

# TRANSDUCTEURS ELECTROMECHANIQUES

## Bibliographie :

Pour les transducteurs en général → Quaranta IV p. 470 - 486

Pour le haut parleur → Quaranta IV p. 205 - 210

Rossi : électroacoustique et BUP n° 779 et 744

Pour le cristal piézo → Quaranta IV p. 470 - 486 et Quaranta III p. 389

Pour les moteurs → Quaranta IV p. 278 - 294

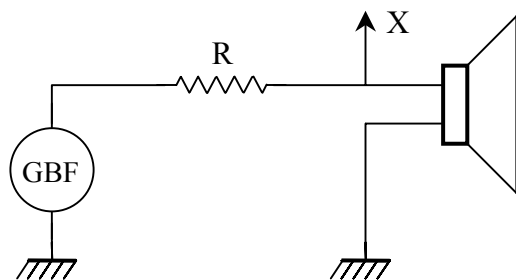
Niard : Machines électriques

## I ETUDE DU HP

### 1.1 Impédance électrique

Le but de la manipulation est de montrer que le couplage électromécanique modifie l'impédance électrique du Haut Parleur (cf. annexe) ; il est notamment responsable de la résonance électrique.

Réalisez le montage ci dessous :

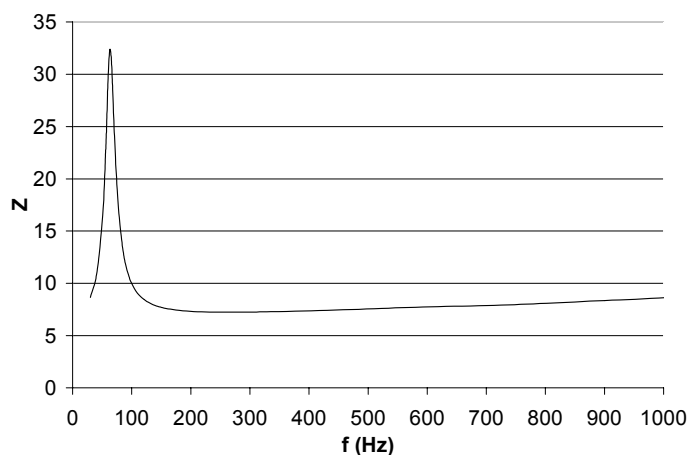


GBF : METRIX GX 245  
tension au maximum

R : 2000  $\Omega$

HP : HPC 16/30 sans enceinte

Dans le cas où  $R \gg Z$ , le HP est alimenté par une source de courant → la tension X aux bornes du haut parleur est proportionnelle à Z. L'observer à l'oscillo en partant d'une fréquence de 30 Hz. Recherchez précisément la fréquence de résonance électrique.



Posez un doigt sur la membrane pour l'immobiliser. Quelle est l'influence sur la résonance électrique ?

## 1.2 Détermination du coefficient de couplage

Quaranta IV p. 472

C'est le coefficient  $Bl$  ; en effet, c'est à la fois le coefficient de la force de Laplace qui introduit un terme d'origine électrique dans l'équation mécanique du mouvement et le coefficient de la fém d'induction de Lorentz qui introduit un terme d'origine mécanique dans l'équation électrique du circuit. Sa détermination fait appel à des formules résultant d'hypothèses simplificatrices qu'il faudra vérifier.

### 1.2.1 Calcul de $Bl$

Il faut faire 3 mesures.

mesure n°1 :

Déterminez la résistance en continu  $R$  du haut parleur avec un ohmmètre.

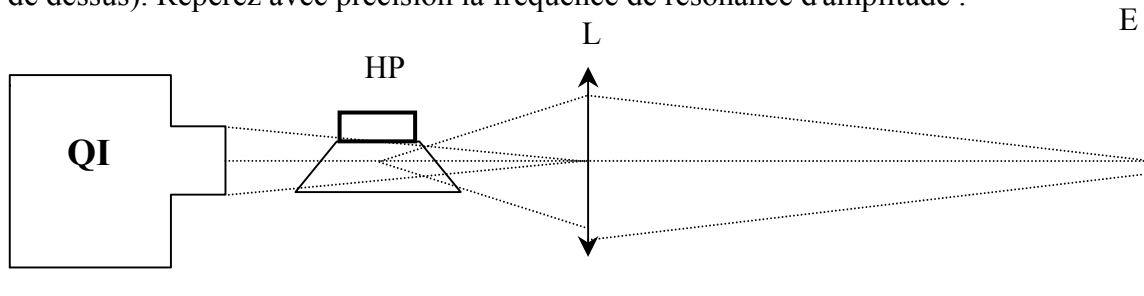
mesure n° 2 :

Mesurez son impédance à la résonance électrique  $|Z_{re}| = \frac{U_{re}}{I_{re}}$ .

mesure n° 3 :

Alimentez cette fois le HP directement par le GBF **sans la résistance  $R$** .

Formez une image agrandie de la face arrière de la membrane (le schéma représente une vue de dessus). Repérez avec précision la fréquence de résonance d'amplitude.



Notez la fréquence de résonance mécanique  $f_{rm}$  ainsi que le courant d'excitation  $i_{rm}$ . Mesurez aussi l'amplitude du mouvement de la membrane  $A_{rm}$  par comparaison avec une règle graduée. Attention à la manière de mesurer cette amplitude !

Exploitation :

Les formules indiquées ci-dessous sont démontrées en annexe 1 ; s'y reporter.

$$\left. \begin{aligned} |Z|_{re} &\approx R + \frac{(Bl)^2}{r} \\ \text{avec la valeur de } R \end{aligned} \right\} \Rightarrow \frac{(Bl)^2}{r} \approx |Z|_{re} - R$$

$$\left. \begin{aligned} A_{rm} &\approx \frac{Bl i_{rm}}{\omega_{rm} r} \Rightarrow \frac{Bl}{r} \approx \frac{A_{rm} \omega_{rm}}{i_{rm}} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \boxed{Bl \approx \frac{(|Z|_{re} - R) i_{rm}}{A_{rm} \omega_{rm}}}$$

Vérification des hypothèses :

L'expression simplifiée de  $Z_{re}$  n'est valable que si  **$R \gg L\omega$  à la fréquence de résonance électrique**. Pour déterminer  $L$ , mesurez la valeur de l'impédance du

HP en haute fréquence ( $\approx 5000 \text{ Hz}$ ) **en bloquant la membrane** ! On a alors  $|Z| = \sqrt{R^2 + (L\omega)^2} \rightarrow$  on peut en déduire  $L$  et vérifier ensuite si l'hypothèse est valable.

**L'expression simplifiée de  $A_{rm}$  n'est valable que si  $2mk \gg r$ .** Cette même hypothèse est vérifiée en pratique si on a égalité entre la fréquence de résonance mécanique et la fréquence de résonance électrique  $\rightarrow$  si  $\omega_{rm} \approx \omega_{re}$  le calcul est alors valable.

Remarque :

Les haut-parleurs modernes ont souvent un fort amortissement ce qui améliore leur réponse transitoire et fait disparaître leur résonance mécanique d'amplitude (cependant il reste inévitablement une résonance de vitesse donc une résonance électrique). Il faut donc choisir un haut-parleur peu amorti pour présenter la mise en évidence optique de la résonance mécanique.

### 1.3 Réversibilité du couplage

Quaranta IV p. 475

Branchez directement le haut-parleur sur l'oscillo et parlez devant la membrane. Observez la réciprocité.

On peut recommencer la manipulation avec un microphone électrodynamique (le MDT 457 B à Rennes) et comparer qualitativement le rendement de la conversion pour les deux systèmes. Bien qu'il y ait réversibilité, le fonctionnement en détecteur du Haut Parleur n'est pas aussi efficace. Inversement, un micro électrodynamique n'a pas un bon rendement lorsqu'on l'utilise en HP (ne pas essayer) !

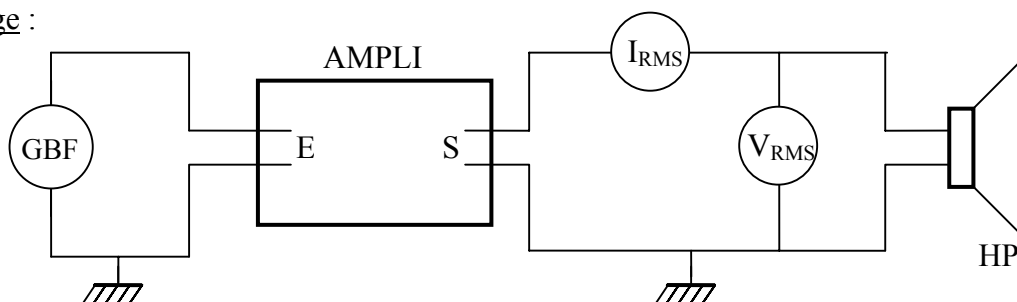
### 1.4 Rendement du transducteur

On propose deux méthodes de mesure

différentes ; n'en faire qu'une.

#### 1.4.1 Rendement mécanique

Montage :



GBF : amplitude maximum ; prendre une fréquence pas trop grande (300 Hz) pour le confort auditif !

Ampli : Matelco 2465

**gain péampli  $\rightarrow 1$  !**

filtres graves, aigus  $\rightarrow$  max

gain puissance  $\rightarrow$  l'ajuster de façon à débiter **1 A maximum** (attention à l'ampèremètre !).

