiliaire (u_h), générée par le bloc (1), en forme de dents de scie ou de forme triangulaire. La fréquence du signal auxiliaire détermine la fréquence de pulsation (f_p) des transistors.

La différence entre les deux signaux (u_{cm}) et (u_h) est ensuite appliquée à une bascule de Schmitt (2) qui fournit le signal logique (d).

Enfin, vient la commande logique (CL) qui produit les impulsions (c_1) et (c_2) pour commander les deux transistors.

Dans le cas où la commutation entre les deux niveaux de tension (U_e) et ($-U_e$) est utilisée, on peut appliquer directement le signal binaire (d) aux transistors.

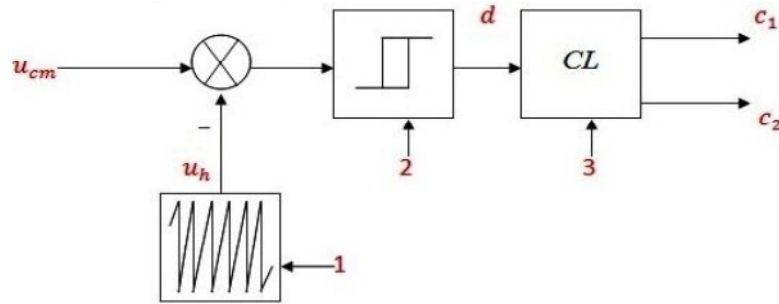


Figure 4.7 : Représentation schématique d'un dispositif de commande de tension analogique.

Une autre méthode pour créer les signaux logique pour l'enclenchement et déclenchement des transistors est l'utilisation de dispositifs de commandes numériques par circuits logique dont l'avantage principal est l'immunité contre le bruit et la grande précision de la commande.

4.3.3 : Ondulation du courant continu [13]

A cause de la nature pulsée de la tension, le courant n'est pas lisse mais présente une certaine ondulation qu'on représente à la figure (4.8).

La charge (L'électro-aimant) est modélisée par la mise en série d'une résistance et une inductance dont la valeur dépend de l'entrefer.

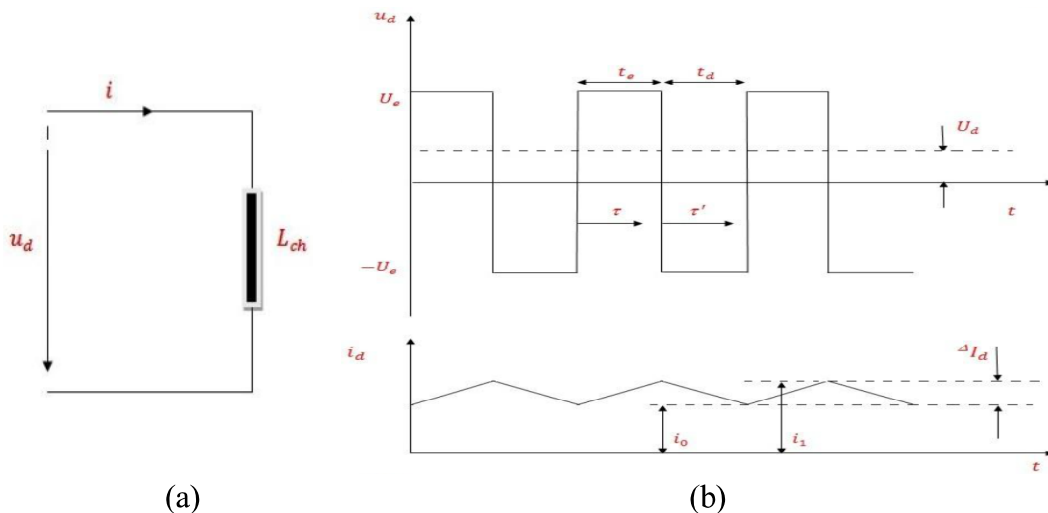


Figure 4.8 : Ondulation de courant : (a) Schéma électrique équivalent, (b) Allure de la tension (u_d) et du courant (i)

Pour simplifier les calculs, on va négliger la résistance qui est généralement faible. On peut écrire l'équation différentielle suivante :

$$-u_d + L_{ch} \frac{di}{dt} = 0 \dots\dots\dots(4.3)$$

Lors de l'enclenchement des deux transistors ($u_d = U_e$), l'intégration de l'équation différentielle (4.3) donne :

$$i = i_0 + \frac{U_e}{L_{ch}} \tau \dots\dots\dots(4.4)$$

Pour ($\tau = t_e$) le courant est ($i = i_1$), (Voir figure 4.8). On a la relation suivante :

$$i_1 = i_0 + \frac{U_e}{L_{ch}} t_e \dots\dots\dots(4.5)$$

De même, lors du déclenchement des deux transistors, la tension continue aux bornes de la charge ($u_d = -U_e$).

