

Zeitschrift: Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins, des Verbandes Schweizerischer Elektrizitätsunternehmen = Bulletin de l'Association suisse des électriciens, de l'Association des entreprises électriques suisses

Herausgeber: Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätsunternehmen

Band: 66 (1975)

Heft: 10

Artikel: Choix des paramètres des moteurs linéaires à induction

Autor: Wavre, N. / Jufer, M.

DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-915290>

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften auf E-Periodica. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen sowie auf Social Media-Kanälen oder Webseiten ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. [Mehr erfahren](#)

Conditions d'utilisation

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. La reproduction d'images dans des publications imprimées ou en ligne ainsi que sur des canaux de médias sociaux ou des sites web n'est autorisée qu'avec l'accord préalable des détenteurs des droits. [En savoir plus](#)

Terms of use

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. Publishing images in print and online publications, as well as on social media channels or websites, is only permitted with the prior consent of the rights holders. [Find out more](#)

Download PDF: 04.04.2026

ETH-Bibliothek Zürich, E-Periodica, <https://www.e-periodica.ch>

Choix des paramètres des moteurs linéaires à induction

Par N. Wavre et M. Jufer

621.313.333 : 621.313.282

Une méthode de calcul tenant compte simultanément des effets pelliculaires, de bord et d'extrémités, est la condition nécessaire pour parvenir à un dimensionnement optimum des moteurs linéaires. Une démarche de calcul est proposée, permettant d'explicitier les performances de ces derniers, indépendamment de leur puissance.

La définition de certains critères de dimensionnement autorise une large investigation dont la conclusion permet de dégager de façon très nette les paramètres optimaux des moteurs linéaires.

Eine Rechenmethode, welche gleichzeitig die Einflüsse der Stromverdrängung und diejenigen der endlichen Breite und Länge des Motors miteinander in Beziehung bringt, ist die notwendige Voraussetzung, um zu einer optimalen Dimensionierung für Linearmotoren zu gelangen. Ein Rechenweg wird vorgeschlagen, der erlaubt, das Verhalten solcher Motoren unabhängig von ihrer Leistung zu beschreiben.

Die Definition gewisser Dimensionierungskriterien bedingt eine weitreichende Untersuchung, deren Schlussfolgerung erlaubt, die optimalen Parameter von Linearmotoren sehr klar herauszuschälen.

1. Généralités

1.1 Liste des symboles

a	$\frac{1}{2} \varepsilon + \delta$	m
B	induction magnétique	T
b	ouverture, largeur	m
$\underline{C}_n, \underline{C}_k$	coefficients de modulation	
F	poussée	N
f	fréquence	Hz
h	hauteur (selon x)	m
I	courant	A
J	densité de courant	A/m ²
k	nombre entier, facteur	
k_f	facteur de foisonnement	
k_w	facteur de bobinage	
L	longueur	m
l'	$\frac{1}{2}$ période de modulation	m
M	masse	kg
m	nombre de phases	
n	nombre entier	
N	nombre de spires en série par phase	
p	nombre de paires de pôles	
q	nombre d'encoches par pôle et par phase	
P	puissance	W
R	résistance	Ω
s	glissement	
s_n	$s - n\tau/l' \cdot (1 - s)$	
U	tension	V
V	vitesse	m/s
W_g	puissance massique	kW/kg
x, y, z	coordonnées cartésiennes	m
α, β	constantes	
δ	entrefer	m
ε	épaisseur de l'induit	m
Θ	potentiel magnétique	A
$\lambda_{n,k}$	$\pi(1/\tau^2 + k^2/h^2 + n^2/l'^2)^{\frac{1}{2}}$	m ⁻¹
μ_0	perméabilité du vide	Vs/Am
$\xi_{n,k}$	$(\lambda_{n,k}^2 + j s_n \omega \mu / \rho)^{\frac{1}{2}}$	m ⁻¹
ρ	résistivité	Ωm
η	rendement	
τ	pas polaire	m
ω	pulsation	s ⁻¹

Indices

N	nominal
n	d'ordre n , d'encoche
k	d'ordre k , de dent
mec	mécanique
x	réactif
r	induit
s	inducteur
δ	d'entrefer
σ	de fuite