HP : HPC 16/30 ou le HP 13 cm dans l'enceinte en bois.

L'impédance du haut-parleur étant faible, faire un montage courte dérivation pour la mesure de I et V.

#### Mesures :

Mesurez I et V lorsque le haut parleur est libre ; en déduire la puissance  $P_1$  qu'il absorbe.

Bloquez ensuite la membrane en appuyant dessus (**faire très attention** à ne pas la décentrer !). Mesurez alors la puissance  $P_2$  que le haut-parleur absorbe dans cette nouvelle configuration.

#### Exploitation :

Lorsque l'on bloque la membrane, aucune puissance mécanique n'est absorbée → la puissance  $P_2$  correspond à la puissance consommée par le circuit R,L →  $P_2 = P_{\text{électrique}}$ .

Lorsque la membrane est libre de ses mouvements, une certaine puissance mécanique est consommée pour l'entretien de la vibration → la puissance  $P_1$  correspond à la puissance consommée par le circuit R,L,R<sub>m</sub>,L<sub>m</sub>,C<sub>m</sub> →  $P_1 = P_{\text{électrique}} + P_{\text{mécanique}}$ .

On peut donc en déduire le rendement :

$$\eta = \frac{P_{\text{méca}}}{P_{\text{élec}}} = \frac{P_1 - P_2}{P_2}$$

#### Remarque :

Cette méthode, apparemment simple dans le principe, peut donner lieu à des résultats surprenants si on n'utilise pas d'ampli de puissance. On trouve que la puissance consommée est plus forte lorsque l'on bloque la membrane ! Pourquoi à votre avis ?

### 1.4.2 Rendement acoustique

Biblio : Rossi - Electroacoustique

On ne mesure cette fois-ci que la partie acoustique de l'énergie mécanique produite par le HP → on ne tient compte que de la puissance utile.

#### Manipulation :

Alimentez un haut-parleur dans son enceinte avec un GBF et choisissez une fréquence la plus basse possible (ces deux dispositions permettent d'avoir une émission à peu près isotrope ce qui simplifie l'interprétation) mais légèrement supérieure à la fréquence de résonance. Mesurez la puissance fournie par le BF avec un wattmètre s'il est assez sensible (pas le cas à Rennes) ou avec un voltmètre et un ampèremètre si la précision du wattmètre est insuffisante.

Mesurez l'intensité acoustique à l'aide du sonomètre électronique SL - 4001 placé à environ 0,5 m du haut-parleur. Utilisez le mode de mesure "dB C" qui correspond à une réponse à peu près indépendante de la fréquence (alors que le mode "dB A" apporte une forte correction pour tenir compte de la sensibilité de l'oreille). Vérifiez que l'émission est à peu près isotrope en faisant tourner le haut-parleur. Mesurez l'intensité reçue par le sonomètre en l'absence de haut-parleur et vérifiez qu'elle est négligeable. En déduire la puissance acoustique totale rayonnée puis le rendement du haut-parleur (en dBa/W). On trouve typiquement des valeurs de l'ordre du %.

### Interprétation :

Par définition (cf. Rossi p. 295), le rendement d'un haut parleur correspond au quotient de la puissance rayonnée par la puissance électrique fournie.

La puissance rayonnée s'obtient à partir de l'intensité acoustique. Cette grandeur correspond à l'énergie reçue par unité de surface par unité de temps. C'est donc une puissance par unité de surface que l'on mesure en  $\text{W.m}^{-2}$ . Le sonomètre donne une mesure relative en décibel acoustique (dBa) c'est à dire par rapport à une valeur de référence :

$$I_a \text{ (dBa)} = 10 \log_{10} \left( \frac{I_a}{I_{\text{ref}}} \right) \quad \text{avec} \quad I_{\text{ref}} = 10^{-12} \text{ W.m}^{-2}$$

La puissance acoustique rayonnée s'en déduit par la relation  $P_a = \int \vec{I} \cdot d\vec{S}$  ( $\vec{I}$  correspond à l'intensité acoustique vectorielle  $I\vec{n}$  ou  $\vec{n}$  est un vecteur unité selon la direction et le sens de propagation ; cf. Rossi p. 16).

Dans le cas d'une émission en basses fréquences, l'isotropie du rayonnement (cf. montage "acoustique") permet de simplifier le calcul puisque dans ce cas la propagation est radiale et  $I = \text{cte}$  pour une distance source-récepteur donnée (cf. Rossi p. 57). La puissance se déduit alors simplement de l'intensité :

$$P_a = 4\pi r^2 \cdot I(r)$$

### Remarque :

L'intensité de référence correspond au seuil statistique d'audibilité à 1000 Hz ce qui correspond à une pression acoustique de référence de  $2 \cdot 10^{-5}$  Pa. On peut retrouver la correspondance entre ces deux valeurs en utilisant l'impédance acoustique de l'air (cf. Rossi p. 22 , 24) :

$$I = \frac{p_{\text{eff}}^2}{Z_c} = \frac{p_{\text{eff}}^2}{\rho c} \quad \text{avec } \rho_{\text{air}} = 1,3 \text{ kg.m}^{-3} \text{ dans les conditions normales.}$$

La relation précédente permet alors d'exprimer la mesure du sonomètre en fonction de la valeur efficace de la pression acoustique :

$$I_a \text{ (dBa)} = 10 \log_{10} \left( \frac{I_a}{I_{\text{ref}}} \right) = 20 \log_{10} \left( \frac{p_{\text{eff}}}{p_{\text{eff ref}}} \right)$$

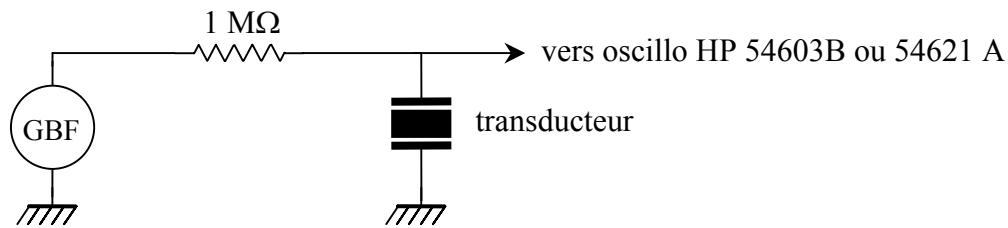
## **II TRANSDUCTEUR PIEZOELECTRIQUE POUR ULTRASONS**

### **2.1 Réponse en fréquence**

Sa constitution laisse présager un comportement de condensateur. Il en est ainsi sauf au voisinage de la résonance ( $\approx 40$  kHz) où on observe une variation de l'impédance. Avec le modèle proposé dans l'annexe n° 2, l'impédance doit passer par un minimum puis par un maximum.

### Manipulation :

Le montage d'étude est similaire à celui employé pour l'étude du haut parleur mais comme le transducteur piézo a une impédance de l'ordre du  $\text{k}\Omega$  au voisinage de la résonance, on utilise une résistance de  $1 \text{ M}\Omega$  pour constituer un bon générateur de courant :



Transducteur : SSQC SQ-40 T

GBF : Métrix GX 245

Wobulation linéaire et **lente (10 s) entre 30 et 48 kHz**

HP : mode XY en STORE

en X → commande de wobulation

calibre 1 V

en Y → signal

calibre 50 mV

L'observation valide - t - elle la théorie (cf. annexe n° 2) ?

Mesurez la fréquence de résonance et d'anti-résonance en utilisant la fonction START - STOP du GBF Métrix. La connaissance de ces deux fréquences permet la détermination de différentes caractéristiques.

Détermination des coefficients motionnels (facultatif) :

Quaranta III p. 390

Ces fréquences ont pour expression  $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}}$  (résonance) et  $\omega_a = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{1 + \frac{C}{C'}}$  (antirésonance). On peut donc en déduire la valeur de C par la relation :

$$C = C' \left[ \left( \frac{\omega_a}{\omega_r} \right)^2 - 1 \right]$$

La valeur de C' (capacité en l'absence de mouvement) peut se déterminer par une charge à courant constant (cf. montage "Mesure des capacités") ou plus simplement (mais moins rigoureusement) au pont RLC.

Pour déterminer ensuite L, on peut utiliser par exemple l'expression de  $\omega_r$  :  $L = \frac{1}{C \omega_r^2}$

Détermination de la constante de couplage (important) :

La relation existant entre la

constante de couplage k et les deux fréquences de résonance n'est pas simple à établir ; on se reportera au livre de Warren P. Mason : "Cristal physics of interaction processes" p. 140. Il établit la relation suivante :

$$\frac{k^2}{1 - k^2} = \frac{\pi^2}{4} \frac{\Delta f}{f_r}$$

Déduire k de cette relation ; le couplage est-

il fort ?