On obtient par l'intégration de l'équation différentielle (4.3) :

$$i = i_1 - \frac{U_e}{L_{ch}} \tau' \dots\dots\dots(4.6)$$

Pour ($\tau' = t_d$) le courant est ($i_{ch} = i_{ch0}$). On obtient la relation :

$$i_0 = i_1 - \frac{U_e}{L_{ch}} t_d \dots\dots\dots(4.7)$$

Par soustraction des deux relations (4.5) et (4.7), et après quelques calculs élémentaires, on trouve :

$$I_d^A = i_1 - i_0 = \frac{U_e T_p}{2L_{ch}} \dots\dots\dots(4.8)$$

Cette ondulation dépend de l'inductance de la charge (L_{ch}), de la tension au circuit intermédiaire (U_e) et de la période de pulsation (T_p).

La période de pulsation est donc fixée de façon à ce que l'ondulation du courant reste dans des limites admissibles.

Cependant, une diminution excessive de la période de pulsation conduit à un échauffement des transistors de puissance utilisés à cause des pertes de commutation, ce qui peut mener à leur destruction. Un compromis est donc à déterminer.

Dans le cas d'une commande entre (0) et (U_e), l'ondulation de courant est diminuée de moitié par rapport à la commande entre ($+U_e$) et ($-U_e$).

L'emploi simultané des deux types de commande complique la logique de commande.

4.3.4 : Caractéristique réelle du variateur de courant unidirectionnel [1]

Les relations qui déterminent la caractéristique idéale du variateur de courant unidirectionnelle sont données par les relations (4.1) ou (4.2) selon le type de commande.

Dans la réalité, entre le moment où l'organe de commande fournit le signal d'enclenchement ou de déclenchement et le moment où ils ont effectivement lieu, des retards existent.

La figure (4.9) montre l'allure du signal de commande et les retards à l'enclenchement (t_{en}) et au déclenchement (t_{de}).

On admet pour la tension (u_d) une forme rectangulaire, les phénomènes transitoires qui apparaissent lors de la commutation des transistors peuvent être négligés dans le cadre de cette étude.

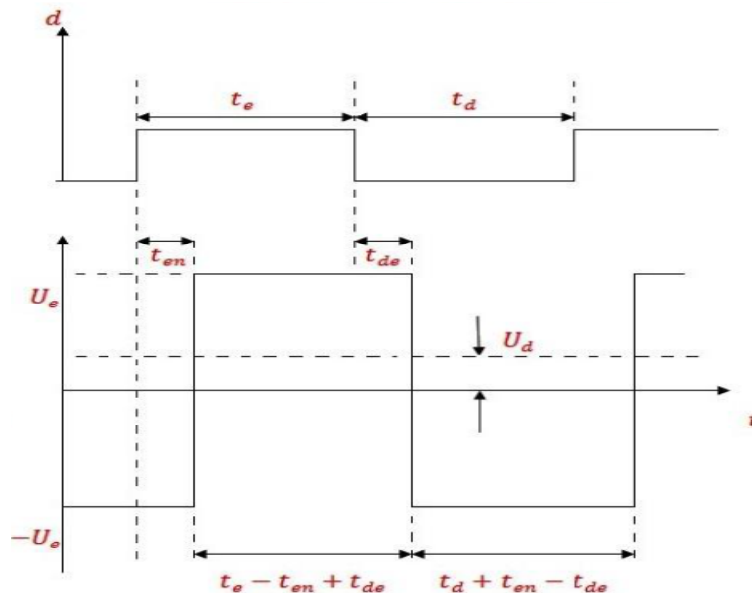


Figure 4.9 : Allure de la grandeur de commande et retard à l'enclenchement et au déclenchement des transistors

Comme le temps d'enclenchement (t_{en}) est inférieur au temps de déclenchement (t_{de}) dans un transistor, la caractéristique de charge du variateur de courant continu se trouve modifiée. La tension moyenne (U_d) qui en résulte est donnée par la relation suivante :

$$U_d = \frac{t_e - t_d - 2t_{en} + 2t_{de}}{T_p} U_e = U_{di} - 2 \frac{t_{en} - t_{de}}{T_p} U_e \dots\dots\dots(4.9)$$

On constate que la tension réelle (U_d) est supérieure à la tension idéal (U_{di}). De plus le temps de déclenchement est variable et augmente avec la valeur du courant à déclencher.