Opérateurs

\underline{Z}	nombre complexe
\underline{Z}^*	conjugué complexe

A priori, le moteur linéaire se présente comme un générateur idéal de mouvements de translation. Si le service rendu n'est pas le critère dominant du choix, ce dernier n'est pas toujours compétitif si on le considère globalement avec son alimentation. Pour les applications du moteur linéaire à basses et hautes vitesses, les problèmes éliminés par l'absence d'un réducteur mécanique sont reportés au niveau de l'alimentation à fréquence spéciale qui joue le rôle d'un réducteur électrique. Un des buts de cette étude est de savoir s'il est intéressant d'utiliser un moteur linéaire alimenté à la fréquence industrielle, et, parallèlement, le gain qu'il est possible d'obtenir sur son rendement et son facteur de puissance, si l'on utilise des fréquences spéciales.

Compte tenu de leur géométrie, l'entrefer des moteurs linéaires est le paramètre fondamental du dimensionnement. Dans le cas de l'implantation d'un moteur sur un véhicule, l'éventualité d'un grand entrefer permet d'éviter le guidage propre du moteur par rapport à l'induit. L'économie ainsi faite sur le système de guidage et son entretien peut justifier l'utilisation d'un convertisseur de fréquence. Pour une vitesse donnée, l'utilisation d'une fréquence basse permet d'avoir un grand pas polaire et, par voie de conséquence, un moteur moins sensible aux grands entrefers. Par contre, l'analyse des effets d'extrémités montre que ceux-ci sont d'autant moins gênants que la polarité est élevée, ce qui sous-entend, à puissance égale, un petit pas polaire. Dans certains cas, l'utilisation de fréquences spéciales permet de diminuer le coût global du système d'entraînement à moteur linéaire ainsi que la consommation d'énergie, donc le coût d'exploitation. Par rapport aux systèmes traditionnels, le moteur linéaire restera toujours un plus grand consommateur d'une énergie toujours plus chère. La question qui se pose alors, est de savoir si l'économie ainsi réalisée paie le générateur et son entretien.

On constate à travers de cette étude que les épaisseurs d'induits optimums pour les moteurs linéaires sont souvent trop faibles pour conférer au rail des qualités mécaniques et thermiques acceptables. Il est alors possible, pour une vitesse donnée, de remplacer cet induit par un rail « sandwich » constitué d'une âme en acier. Dans le domaine des grandes vitesses, les induits creux peuvent remplacer les induits pleins au prix d'une baisse minimale de rendement. On obtient des profils d'induits à grande rigidité mécanique tout en conservant un poids par mètre identique.

Il n'est pas possible, à l'heure actuelle, d'exprimer de façon significative le coût de la fabrication en série des moteurs linéaires asynchrones, compte tenu du peu de réalisations que l'industrie met sur le marché. Pour cette raison nous expliciterons

le coefficient de puissance massique (kW mécanique/kg inducteur) qui donne une appréciation relative du coût de construction d'un moteur linéaire. Pour des applications très spéciales, ce facteur peut devenir le critère dominant (moteur à très grande accélération).

2. Méthode utilisée

L'analyse systématique des effets pelliculaires, de bords et d'extrémités [1; 3]¹⁾ a montré que ces derniers ne peuvent être traités séparément pour l'étude d'un dimensionnement. L'intérêt essentiel de la méthode est de les traiter simultanément. Les puissances sont calculées en faisant le produit des sommes de deux séries de Fourier complexes. Chacune de ces deux séries est une fonction de la longueur, respectivement de la hauteur du moteur. Dans le sens longitudinal, la fonction de modulation des extrémités est liée à la longueur L du moteur, et dans le sens transversal, la fonction est simultanément liée à la hauteur h_s des inducteurs ainsi qu'à la hauteur h_r de l'induit (fig. 1).

Nous avons déjà présenté une telle méthode dans une publication [1] et les relations de base utilisées dans cet exposé en sont directement issues.

Nous limiterons cette étude au cas du moteur linéaire asynchrone à deux inducteurs placés symétriquement de part et d'autre d'un induit massif. La méthode de dimensionnement proposée s'applique sans réserves aux autres variantes de moteurs linéaires asynchrones.

¹⁾ Voir la bibliographie à la fin de l'article.