### A savoir :

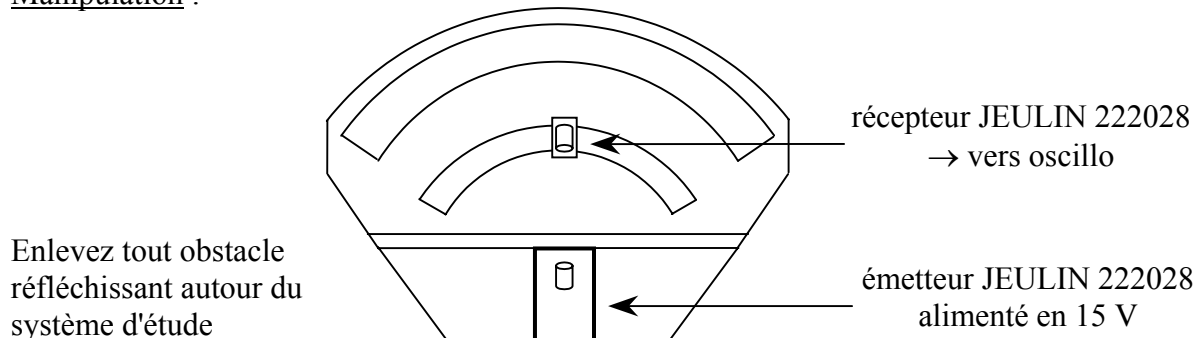
La valeur des fréquences de résonance et d'anti-résonance ainsi que l'acuité de ces résonances sont légèrement différentes suivant les transducteurs utilisés (si on a le temps, on peut refaire la même étude avec les récepteurs moduson Jeulin n° 222 028 et observer les différences) → lorsqu'on utilise deux transducteurs, l'un en émetteur et l'autre en récepteur, on a intérêt à prendre des paires appariées pour un fonctionnement optimum (c'est pour cette raison que certains transducteurs sont notés E et R).

## **2.2 Diagramme d'émission**

On utilise le matériel adapté de marque JEULIN .

Attention, le bloc source doit être alimenté en **15 V continu** !

### Manipulation :



Soignez la position du bloc source par rapport au plateau de mesure. Placez le récepteur en face du bloc source. Ajustez le réglage "fréquence" du bloc source pour avoir un signal maximum sur le récepteur ; notez alors la valeur  $V_0$  (utilisez un oscillo HP et moyenez le signal pour avoir un signal propre).

Notez l'évolution du signal  $V$  en fonction de l'angle  $\theta$  entre source et récepteur. Tracez le diagramme de rayonnement  $\frac{V}{V_0} = f(\theta)$ . Conclure quant à la directivité de l'émetteur.

### Remarque :

On peut aussi faire cette manip avec la maquette "évoluson 2" ; consultez sa notice.

## **2.3 Applications**

On met à profit la directivité de ces transducteurs pour réaliser des dispositifs de mesure de vitesses ou de position.

### 2.3.1 Mesure d'une vitesse de propagation

Plusieurs méthodes sont possibles (cf. poly "Acoustique") ; on ne propose ici que la méthode par déphasage car c'est la plus précise.

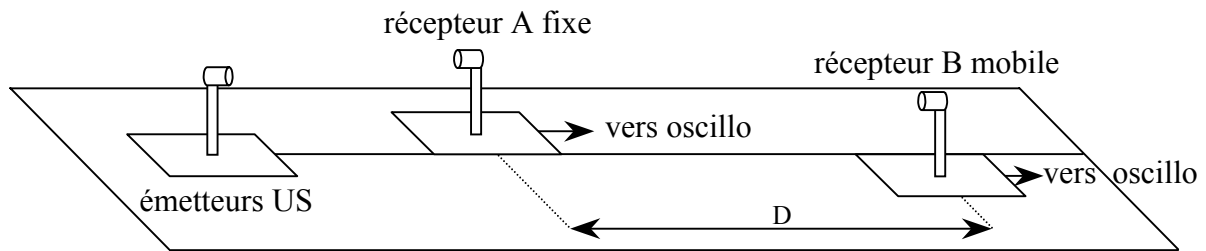
### Montage :

Utilisez le matériel Jeulin : émetteur, récepteur et rail Moduson.

On exploite la relation  $v = \lambda \cdot f$  :

- la mesure de  $f$  se fait à l'oscillo HP 54603B ou au fréquencemètre .

- la mesure de la longueur d'onde s'effectue par déphasage en déplaçant le récepteur (on a alors accès à  $\lambda$ ) .



#### Manipulation :

Déplacez le récepteur A en laissant B immobile. On mesure la distance  $d$  qui sépare A et B lorsque les signaux sur l'écran sont  $n$  fois de suite en coïncidence (passer en Lissajous au début et à la fin).

En déduire  $\lambda = d/n$  puis  $v = \lambda \cdot f$ . Faire un calcul d'incertitude.

#### Remarque :

Une manipulation reposant sur le même principe permet de mesurer la vitesse des ultrasons dans l'eau (maquette R.O. de chez électrome disponible à Rennes).

#### 2.3.2 Principe du sonar

Se reporter au Quaranta IV p. 486.

#### 2.3.3 Détecteur de chocs

Demander au professeur.

### **III MOTEUR A COURANT CONTINU**

Quaranta IV p 277

Niard : Machines électriques term F3

Milsan : Machines électriques C10435/3

(consultez les pages d'introduction 5,6 et 7 – très bien).

Barchiesi : Comprendre la Physique en

expérimentant, p. 52.

D'une façon générale, les moteurs sont des convertisseurs d'énergie électrique en énergie mécanique. Ils comportent un rotor (induit), partie en mouvement de rotation, et un stator (inducteur), partie fixe.

Dans le cas du moteur continu, le stator crée un champ constant fixe qui peut être obtenu soit par des aimants permanents, soit par des enroulements d'excitation auxiliaires (excitation indépendante). Le rotor est composé d'au moins un enroulement (souvent beaucoup plus) parcouru par un courant constant. Placé dans le champ du stator, le rotor subit un couple qui s'annule et s'inverse suivant l'angle dont il a tourné ; la rotation continue dans un seul sens n'est possible que si le sens du moment magnétique du rotor change au cours de la rotation. L'alimentation du rotor s'effectue donc par un système collecteur-balais permettant cette inversion.

L'intérêt principal du moteur à courant continu est sa remarquable capacité de variation de



vitesse (rapport de 1 à 300 sans problèmes). L'inconvénient majeur à son emploi est le prix : à puissance égale, il est 2 fois plus cher qu'un moteur asynchrone. Il est aussi plus fragile que ce dernier en raison du système de collecteur balais.

### 3.1 Principe de fonctionnement

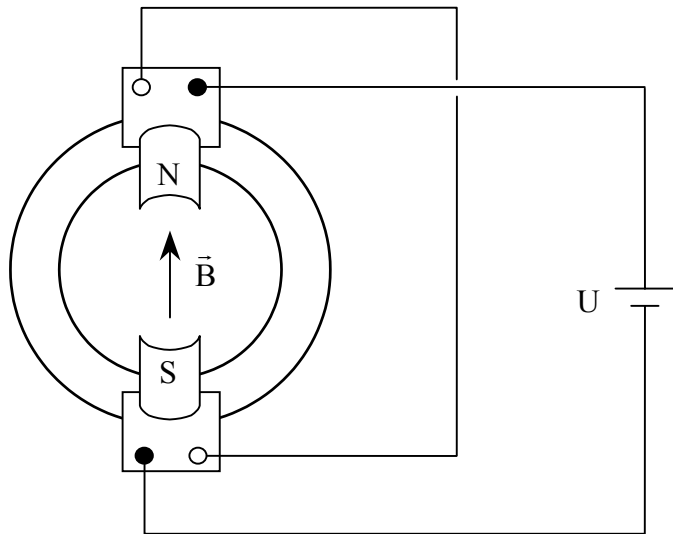
On illustre ce principe avec le moteur de démonstration Leybold.

#### 3.1.1 Réalisation du stator

plutôt qu'avec des aimants (c'est aussi possible avec le matériel Leybold mais le champ est moins intense et le moteur peine à démarrer). On branche les bobines de la façon suivante afin que leurs champs s'ajoutent :

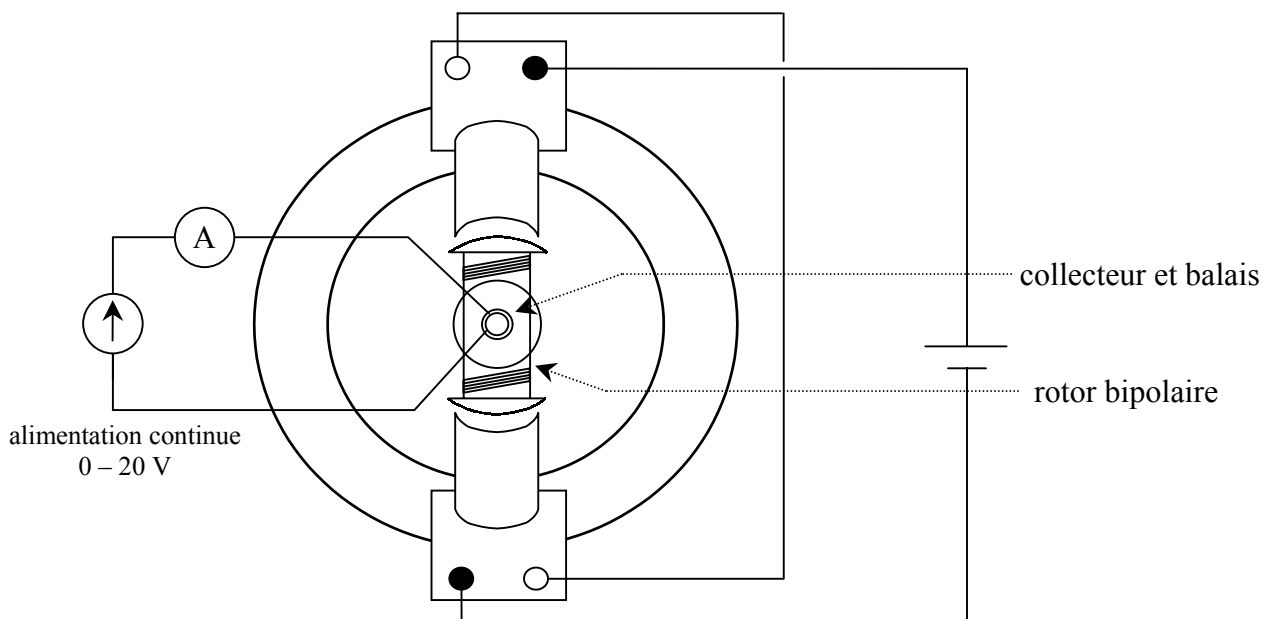
Pour la suite, il est indispensable de centrer parfaitement les pièces polaires avec le disque prévu à cet effet.