La figure (4.10) montre les caractéristiques approximatives du variateur de courant continu pour un retard ($t_{en} = 400 \text{ ns}, t_{de} = 400 \dots 500 \text{ ns}, f_p = 100 \text{ kHz}$).

Les droites horizontales en trait pointillé correspondent à la tension continue idéale (U_{di}) pour un rapport cyclique (t_e/T_p) donné.

La prise en compte de la caractéristique réelle du variateur de courant continu est nécessaire surtout lorsque des fréquences de pulsation élevées sont utilisées. Un dispositif de commande avec correction de la caractéristique de charge peut être alors utilisé.

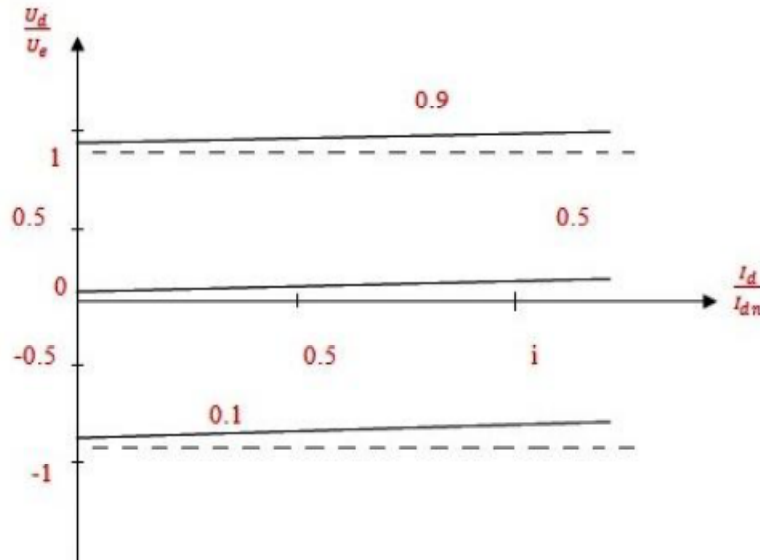


Figure 4.10 : Caractéristiques de charge d'un variateur de courant continu unidirectionnel.

4.3.5 : Comportement dynamique [2]

Une étude détaillée du comportement dynamique pour des petites et grandes variations du signal de commande peut être consulté.

On se limite ici à reporter les deux résultats principaux de cette étude.

Le première résultat concerne le retard moyen lors de l'utilisation d'un signal auxiliaire (u_h) en forme de dent de scie qui est donné par la relation suivante :

$$T_r = \frac{T_p}{2} = \frac{1}{2f_p} \dots\dots\dots(4.10)$$

Le deuxième résultat concerne le retard moyen du signal de commande lors de l'utilisation d'un signal auxiliaire (u_h) triangulaire qui est obtenu de la relation suivante :

$$T_r = \frac{T_p}{3} = \frac{1}{3f_p} \dots\dots\dots(4.11)$$

Pour une fréquence de pulsation ($f_p = 100 \text{ kHz}$), le retard moyen pour un signal en dent de scie est de ($5 \mu\text{s}$), ce qui est donc très faible. Il est aussi possible de négliger cette petite constante de temps lors du dimensionnement du régulateur de position.

4.3.6 : Commande en courant [1]

La commande en courant se réalise par une commande directe à l'aide d'un régulateur à action à deux position, telle que représentée à la figure suivant :

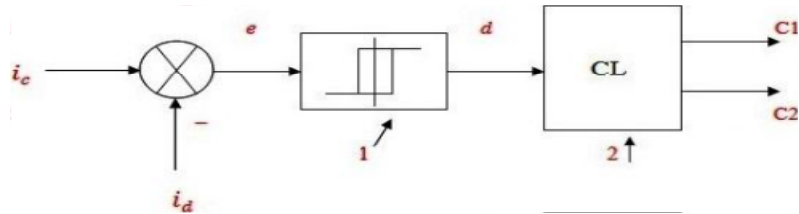


Figure 4.11 : Représentation schématique d'une commande par un régulateur à action à deux positions

La grandeur de consigne (i_c) provient du régulateur de position de l'inducteur de sustentation magnétique. La différence entre la grandeur de consigne (i_c) et le courant mesuré (i_d) est ensuite appliquée à une bascule de Schmitt (1).

Il résulte une variation du courant autour de sa consigne avec une certaine hystérésis. Celle-ci dépend des seuils de basculement de la bascule de Schmitt.

Contrairement à la commande en tension, la commande en courant conduit à des fréquences de pulsation variables puisque l'ondulation de courant est constante et que l'inductance de la charge de l'inducteur magnétique varie en fonction de l'entrefer.