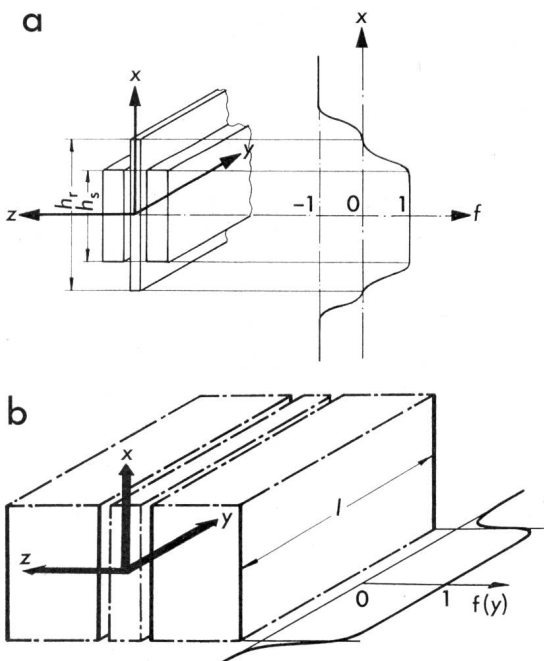


Fig. 1 Modulation

- a Effet de bord
Modulation transversale
- b Effets d'extrémités
Modulation longitudinale
- f fonction de modulation
- h_r hauteur de l'induit
- h_s hauteur de l'inducteur
- L longueur du moteur

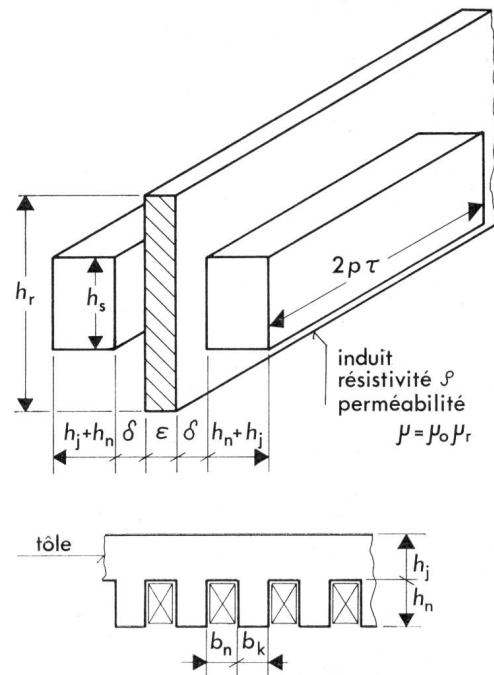


Fig. 2 Définition des paramètres géométriques du moteur

2.1 Critères d'optimisation

Toutes les machines électriques alternatives sont caractérisées par deux puissances:

- la puissance mécanique $P_{mec} = F_N V_N$
- la puissance apparente $P_s = m U I$

avec

- F_N poussée nominale (N)
- V_N vitesse nominale (m/s)
- m nombre de phases
- U tension de phase (V)
- I courant de phase (A)

On qualifie P_s de «puissance de dimensionnement» vu que le volume des inducteurs lui est environ proportionnel. Par conséquent, le rapport

$$\frac{P_{mec}}{P_s} = \eta \cdot \cos \varphi$$

avec

- η rendement du moteur
- $\cos \varphi$ facteur de puissance

doit être maintenu maximum pour la marche nominale du moteur.

La puissance massique qui constitue le deuxième critère intéressant, est définie comme suit:

$$W_g = \frac{P_{mec}}{M} \text{ (kW/kg)}$$

avec

- M masse des inducteurs

Dans le cas d'un moteur linéaire, la masse de l'induit n'intervient pas dans ce bilan.

Les grandeurs physiques et géométriques intéressantes pour la recherche des optimums du dimensionnement sont les suivantes (fig. 2):

f	fréquence d'alimentation	(Hz)
s_N	glissement nominal	
η	rendement nominal	
$\cos \varphi$	facteur de puissance nominal	
δ	entrefer	(m)
ε	épaisseur de l'induit	(m)
ρ	résistivité de l'induit	(Ωm)
μ_r	perméabilité relative de l'induit	
τ	pas polaire	(m)
p	nombre de paires de pôles	
q	nombre d'encoches par pôle et phase	
$\hat{B}_{\delta \text{ moy}}$	moyenne des inductions de crête dans l'entrefer	(T)
$\hat{B}_{j \text{ moy}}$	moyenne des inductions de crête dans le fer (dent et culasse)	(T)
J	densité de courant dans les enroulements inducteurs	(A/mm ²)
h_s	hauteur d'empilage d'un inducteur	(m)
h_r	hauteur de l'induit	(m)