On crée le champ  $\vec{B}$  fixe à l'aide de bobines



#### 3.1.2 Utilisation avec un rotor bipolaire

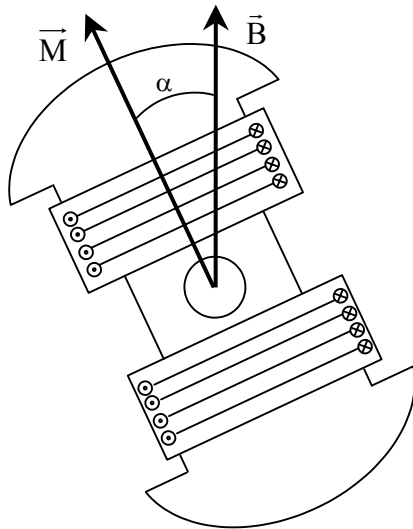
Réalisez le montage suivant en alimentant les bobines du stator avec un courant de **1,5 A max**. Alimentez le rotor avec un courant  **$I = 1 \text{ A}$  max** via le collecteur continu (bagues pleines).



Vérifiez, en tournant le rotor à la main, l'existence d'une position d'équilibre stable et une position d'équilibre instable. Inversez la polarité de l'alimentation du stator → les positions d'équilibre s'inversent.

#### Analyse :

Considérons le rotor dans une position  $\alpha$  quelconque par rapport au champ  $\vec{B}$  créé par le rotor.



Le flux magnétique traversant le bobinage vaut  $\phi = N \vec{S} \vec{B} = N B \cos \alpha$ .

Le moment magnétique créé par la circulation du courant dans le rotor vaut  $\vec{M} = N \vec{S} I$  ; il est orienté suivant l'axe principal du rotor (son sens dépend de celui du courant).

Le couple magnétique auquel est soumis le rotor vaut alors  $|\vec{\Gamma}| = |\vec{M} \wedge \vec{B}| = N S I B \sin \alpha$ . Ce couple tend à orienter l'axe principal du rotor dans le sens de  $\vec{B}$  pour avoir un flux coupé maximum  $\phi_0 = N S B$ .

#### 3.1.3 Mise en rotation du rotor

Avec le dispositif précédent, la rotation est impossible puisque le couple a une valeur moyenne nulle sur un tour.

La rotation s'obtient en inversant périodiquement le sens du courant dans le rotor grâce au collecteur inverseur (constitué de deux demies bagues). Pour que cette inversion soit la plus efficace possible, elle doit se faire lorsque le rotor atteint une position d'équilibre stable. L'énergie cinétique acquise au cours de la rotation lui fait dépasser cette position d'équilibre qui est maintenant, grâce au changement de signe, devenue position d'équilibre instable ; il continue à tourner pour atteindre une position d'équilibre stable que les changements successifs de signe du moment magnétique rendent impossible à trouver : le rotor entre en rotation continue.

#### Manipulation :

Reprendre la manipulation du paragraphe 1.1.2 en utilisant cette fois-ci le collecteur constitué des deux demi-bagues :

courant stator : 1,5 A max

courant rotor : 0,5 A max

Modifiez l'orientation du porte balai au cours de rotation. La vitesse de rotation du rotor passe par un maximum, s'annule puis change de sens (suivant la position initiale des balais, il peut être nécessaire de lancer le rotor à la main).

### 3.2 Utilisation avec un rotor multipolaire

Quel est l'avantage de ce type de rotor par rapport au rotor bipolaire (cf. annexe) ?

### Manipulation :

Reprendre la manipulation du paragraphe précédent avec le rotor à 12 pôles. Fixez le courant inducteur (stator) à 1-1,5 A et le courant induit  $I$  à 0,5 A. Réglez l'orientation des balais pour avoir un fonctionnement optimal.

Le rotor restant alimenté à 0,5 A, notez l'évolution de la vitesse lorsqu'on abaisse le courant inducteur.

### Analyse :

La valeur maximale de la vitesse de rotation est atteinte aux faibles courants inducteurs. Ceci est facilement interprété en considérant les équations de fonctionnement du moteur (cf. annexe) : le moteur n'étant pas chargé, l'intensité consommée par l'induit est faible  $\rightarrow U \approx e$  et la vitesse à vide  $\omega_0$ , est voisine de  $U/k\phi_0$ .

Si les pièces polaires ne sont pas saturées, le flux inducteur est proportionnel à l'intensité qui passe dans les bobines ; la vitesse à vide peut prendre des valeurs très importantes lorsque ce courant est faible. Sur ces petites machines, la vitesse reste limitée à des valeurs compatibles avec la sécurité. Sur des machines bien construites de puissance supérieure à quelques centaines de watts, le rotor s'emballe et peut éclater . Il s'ensuit que lors de la mise en route, **on doit toujours mettre l'inducteur sous tension avant l'induit.**

### Influence d'une charge :

Stator :  $I = 1-1,5$  A

Rotor : alimenté avec une **source de tension**

$I \cong 0,5$  A

Comment évolue  $I$  lorsque l'on freine le rotor ?

### Analyse :

L'équation électrique du rotor est (cf. annexe) :

$$U - \langle e \rangle = RI$$

$$U - k\phi_0\omega = RI$$

Lorsque l'on freine le rotor,  $\omega$  diminue  $\Rightarrow I$  augmente  $\Leftrightarrow U = \text{cte}$  (c'est pourquoi il est impératif de travailler avec une source de tension).

### Remarque :

Cette manipulation met bien en évidence le couplage électromagnétique (influence du mécanique sur l'électrique).

## **IV MOTEURS A COURANT ALTERNATIF**

Dans ce type de moteur, le stator crée un champ magnétique tournant. Ce champ tournant a un rôle différent vis à vis du rotor suivant le mode de fonctionnement (asynchrone ou synchrone).

Ces moteurs peuvent fonctionner en monophasé pour les faibles puissances ou en triphasés pour les plus fortes puissances (l'utilisation du triphasé augmente alors le rendement à puissance égale).

On se contentera d'étudier le principe et les propriétés des deux modes de fonctionnement sur le moteur de démonstration Leybold alimenté en triphasé (pour le fonctionnement en monophasé, se reporter au Quaranta IV p 289).

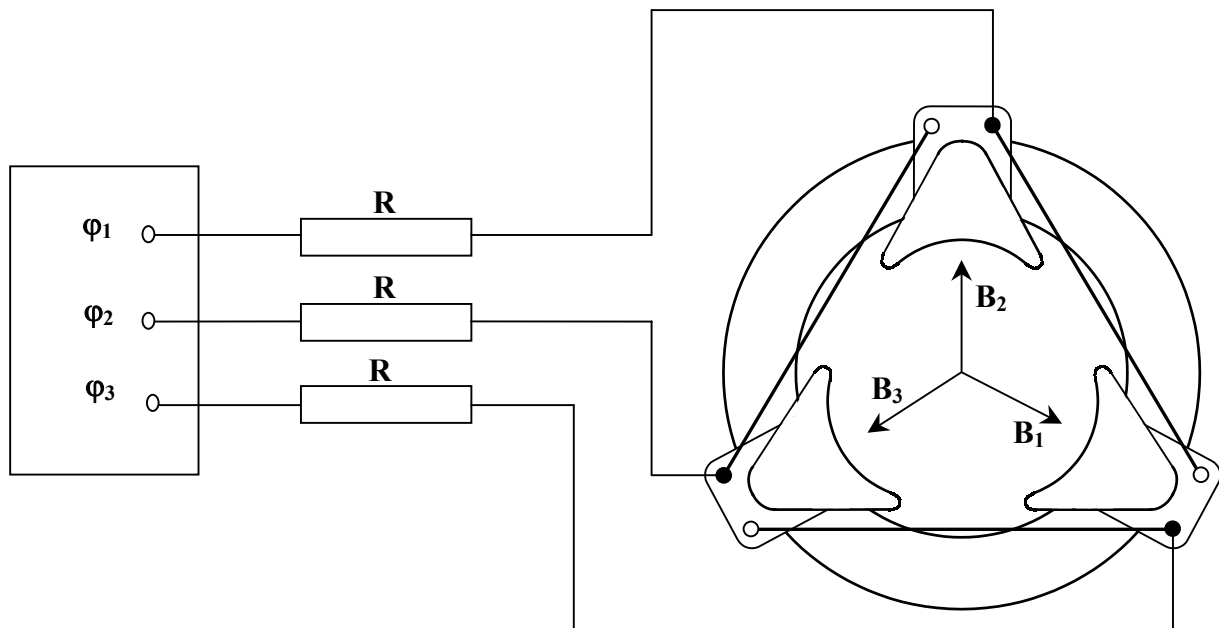
#### 4.1 Constitution du stator

C'est le même pour les deux modes de fonctionnement.