On choisit donc l'hystérésis de la bascule de Schmitt de façon à ce que la fréquence de pulsation ne dépasse pas les limites admissibles des composants semi-conducteurs de puissance utilisés. Dans ce but, on utilise la relation (4.8) qui reste valable pour une commande en courant.

4.3.7 : Commande logique [1]

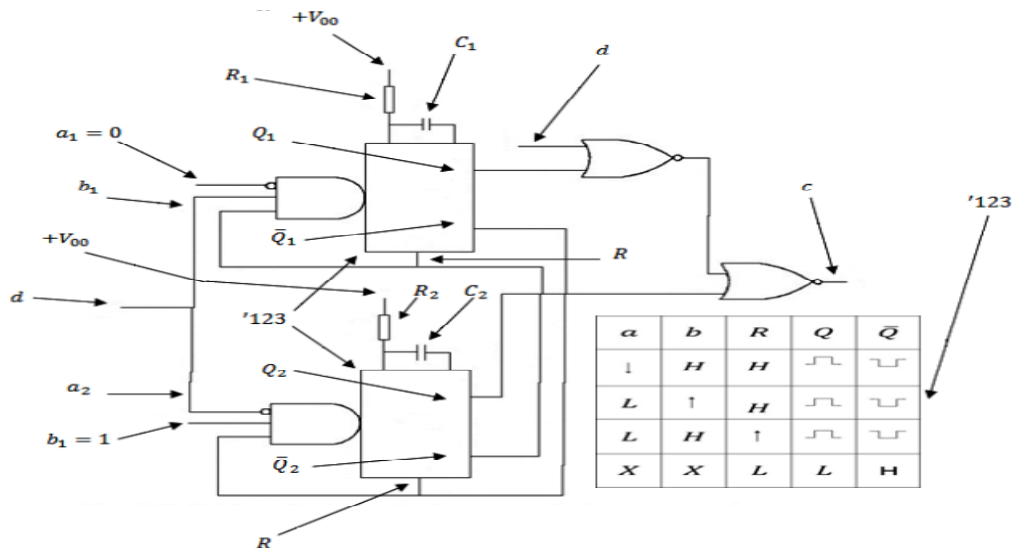


Figure 4.12 : Schéma électrique de la commande logique pour la commande en courant et table de vérité de la bascule monostable ('123)

Une autre précaution à prendre dans la réalisation d'une commande en courant est d'éviter de déclencher immédiatement un transistor après son enclenchement ou vice versa.

Ceci peut survenir lors d'une variation subite de la consigne du courant. On évite ce phénomène par l'établissement de temps morts après chaque commutation des transistors.

Ces temps morts peuvent être fixés à la période de pulsation (T_p) minimale admissible et se réalisent dans la logique de commande (CL) à l'aide de bascules monostables. Un exemple de réalisation est indiqué par le schéma électrique de la figure (4.12).

Le circuit se compose de deux bascules monostables ('123) dont la table de vérité se trouve à la figure (4.12). La résistance (R_1) et le condensateur (C_1) fixant le temps mort après l'enclenchement des transistors et (R_2) et (C_2) fixent le temps mort après le déclenchement.

Le chronogramme de la figure (4.13) représente différentes transitions possibles de la commande (d). Etudions le cas où un ordre d'enclenchement ($d = 1$) a lieu juste après un déclenchement ($d = 0$).

Cet ordre est négligé jusqu'au moment où le temps mort ($Q_2 = 1$) est écoulé. A cet instant, si la commande (d) est toujours à l'état (1), l'ordre d'enclenchement est transmis avec un temps mort ($Q_1 = 1$) qui est actionné par le flanc montant de ($\overline{Q_2}$). Si par contre, la commande (d) se trouve à l'état (0), aucun changement n'a lieu.