Montage :

Quaranta IV p 287

Le mode d'alimentation proposé à Rennes est limité au niveau sécurité (on n'a pas d'alimentation triphasée variable) → **faire obligatoirement le montage avec le professeur !**



$\varphi_1$  ,  $\varphi_2$  ,  $\varphi_3$  : alimentation triphasée grise 50 V entre phases

R : rhéostats Supreix 11,5  $\Omega$  / 8,5 A ; ajustez leur valeur à 8  $\Omega$  exactement. **Ne pas les toucher** par la suite lorsqu'ils sont alimentés !

Remarque :

Les bobines du stator ne peuvent supporter plus de 1,5 A → les rhéostats servent à limiter ce courant (l'idéal serait d'avoir une alimentation triphasée variable). Vérifiez à l'ampèremètre sur une bobine qu'on ne dépasse pas le courant maximum (l'enlever par la suite car son impédance n'est pas négligeable).

Champ résultant :

L'addition de trois champs de même amplitude à 120° les uns des autres donne un champ tournant à la fréquence du secteur (cf. Quaranta IV p 101).

#### 4.2 Mode asynchrone (important)

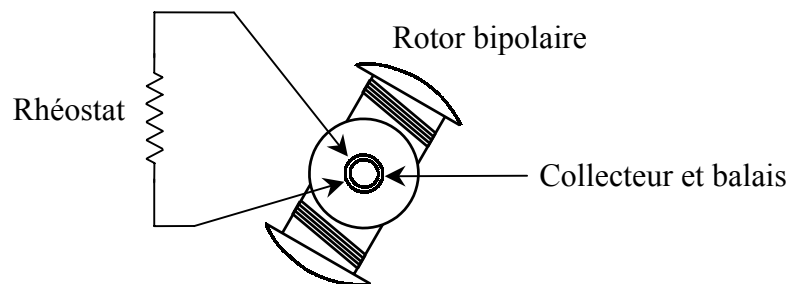
Aux faibles puissances (<1 kW), le rotor est constitué de barres conductrices mises en court-circuit et noyées dans des tôles ferromagnétiques de façon à réduire l'entrefer au minimum et augmenter l'induction. Aux puissances très élevées, il est constitué d'un bobinage fermé sur une résistance de démarrage

extérieure. La connexion est réalisée par les bagues continues du rotor. Dans les deux cas, le rotor est parcouru par des courants induits souvent intenses et réagit de façon à accompagner la rotation du champ tournant (pour s'opposer à la cause qui crée ces champs). La rotation du rotor s'effectue toujours à une vitesse inférieure à celle du champ.

#### Manipulation :

Pour voir si les branchements sont bons et repérer le sens de rotation, mettre en place le "rotor en court-circuit" (ou "cage d'écureuil"). S'il ne démarre pas, contrôler les fusibles de l'alimentation. Que se passe-t-il si on permute deux phases ?

Placez ensuite le "rotor bobiné" (rotor bipolaire) relié par les bagues continues à une résistance R'r (rhéostat SUPREIX 35  $\Omega$  / 4 A). Le moteur ne démarre pas quand R'r = 0 (cf annexe 1). Prendre R'r  $\approx$  10  $\Omega$ , aidez un peu le moteur éventuellement en poussant le rotor à la main dans le bon sens. Mesurez la vitesse de rotation pour R'r  $\neq$  0 et R'r = 0 en utilisant un stroboscope.



Pourquoi le moteur ne démarre-t-il pas quand R'r = 0 ? Pourquoi a-t-on intérêt à annuler R'r après le démarrage ?

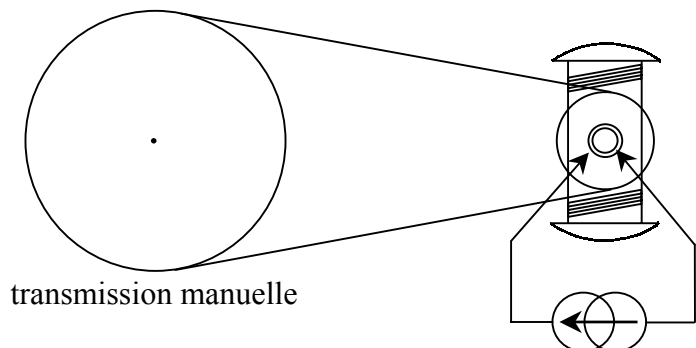
L'influence même qualitative d'un couple extérieur est difficile à mettre en œuvre ici, vous devez cependant pouvoir répondre à la question suivante : que se passe-t-il quand on augmente lentement le couple extérieur appliqué au rotor ?

#### **4.3 Mode synchrone (facultatif)**

Le rotor a cette fois-ci le comportement d'un aimant bipolaire ou multipolaire (permanent ou électroaimant). Il est soumis à un couple  $\vec{\Gamma} = \vec{M} \wedge \vec{B}$  qui tend à l'orienter dans le sens du champ tournant. Lorsqu'il est accroché, il suit rigoureusement le champ tournant dans sa rotation.

#### Manipulation :

Le rotor bipolaire est alors alimenté en courant continu : vous avez intérêt à y faire passer le courant maximum 1,5 A (utiliser une alimentation largement dimensionnée pour cet usage  $\rightarrow$  à Rennes, prendre l'alimentation ELC AL 924A **réglée en générateur de courant**).



Le couple au démarrage étant nul, il faut "accrocher" le rotor à la fréquence du champ tournant avec une poulie et une courroie (cf. doc. Leybold). L'ensemble doit être **fortement** fixé sur la paillasse. Le stroboscope réglé à la fréquence du secteur permet de vérifier l'accrochage du moteur synchrone. Si celui-ci ne se fait pas, contrôlez que le rotor est entraîné

dans le bon sens (repéré en mode asynchrone). A partir de cette expérience vous devez pouvoir répondre aux questions suivantes :

quelle est la fréquence de rotation du champ tournant ?

que se passe-t-il si on inverse le sens du courant dans le rotor ?

Remarque :

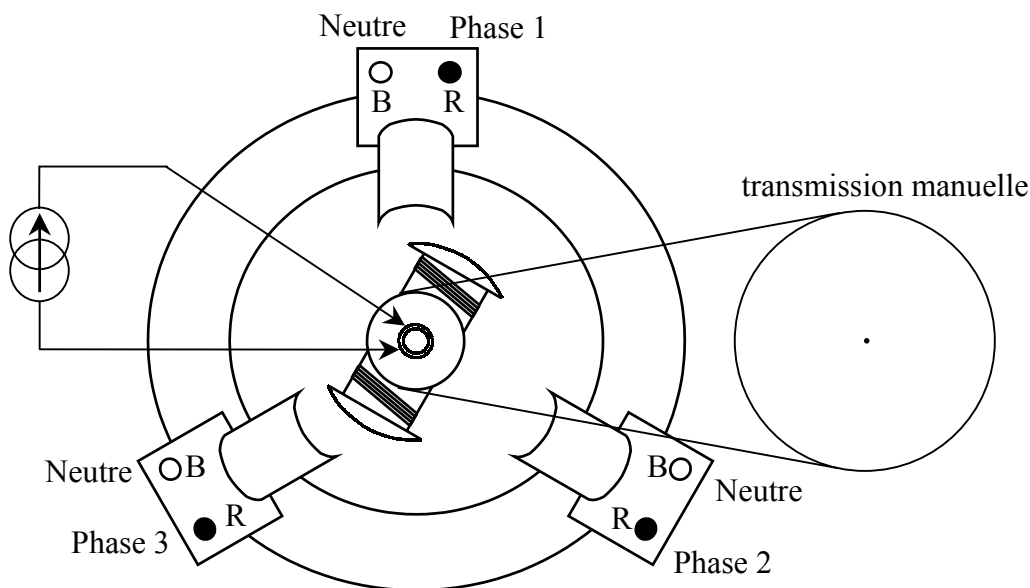
Le démarrage est une opération assez délicate et **très impressionnante** lorsqu'on n'a pas l'habitude ! → demandez au professeur de réaliser cette opération une première fois avant de le faire vous même !

#### **4.4 Utilisation en générateur (important)**

Il s'agit de mettre en évidence la réversibilité du fonctionnement. Là encore, de nombreuses méthodes sont possibles (cf. Quaranta IV p 24) : alternateurs monophasés (basses puissances) ou triphasés (hautes puissances), induit fixe / inducteur tournant ou vice-versa. Le fonctionnement de l'alternateur à induit fixe et inducteur tournant est le plus courant, car le courant d'excitation qui est conduit au rotor par les bagues reste faible (quelques ampères pour un alternateur d'automobile délivrant 60 A par exemple), et les balais s'usent peu. C'est donc celui qu'on présente (un montage plus simple est proposé dans le montage M 17, §4.1.1).

Montage :

On désire récupérer une tension triphasée pour alimenter trois lampes de poches → branchez le stator (qui est cette fois-ci l'induit) en étoile (cf. Quaranta IV p 28). Pour ce faire, reliez ensemble les bornes blanches B de chaque bobine du stator pour créer le neutre.



Fixez solidement l'alternateur et la transmission manuelle sur la paillasse.

Alimentez le rotor à l'aide des bagues continues par un courant d'environ 1 A.

Alimentez un bloc de trois lampes de poches par les trois phases et le neutre.

Visualisez éventuellement les tensions à l'oscillo. Notez l'influence de la valeur du courant circulant dans le rotor sur celui circulant dans une ampoule.

# ANNEXE 1 : MODELE D'UN HAUT-PARLEUR

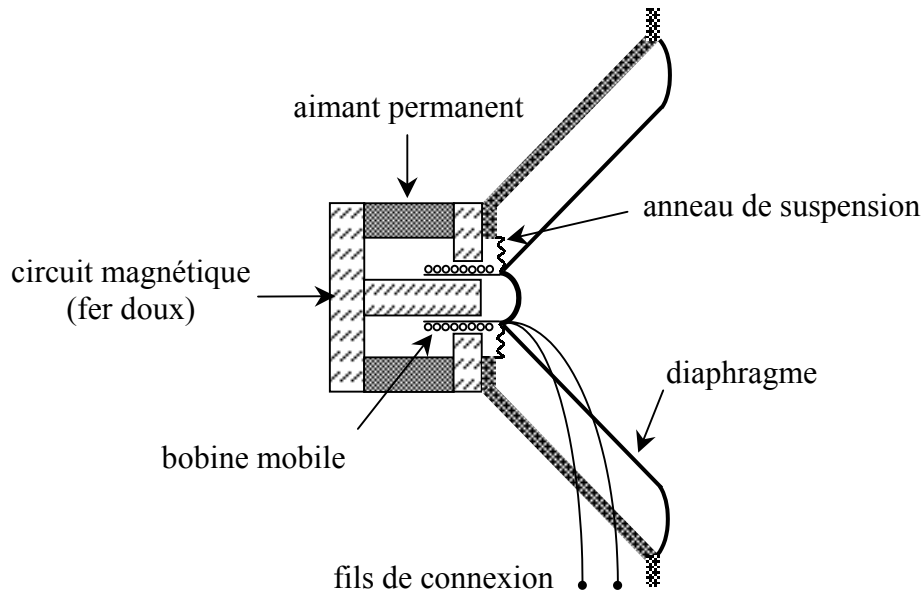
## Biblio :

Quaranta IV p. 205

Rocard : Dynamique générale des vibrations , chapitre X

BUP 744 et 777

## I SCHEMA DE PRINCIPE



La bobine est placée dans un champ magnétique constant radial créé par un aimant permanent. Elle est parcourue par un courant alternatif et entraîne la membrane (diaphragme). En basse fréquence, la membrane se déplace sans déformation ; elle est équivalente à un piston en translation. Sa forme conique accroît sa rigidité.

C'est un système réciproque (couplage électromécanique) : en entraînant la membrane, on provoque une différence de potentiel dans la bobine.

On propose dans ce qui suit une modélisation valable en faibles signaux et à fréquence pas trop élevée.

## II EQUATION MECANIQUE

### 2.1 Equation du mouvement

$$\text{RFD : } m \frac{dv}{dt} = \underbrace{-rv}_{\text{Frottement}} \quad \underbrace{-k \int v dt}_{\text{Rappel}} \quad + \underbrace{Bli}_{\text{Laplace}}$$

Pour un mouvement sinusoïdal, l'équation devient :  $j m \omega v = -rV - \frac{kv}{j\omega} + Bli$

$$\Rightarrow v = \frac{Bli}{r + j(m\omega - \frac{k}{\omega})} \quad (1)$$

Si on raisonne en amplitude :  $v = j\omega A \Rightarrow A = \frac{Bli}{j\omega r - m\omega^2 + k}$

## 2.2 Résonance en amplitude

Le module de A vaut :  $|A| = \frac{Bli}{\sqrt{(k - m\omega^2)^2 + \omega^2 r^2}}$

Il est de la forme  $K f^{-\frac{1}{2}} \Rightarrow |A|$  passe par un maximum  $\Leftrightarrow \frac{dA}{d\omega} = -\frac{1}{2} K \frac{f'}{f^{3/2}} = 0$   
 $\Leftrightarrow f' = 0$   
 $\Rightarrow \omega_{rm}^2 = \frac{2mk - r^2}{2m^2}$

Hypothèse simplificatrice :

$2mk - r^2 = 2mk \quad (2) \text{ alors } \omega_{rm}^2 \approx \frac{k}{m} \Rightarrow A_{rm} \approx \frac{Bli}{\omega_{rm} r}$

## III EQUATION ELECTRIQUE

### 3.1 Calcul de l'impédance électrique

$$u - Blv = L \frac{di}{dt} + Ri$$

Lorentz                  auto induction

Pour un signal sinusoïdal l'équation devient :  $u - Blv = jL\omega i + Ri$

Avec (1) :  $u - \frac{B^2 l^2 i}{r + j(m\omega - \frac{k}{\omega})} = jL\omega \cdot i + Ri$

Impédance motionnelle

$$D'ou \quad Z = \frac{u}{i} = R + jL\omega + \frac{B^2 l^2}{r + j(m\omega - \frac{k}{\omega})}$$

Impédance électrique

Cette équation rend compte du couplage électromécanique .

### 3.2 Résonance électrique

Dans le domaine de fréquence où cette résonance se produit, on peut négliger le terme d'inductance  $jL\omega \Rightarrow$  on a alors  $Z \approx R + Z_{mot} \rightarrow$  l'impédance



passera par un maximum lorsque l'impédance motionnelle sera maximum. En posant  $X = m\omega$

-  $k\omega$ , on obtient pour le module de l'impédance motionnelle :  $|Z_{\text{mot}}| = \frac{B^2 l^2}{\sqrt{r^2 + X^2}}$

$$|Z_{\text{mot}}| = |Z_{\text{mot}}|_{\text{max}} \Leftrightarrow X = 0 \quad \Rightarrow \quad \boxed{\omega_{\text{re}}^2 = \frac{k}{m}}$$

Remarque importante :

$$\omega_{\text{re}} = \frac{k}{m} \approx \omega_{\text{rm}}$$

La pulsation correspondant à la résonance électrique est strictement égale à  $k/m$  alors que ce n'est qu'une valeur approchée pour la résonance mécanique.

$\Rightarrow$  l'hypothèse (2) sera vérifiée en pratique si  $\omega_{\text{rm}} = \omega_{\text{re}}$

Impédance à la résonance :

$$Z_{\text{re}} = R + jL\omega + \frac{B^2 l^2}{r}$$

$\Rightarrow |Z|_{\text{re}} = \sqrt{\left(R + \frac{(Bl)^2}{r}\right)^2 + L^2 \omega^2} \approx R + \frac{(Bl)^2}{r}$  puisqu'on néglige le terme d'inductance à cette fréquence.

$$\Rightarrow \boxed{|Z|_{\text{re}} \approx R + \frac{(Bl)^2}{r}}$$

### 3.3 Bande passante

Là aussi on néglige l'inductance ; on calcule alors la bande passante à -3 dB de l'impédance  $|Z| - R$

$$\Rightarrow |Z| - R = \frac{|Z|_{\text{max}} - R}{\sqrt{2}}$$

$$\frac{(Bl)^2}{\sqrt{r^2 + X^2}} = \frac{(Bl)^2}{\sqrt{2} r}$$

$$\Rightarrow r^2 + X^2 = 2r^2 \quad \Rightarrow \quad X^2 = r^2$$

$$\Rightarrow X = m\omega - \frac{k}{\omega} = \pm r$$

$$\Rightarrow m\omega^2 \pm r\omega - k = 0 \quad \Rightarrow \quad \omega = \frac{\pm r \pm \sqrt{r^2 + 4mk}}{2m}$$

Analyse des solutions possibles :

La racine est  $> r \Rightarrow$  les solutions  $++$  et  $-+$  sont possibles.

$\Rightarrow$  les solutions  $--$  et  $+-$  sont

impossibles.

D'ou finalement : 
$$\Delta\omega = \frac{r}{m}$$

## IV DETERMINATION PRATIQUE DES DIFFERENTS PARAMETRES

### 4.1 Paramètres électriques

#### 4.1.1 Résistance

C'est la seule impédance non nulle en continu → on la mesure à l'aide d'un multimètre dans la position ohmmètre (ne pas prendre de ponts numériques !).

#### 4.1.2 Inductance

$L = \frac{|Z|}{\omega}$  en HF sur la partie ascendante linéaire de la courbe  $|Z| = f(\omega)$  en bloquant la membrane.

### 4.2 Paramètres mécaniques

Les coefficients à déterminer sont au nombre de quatre :  $Bl$ ,  $r$ ,  $m$ ,  $k$

Cette détermination peut s'effectuer à partir de 3 mesures électriques et une mesure mécanique.