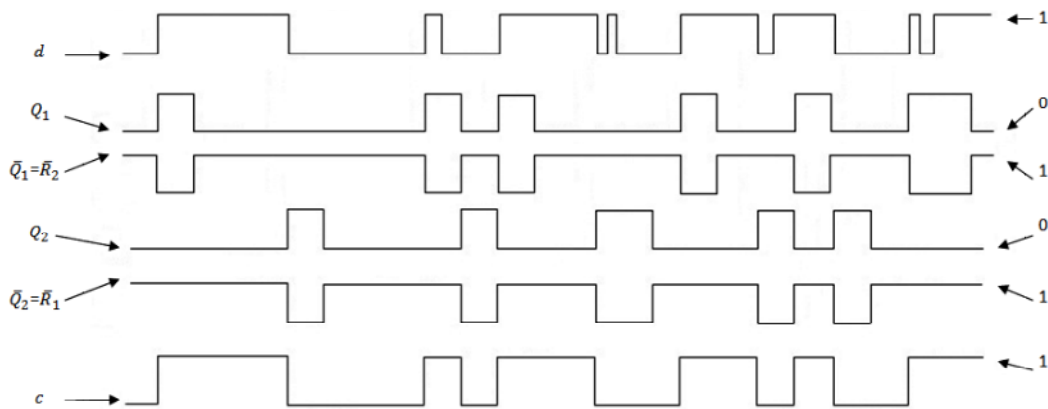


Figure 4.13 : Chronogramme de la commande logique

C'est en imposant les entrées ($\overline{R_1} = \overline{Q_2}$) et ($\overline{R_2} = \overline{Q_1}$) des bascules monostables ('123) qu'il est possible de tenir compte d'un changement de l'état de commande (d) pendant un temps mort.

En effet, la bascule ('123) a pour propriété de réagir à un flanc montant de (\overline{R}) telle que ($R = \text{reset}$) lorsque ($\overline{a} = \overline{b} = 1$). Ceci n'est d'ailleurs pas une propriété universelle des bascules monostables.

La commande c est celle qui est appliquée au transistor de puissance. Elle est obtenue par la relation binaire suivante :

$$c = (d + Q_1)\overline{Q_2}$$

4.3.8 : Comparaison entre les commandes en courant et en tension

Il est utile à ce stade de rappeler les propriétés principales d'une commande en courant et commande en tension.

Une commande en tension :

- Dépend de la tension au circuit intermédiaire (U_e).
- Dépend de la caractéristique de charge du variateur de courant continu surtout pour des fréquences de pulsation élevées.
- Possède une fréquence de pulsation (f_p) constante, l'ondulation du courant est donc variable.

Pour la commande en courant :

- Ne dépend pas de la caractéristique de charge du variateur de courant continu.
- Ne dépend pas de la fluctuation de la tension (U_e) au circuit intermédiaire.
- Possède une fréquence de pulsation variable selon l'inductance de la charge. En revanche l'ondulation du courant est constante.
- Ne dépend pas de la résistance de la charge.
- Facile à réaliser.
- Réagit rapidement lors de grandes variations de la grandeur de consigne.

Il est à noter que, dans les deux types de commandes, l'alimentation de puissance et la même.

Il est clair que la commande de courant possède certains avantages par rapport à la commande en tension.

Cependant, ce type de commande ne convient pas pour des réalisations sans capteur de position, comme dans les paliers magnétiques.

4.4 : Organes de mesure [1]

Le réglage en position d'un inducteur de sustentation magnétique nécessite la mise en contre-réaction de certaines grandeurs internes au système. Celles-ci sont pour tous les types de régulateurs :

- L'entrefer
- La dérivée de l'entrefer de l'inducteur
- Le courant

Si un réglage en position par la méthode inverse est employé, il faut ajouter la mesure de l'accélération de l'inducteur magnétique au dispositif de réglage.

La mesure du courant continu ne pose pas de problème particulière. On trouve sur le marché des organes de mesures performants à large bande passante.

La mesure de l'entrefer est plus délicate à réaliser, du fait qu'aucun contact mécanique n'est permis entre l'inducteur magnétique et le rail. Trois types de capteurs de position linéaires permettent une telle réalisation :

- Les capteurs de position optiques.
- Les capteurs de position laser.
- Les capteurs de position inductifs.

Le principe de mesure des capteurs optique et laser est celui de la triangularisation qu'on représente à la figure (4.14). On note que la mesure de position est ponctuelle.

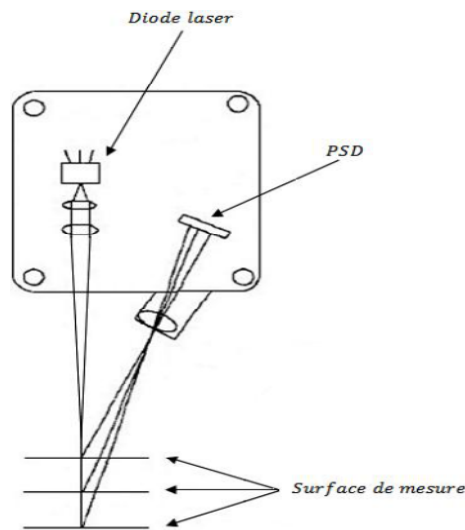


Figure 4.14 : Principe de la triangularisation

Les capteurs optiques sont en général plus lents que les capteurs de type laser. Telle que le temps de réponse du capteur optique important par rapport où capteur laser.