#### 4.2.1 Mesures électriques

A partir de la courbe  $|Z| = f(\omega)$ , on peut mesurer :

$$|Z|_{re} \approx R + \frac{(Bl)^2}{r} \Rightarrow \frac{(Bl)^2}{r} = |Z|_{re} - R \quad (a)$$

$$\text{la bande passante quand } |Z| - R = \frac{|Z|_{max} - R}{\sqrt{2}} \Rightarrow \Delta\omega = \frac{r}{m} \quad (b)$$

$$\text{la fréquence de résonance électrique } f_{re} \Rightarrow \frac{k}{m} = \omega_{re}^2 \quad (c)$$

#### 4.2.2 Mesure mécanique

Il faut déterminer l'amplitude  $A_{rm}$  du mouvement de la membrane à la résonance

$$\Rightarrow \frac{Bl}{r} = \frac{A_{rm} \omega_{rm}}{i} \quad (d)$$

#### 4.2.3 Résolution d'équations

(d) dans (a) →  $Bl$

$Bl$  dans (a) ou (d) →  $r$

r dans (b)  $\rightarrow$  m

m dans (c)  $\rightarrow$  k

## V IMPEDANCES MOTIONNELLES

Pour les achemnés, on peut terminer par le calcul des impédances électriques créées par le mouvement. Si on reprend dans l'expression de l'impédance obtenue au § 3.1, la partie motionnelle, on peut la mettre sous la forme :

$$Z_{\text{mot}} = \frac{B^2 l^2}{r + j(m\omega - \frac{k}{\omega})} = \frac{1}{\frac{r}{(Bl)^2} + j \frac{m\omega}{(Bl)^2} + \frac{1}{j(Bl)^2 \omega / k}}$$

$$\text{Soit } \frac{1}{Z_{\text{mot}}} = \frac{r}{(Bl)^2} + j \frac{m\omega}{(Bl)^2} + \frac{1}{j(Bl)^2 \omega / k} = \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_3}$$

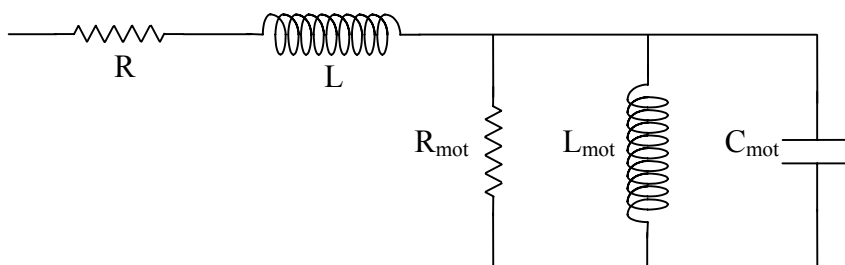
Avec :

$$Z_1 = \frac{(Bl)^2}{r} = R_{\text{mot}} \quad \Rightarrow \quad \boxed{R_{\text{mot}} = \frac{(Bl)^2}{r}}$$

$$Z_2 = \frac{1}{j \frac{m}{(Bl)^2} \omega} = \frac{1}{j C_{\text{mot}} \omega} \quad \Rightarrow \quad \boxed{C_{\text{mot}} = \frac{m}{(Bl)^2}}$$

$$Z_3 = j \frac{(Bl)^2}{k} \omega = j L_{\text{mot}} \omega \quad \Rightarrow \quad \boxed{L_{\text{mot}} = \frac{(Bl)^2}{k}}$$

Le schéma électrique global pouvant représenter le Haut Parleur est alors :

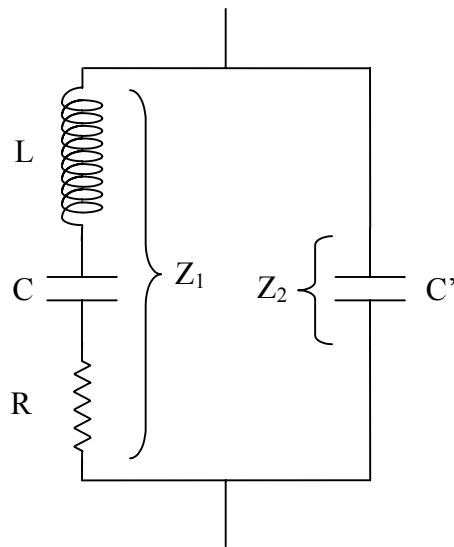


## ANNEXE 2 : MODELE D'UNE CELLULE EMETTRICE A ULTRASONS

### Bibliographie :

Niard 1<sup>ère</sup> F  
exercices Lumbroso  
Quaranta III p. 389-390

Le composant se comporte comme un condensateur (noté C' sur le schéma) en continu. En régime dynamique autour de 40 kHz, on le modélise alors de la façon suivante :



Impédance motionnelle :  $L = L_m$  ;  $C = C_m$  ;  $R = R_m$

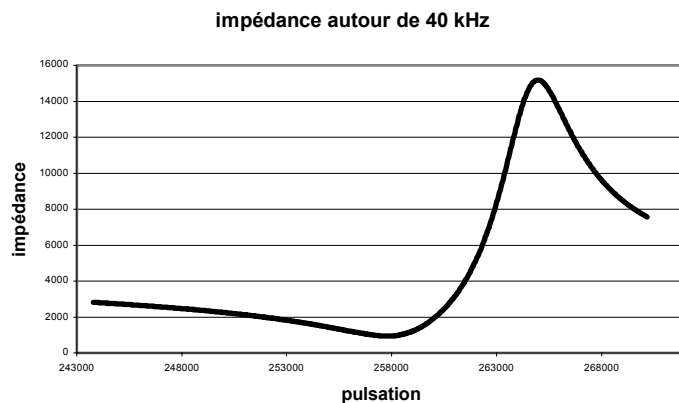
$$Z_e = \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2}$$

$$Z_e = \frac{\left[ R + j \left( L\omega - \frac{1}{C\omega} \right) \right] \left[ \frac{1}{jC'\omega} \right]}{R + j \left( L\omega - \frac{1}{C\omega} - \frac{1}{C'\omega} \right)}$$

$$Z_e = \frac{(LC\omega^2 - 1) - jRC\omega}{RCC'\omega^2 - j(LCC'\omega^3 - (C' + C)\omega)}$$

On a typiquement les valeurs suivantes :  $C' = 1 \text{ nF}$   
 $L = 0,3 \text{ H}$   
 $C = 50 \text{ pF}$   
 $R = 1 \text{ k}\Omega$

Le calcul sur Excel du module de l'impédance pour différentes fréquences donne le résultat suivant :



Elle passe par un minimum pour  $\omega_r \approx \frac{1}{\sqrt{LC}} \approx 41093 \text{ Hz}$  (résonance).

Elle passe par un maximum pour  $\omega_a \approx \frac{1}{\sqrt{LCC'}} \approx 42108 \text{ Hz}$  (anti-résonance).

Cette modélisation n'est valable qu'autour de 40 kHz ; d'autres résonances existent.

# ANNEXE 3 : QUELQUES INFORMATIONS THEORIQUES SUR LE FONCTIONNEMENT DES MACHINES ELECTRIQUES

## I MOTEUR CONTINU

### 1.1 Rotor bipolaire avec bagues continues

En rotation, le rotor coupe un flux

valant  $\phi = \text{NSB} \cos \omega t = \phi_0 \cos \omega t$ .

Ce flux engendre une f.e.m induite  $e = -\frac{d\phi}{dt} \Rightarrow e = \phi_0 \omega \sin \omega t$

La loi d'ohm appliquée au rotor donne  $U - e \cong (R + jL\omega)I$ . Aux fréquences de rotation utilisées, le terme de réactance  $jL\omega$  est faible ; on a donc :

$$U - e \cong RI$$

Le couple mécanique auquel est soumis le rotor vaut  $|\vec{\Gamma}| = |\vec{M} \wedge \vec{B}| = \text{NSBI} \sin \omega t$

$$\Rightarrow |\vec{\Gamma}| = \phi_0 I \sin \omega t$$

La valeur moyenne du couple sur un tour est nulle d'où l'impossibilité de rotation avec des bagues continues.

### 1.2 Rotor bipolaire avec demi-bagues

Sur un demi tour,  $\phi = \text{NSBI} \cos \omega t$ .

Après inversion,  $\phi = -\text{NSBI} \cos \omega t$  puisque  $\vec{S}$  change de sens avec le courant  $\Rightarrow$  on a donc sur un tour complet :

$$|\vec{\phi}| = \phi_0 |\cos \omega t| \quad \text{d'où } e = \phi_0 \omega |\sin \omega t|$$

$$\text{et } |\vec{\Gamma}| = \phi_0 I |\sin \omega t|$$

Le collecteur en demi bagues permet d'obtenir un couple moyen non nul ; sa valeur correspond à celle d'une sinusoïde redressée double alternance. Il en est de même pour la f.e.m. induite.