Par contre l'augmentation de la bande passante du capteur augmente le bruit sur le signal utile du capteur.

Un compromis est donc à trouver entre le bruit admissible et la bande passante du capteur de mesure qui influence à son tour sur la rapidité du réglage global de l'entrefer.

Des capteurs à courant de Foucault pour la mesure d'un entrefer existent aussi sur le marché.

Dans ce type de capteur la mesure fournie par le capteur est la distance moyenne entre le pôle du capteur et la surface de référence qui contient des irrégularités.

Ce genre de capteur convient donc bien a des applications où des positionnements micrométriques ne sont pas nécessaires, comme dans un véhicule à sustentation magnétique.

Bien sûr lors de l'utilisation de capteur à courant de Foucault, des précautions supplémentaires sont à prendre pour garantir une bonne immunité contre les champs parasites générés par les inducteurs de sustentation magnétique.

4.5 : Dispositifs de réglage numérique [4]

Le régulateur de position est implanté numériquement sur (PC). Avec un processeur 486/66 Mhz par le langage de programmation PASCAL. Des cartes périphériques permettent de travailler avec une période d'échantillonnage $\geq 100 \mu\text{s}$.

La période d'échantillonnage est fixée de façon à respecter le temps de traitement de l'algorithme de réglage

L'interface graphique permet de visualiser l'évolution temporelle des grandeurs mesurées ou calculées.

Il permet aussi de stocker ces grandeurs dans des fichiers lisibles par les logiciels tels que Matlab/Simulink pour un traitement ultérieur. Les paramètres du régulateur de position sont aussi accessibles par cette interface.

Pour des applications en temps réel avec des périodes d'échantillonnage allant de $100 \mu\text{s}$ à $500 \mu\text{s}$, l'emploi du (PC) comme utile de développement avec des algorithmes simples est comparable en performance aux cartes spécialisées (DSP) « Digital Signal Processeur » voire figure (4.15).



Figure 4.15 : Microprocesseur Intel 80486

Un (DSP) pour Digital signal Processor est un processeur spécialisé dans le traitement numérique du signal.

Son architecture est optimisée pour traiter une grande quantité de données en parallèle à chaque cycle d'horloge. Ce mode de fonctionnement est très efficace pour traiter des signaux numériques.

Il est à noter que le (PC) possède l'avantage d'être un utile peu coûteux et bénéficie d'une grande flexibilité de travail.

Les cartes spécialisée (DSP) conviennent bien pour des applications qui comportant des algorithmes longs et complexes, nécessitant des petites périodes d'échantillonnage.

Conclusion générale

Conclusion générale

Au terme de cette étude, différents aspects théoriques liés à la sustentation magnétique par attraction ont été abordés, à savoir :

- Etude de la modélisation d'un inducteur de sustentation magnétique.
- Etude et synthèse des méthodes de réglage.
- Etude des organes de commande et des alimentations de puissance.

Une part importante de l'étude a été consacrée au réglage en position. Dans ce contexte, des problèmes souvent rencontrés en réglage automatique ont fait l'objet d'une étude approfondie.

L'apport essentiel de ce mémoire peut se résumer en trois points suivants :

- Etude systématique et comparaison de différents modèles d'un inducteur de sustentation magnétique.
- Introduction du principe du réglage selon la méthode inverse pour une commande en tension dans le réglage en position d'un inducteur de sustentation magnétique.
- Introduction d'une commande en courant avec découplage non linéaire et superposition d'un réglage d'état pour le réglage de position d'un inducteur de sustentation magnétique.

Modélisation

La modélisation de l'inducteur de sustentation magnétique met en évidence la nature instable et non linéaire du système à régler. Aussi, différents modèles de l'inducteur de sustentation magnétique ont été étudiés. Parmi ceux-ci, le modèle avec flux de fuites et chute de potentielle magnétique dans le fer décrit le mieux le système réel.

Réglage en position

Trois configurations de réglage ont été étudiées. On a :

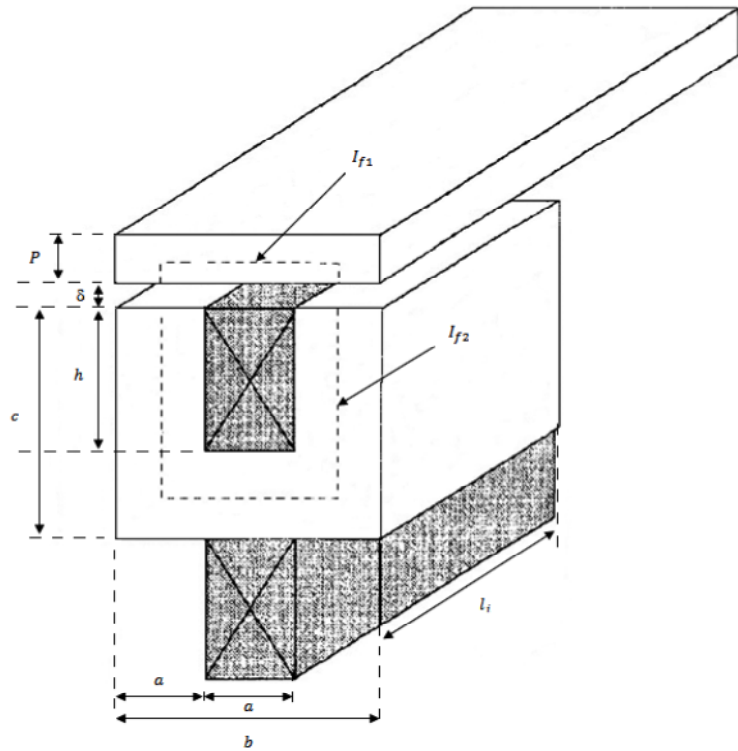
- Le réglage d'état dont le dimensionnement des coefficients est basé sur un modèle linéarisé autour d'un point de fonctionnement.
- Le réglage par la méthode inverse (Commande en tension) qui permet une compensation non linéaire du système dans tout le domaine de fonctionnement.
- Le réglage d'état pour une commande en courant dont l'avantage principal est la réduction de l'ordre de système, ce qui facilite l'étude du régulateur de position.

Annexes

Annexes

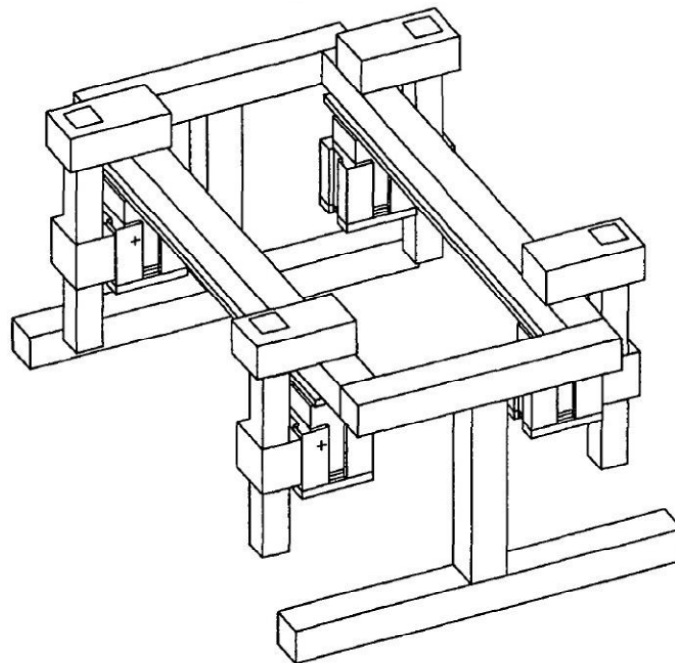
- Les dimensions de l'inducteur de sustentation magnétique [2] :

$a = 20 \text{ mm}$
 $b = 60 \text{ mm}$
 $h = 33 \text{ mm}$
 $l_i = 50 \text{ mm}$
 $c = 53 \text{ mm}$
 $P = 10 \text{ mm}$
 $\delta = 0.5 \text{ mm}$
 $l_{f1} = 50 \text{ mm}$
 $l_{f2} = 126 \text{ mm}$
 $m = 3.4 \text{ kg}$
 $R \cong 0.8 \Omega$



Nombre de spires de la bobine : $N = 125$ Spires.