On peut alors en déduire l'expression de la vitesse de rotation du rotor :  $U - \langle e \rangle = RI$

$$\text{Or } \langle e \rangle = \phi_0 \omega \langle |\sin \omega t| \rangle$$

$$= \phi_0 \omega \frac{2}{\pi} \quad \text{cf. Berty fagot Martin tome I p. 36}$$

$$= k \phi_0 \omega$$

$$\text{d'où } \omega = \frac{U - RI}{k\phi_0}$$

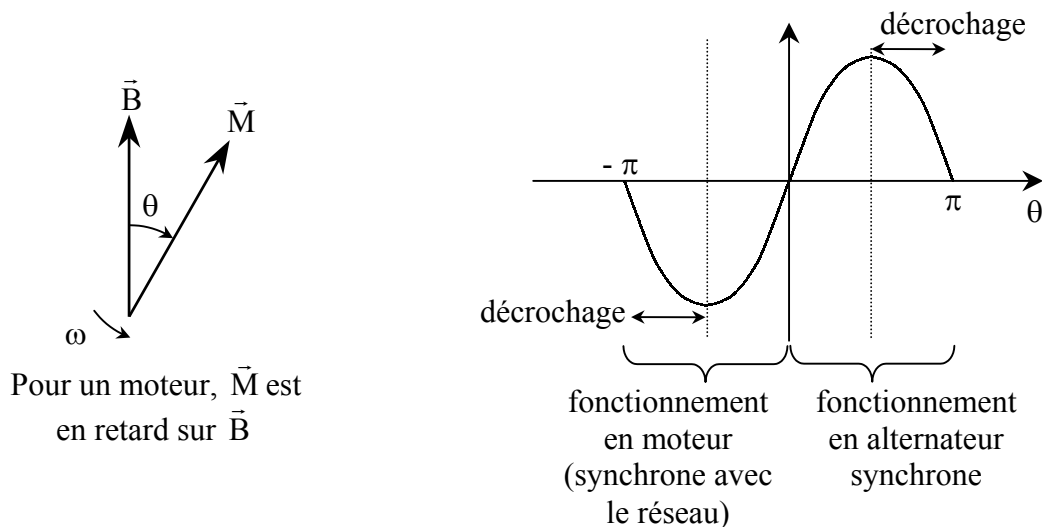
### Remarque :

Le couple auquel est soumis le rotor varie beaucoup avec l'angle de rotation (sinusoïde redressée double alternance); l'introduction du collecteur lui donne une valeur moyenne non nulle, mais il est intéressant de le maintenir au voisinage de sa valeur maximale. Ceci est atteint en bobinant plusieurs enroulements différemment orientés sur le rotor. Le collecteur possède alors autant de lames que d'enroulements, ce qui permet de donner au moment magnétique du rotor autant d'orientations différentes. A chaque instant, on commute grâce au collecteur le moment magnétique qui donne au couple la valeur la plus élevée. Ceci a une incidence sur la f.c.e.m. : au lieu de se composer d'arches de sinusoïdes ( $e = E_M |\sin \omega t|$ ), elle reste voisine de sa valeur maximale  $E_M$ , l'ondulation résiduelle qui s'y superpose étant toujours négligée. La formule donnant l'expression de la vitesse de rotation reste la même ; seule la valeur du coefficient  $k$  change.

## **II MACHINE SYNCHRONE**

cf. Niard p. 218-219

Le stator, alimenté en triphasé, fournit un champ magnétique  $\vec{B}$  tournant à la pulsation  $\omega_0$  (50 Hz sur le moteur Leybold). Le rotor, un aimant permanent ou un bobinage alimenté en continu, est assimilable à un moment dipolaire  $\vec{M}$  et tourne à la vitesse  $\omega$ .



Le couple moyen n'est non nul que si  $\omega = \omega_0$  et vaut  $\Gamma = MB \sin \theta$ . Pour le démarrage  $\rightarrow$  cf. Niard p. 219.

### Remarque :

L'expérience montre que le rotor effectue des oscillations autour de sa position théorique (oscillations de "Pompage"). Elles obéissent à l'équation différentielle facile à établir :

$$J \frac{d^2 \theta}{dt^2} = -MB(\sin \theta - \sin \theta_0) \quad J : \text{moment d'inertie du rotor}$$

$\theta_0$  : angle théorique entre  $M$  et  $B_s$

Les moteurs possèdent des enroulements auxiliaires qui amortissent ces oscillations (cf. Châtelain, Machines électriques, tome 2 p. 420).

### III MOTEUR ASYNCHRON

cf. Niard p.180 à 186

Le stator est identique à celui des moteurs synchrones ; il fournit encore un champ magnétique  $B$  tournant à la pulsation  $\omega_0$ . Le rotor est constitué d'un bobinage de  $N$  spires de surface individuelle  $S$ , fermé sur une résistance  $R'$  (résistance totale  $R$ , inductance  $L$ ), et tourne à la vitesse angulaire  $\omega$  dans le champ tournant du stator.

Le flux embrassé par le rotor est égal, en admettant que l'origine des temps soit prise à un instant où l'angle  $(\vec{B}, \vec{S})$  est nul, à :

$$\phi = N \vec{B} \cdot \vec{S} = NBS \cos[(\omega_0 - \omega)t]$$

La fém induite dans le rotor est donnée par la loi de Lenz :

$$e = -\frac{d\phi}{dt} = NBS(\omega_0 - \omega) \sin[(\omega_0 - \omega)t] = E_M \sin[(\omega_0 - \omega)t] \quad \text{avec} \quad \boxed{E_M = NBS(\omega_0 - \omega)}$$

Il y correspond un courant induit :  $I = I_M \sin[(\omega_0 - \omega)t + \varphi]$

$$\text{avec} \quad \boxed{I_M = \frac{E_M}{\sqrt{R^2 + L^2(\omega_0 - \omega)^2}}} \quad \text{(le dénominateur correspondant à l'impédance du rotor à la pulsation des courants induits)}$$

$$\text{et} \quad \varphi = -\arctg\left[\frac{L(\omega_0 - \omega)}{R}\right]$$

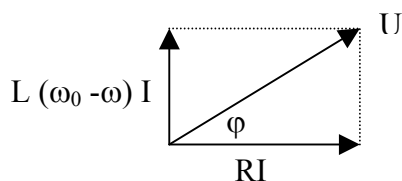
Ce courant crée un moment magnétique  $\vec{M} = N\vec{S}I$  qui crée un couple de force dont le module vaut :

$$\begin{aligned} |\vec{\Gamma}| &= |\vec{M} \wedge \vec{B}| = MB \sin(\vec{M}, \vec{B}) = NSBI \sin(\omega_0 - \omega)t \\ &= NSBI_M \sin[(\omega_0 - \omega)t] \sin[(\omega_0 - \omega)t + \varphi] \\ &= \frac{1}{2} NSBI_M [\cos \varphi - \cos(2(\omega_0 - \omega)t + \varphi)] \end{aligned}$$

La valeur moyenne de ce couple vaut :  $\langle |\vec{\Gamma}| \rangle = \frac{1}{2} N SBI_M \cos \varphi$

Avec l'expression de  $I_M$  et  $E_M$ , on obtient :  $\langle |\vec{\Gamma}| \rangle = \frac{1}{2} \frac{(NSB)^2 (\omega_0 - \omega)}{\sqrt{R^2 + L^2 (\omega_0 - \omega)^2}} \cos \varphi$

L'expression de  $\cos \varphi$  se déduit du diagramme de fresnel :



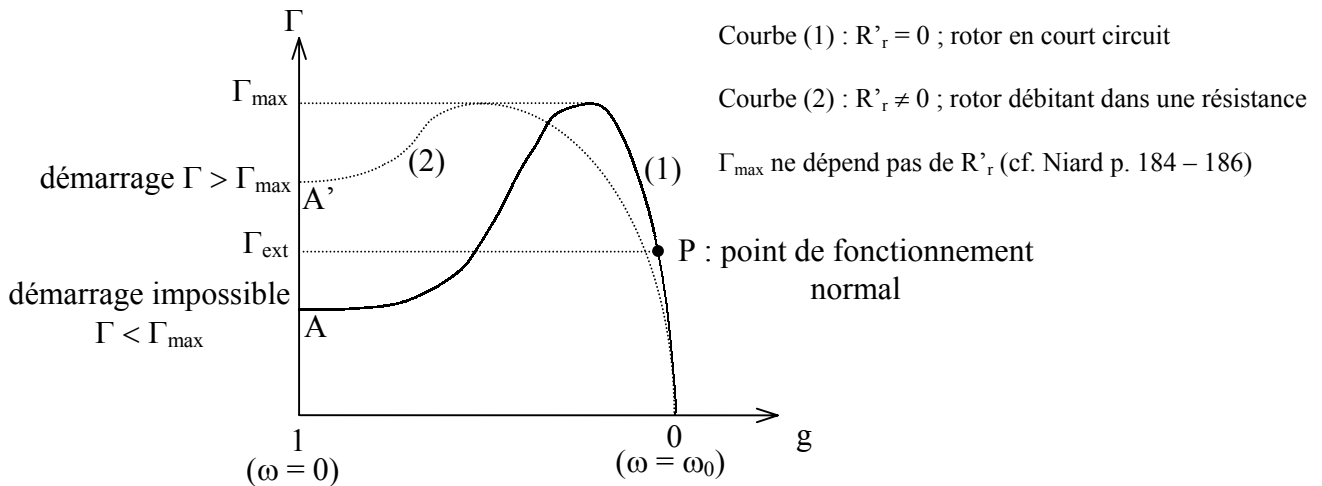
$$\cos \varphi = \frac{R}{\sqrt{R^2 + L^2 (\omega_0 - \omega)^2}}$$

$$\text{D'où} \quad \langle |\vec{\Gamma}| \rangle = \frac{1}{2} \frac{(NSB)^2 R (\omega_0 - \omega)}{R^2 + L^2 (\omega_0 - \omega)^2}$$

En introduisant la grandeur sans dimensions  $g = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0}$  appelée glissement, on obtient finalement :

$$\langle |\vec{\Gamma}| \rangle = \frac{1}{2} (NSB)^2 \frac{R g \omega_0}{R^2 + L^2 g^2 \omega_0^2}$$

L'évolution du couple moyen en fonction du glissement à l'allure générale suivante :



Ce schéma indique pourquoi on utilise un rhéostat de démarrage.

On le supprime ensuite sinon la vitesse dépendrait beaucoup de la charge. En fonctionnement normal, le glissement est très faible (inférieur à 10%). Il n'est pas question d'étudier ici la partie A B (ou A'B') de la courbe car elle correspond à un fonctionnement instable du moteur (en effet un accroissement de vitesse provoque un accroissement du couple moteur qui accroît la vitesse etc ...).