Empilement de tôles de 0.5 mm



Vue en trois dimensions de quatre inducteurs de sustentation magnétique

Bibliographie

Bibliographie

- [1] : Thèse de doctorat de ZAYADINE Michel « Etude de réglage en position de la sustentation magnétique par attraction », Ecole polytechnique de Lausanne. [1996].
- [2] : M.abedellah « Etude de système de lévitation utilisant électro-aimant en forme de (U) », (Approche analytique et numérique (Flux 2D)) Mémoire d'ingénieur d'état ANNABA. [22-23/11/2005].
- [3] : Zohir TORKI «Etude d'un système de lévitation magnétique applique à la propulsion électromagnétique » « Le maglev » école militaire polytechnique EMP. [2006].
- [4] : <http://www.futura-sciences.com/magazines/high-tech/infos/dico/d/technologie>. Consulter le : [07/07/2013].
- [5] : <http://rouzeau.net/Accueil/Maglev>. Consulter le : [07/07/2013].
- [6] : <http://de.wikipedia.org/wiki/Transrapid>. Consulter le : [12/07/2013].
- [7] : http://www.c2prod.fr/jb/sustentation_electromagnetique.html. Consulter le : [12/07/2013].
- [8] : <http://www.google.com/patents/EP1756365B1?cl=de>. Consulter le : [15/07/2013].
- [9] : <http://www.google.com/patents/EP1726084B1?cl=fr>. Consulter le : [15/07/2013].
- [10] : Cours sur les systèmes mécatroniques asservis. ENSTA
Site web : <https://3w2.ensta.fr/~dfr/Cours/?usebdd=ensta&sigle=ES206>. [14/06/2013].
- [11] : Julien VINCENT « Etude du concept de suspensions actives » Thèse de doctoral à l'école central de Lyon. [1999].
- [12] : laboratoire de la régulation numérique de la sustentation magnétique de Haute Ecole d'Ingénierie et de Gestion du canton de Vaud.
Site web: <http://php.iai.heig-vd.ch/~mee/>. Consulter le : [26/07/2013].
- [13] : H.Brühler « convertisseurs statiques » Presse Polytechniques et Universitaires Romandes. [1991].

Glossiere

Glossaire

Symbole et Description

- A** : Surface
- A_G** : Matrice fondamentale du système global
- a** : Largeur d'un pôle de l'inducteur
- B** : Champ d'induction magnétique
- B_δ** : Champ d'induction magnétique dans le l'entrefer
- B_f** : Champ d'induction magnétique dans le fer
- F_y** : Force électromagnétique latérale
- f_p** : Fréquence de pulsation
- f_r** : Force électromagnétique relative
- H** : Champ magnétique
- H_f** : Champ magnétique dans le fer
- Λ_{frange}** : Perméance équivalent des flux
- K_{cm}** : Facteur de transfert de l'organe de commande
- k_i** : Coefficient de la contre réaction du courant
- k_p** : Coefficient d'intervention direct de la perturbation
- k_R** : Coefficient de la composante intégrale
- k_v** : Coefficient de la contre réaction de la vitesse
- k_w** : Coefficient d'intervention direct de la consigne
- k_s^T** : Vecteur de contre réaction d'état
- L** : Inductance
- l_b** : Longueur moyenne de la développantes
- l_δ** : Trajet moyen des lignes de champs dans l'entrefer
- l_f** : Trajet moyen des lignes de champs dans le fer
- l_i** : Longueur d'un inducteur
- m** : Masse
- N** : nombre de spires
- R** : Résistance
- T_E** : Période d'échantillonnage
- T_P** : Période de pulsation
- T_r** : Période de traitement
- t** : Temps
- t_d** : Durée de déclenchement
- t_e** : Durée d'enclenchement
- U_{di}** : Tension continue idéal (Tension moyenne)
- U_e** : Tension continue au circuit intermédiaire
- u** : Tension
- u_{cm}** : Signal de commande
- u_d** : Tension appliqué au bobinage
- x** : Distance entre l'inducteur et le référentiel absolu
- x_M** : Grandeurs mesurées
- x_r** : Déviation du rail par rapport au référentiel absolu
- δ** : Entrefer
- δ_c** : Consigne d'entrefer

Glossaire

- ε : Décalage par rapport au rail
 θ : Potentiel magnétique
 Λ : Perméance
 Λ_δ : Perméance de l'entrefer
 Λ_{eq} : Perméance équivalente
 Λ_f : Perméance de fer
 i : Courant
 μ : Perméabilité
 μ_0 : Perméabilité de vide
 μ_r : Perméabilité relative normale
 $\mu_{r\Delta}$: Perméabilité relative différentiel
 μ_{ri} : Perméabilité relative initiale
 ρ : Amortissement
 Φ_{fr} : Flux de franges
 $\Phi_{\sigma D}$: Flux de fuite de développantes
 $\Phi_{\sigma k}$: Flux de fuite de tête de dents
 $\Phi_{\sigma N}$: Flux de fuite d'encoche
 φ : Angle de rotation propre
 w : Pulsation
 w_i : Vitesse angulaire

Indices

- 0 : Valeur initiale
 adj : Matrice adjointe
 eq : Equivalent
 f : fer
 G : Système globale
 lim : Limitation
 max : Valeur maximal
 min : Valeur minimale

Opérateur et indices supérieurs

- det : Determinant
 x' : Dérivée par rapport aux temps