3. Hypothèses

- On néglige la saturation des inducteurs;
- Pour la résolution des équations de Maxwell, on considère les tôles infiniment résistives. Les pertes dans le fer sont introduites après le calcul de l'induction;
- Les harmoniques d'encoches et de courant sont négligées;
- Les courants d'alimentation sont supposés symétriques en amplitude et en phase;
- Pour tenir compte simultanément des effets de bord et d'extrémités, nous recourrons au modèle mathématique suivant:
 - a) moteur infini dans les directions x et y
 - b) le potentiel magnétique scalaire à la surface de l'inducteur, dont la distribution est sinusoïdale glissante, génère, sans induit, une composante transversale (z) de l'induction liée à la perméance d'entrefer [1].

Pour permettre la résolution et tenir compte des conditions aux limites, cette distribution est décomposée en deux séries de Fourier complexes:

- a) selon x (effet de bord), série de période $2h_r$ (fig. 1a);
- b) selon y (effets d'extrémités), série de période $2l'$ (fig. 1b) avec $l' \gg L$.

$$\underline{P}_s = -j\omega \mu_0 h_r l' \left[\frac{\pi \hat{\Theta}}{\tau \cdot \text{th} \left(\frac{\pi a}{\tau} \right)} a \right]^2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{1 + \frac{\beta_{nk}}{\alpha_{nk}} \cdot \text{th} (\lambda_{nk} \delta)}{[\text{th} (\lambda_{nk} \delta) + \frac{\beta_{nk}}{\alpha_{nk}}] \lambda_{nk}} [\underline{C}_n \underline{C}_k \cdot \text{th} (\lambda_{nk} a)]^2$$

en posant

$$\underline{\Omega}_s = \frac{1}{\tau} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{1 + \frac{\beta_{nk}}{\alpha_{nk}} \cdot \text{th} (\lambda_{nk} \delta)}{[\text{th} (\lambda_{nk} \delta) + \frac{\beta_{nk}}{\alpha_{nk}}] \lambda_{nk}} [\underline{C}_n \underline{C}_k \cdot \text{th} (\lambda_{nk} a)]^2$$

3.1 Définition de certains paramètres de dimensionnement

1. La largeur de la dent est la moitié du pas d'encoche. Ce choix, pas nécessairement logique, permet toutefois de fixer q .

$$b_n = b_k \leq 20 \text{ mm}$$

2. La moyenne des valeurs de crête de l'induction dans l'entrefer, fixée à 0,6 T, est définie comme suit:

$$\hat{B}_{\delta \text{ moy}} = \frac{1}{L} \int_{-L/2}^{L/2} \hat{B}_{\delta}(y) dy$$

$\hat{B}_{\delta}(y)$ étant la série de Fourier donnant la distribution de l'induction dans l'entrefer.

Cette intégration est rendue nécessaire par le fait qu'en charge, la répartition longitudinale de l'induction est fortement variable. Compte tenu de 1., l'induction dans les dents vaut:

$$\hat{B}_{k \text{ moy}} = \frac{2 \hat{B}_{\delta \text{ moy}}}{k_f}$$

avec

k_f = facteur de foisonnement, fixé à 0,93.

Dans la culasse, on désire la même induction que dans les dents, ce qui fixe la profondeur h_j de la culasse.

3. On ne retiendra que le cas d'un induit d'aluminium «Anticorodal» (Al+Cu+Mg+Mn+Si), intéressant pour ses propriétés mécaniques, électriques ($\rho = 42 \text{ n}\Omega\text{m}$) et économiques.

4. Compte tenu de nos hypothèses relatives à l'effet de bord, la hauteur h_r de l'induit sera toujours supérieure à la hauteur h_s des inducteurs. La position de l'induit sera toujours symétrique par rapport aux inducteurs. Pour la majorité des cas, nous avons fixé: $h_s = 0,2 \text{ m}$, $h_r = 0,35 \text{ m}$.

5. Le facteur d'occupation de l'encoche par le cuivre (k_{Cu} facteur de remplissage) est le même pour tous les moteurs considérés.

$$k_{Cu} = \frac{S_{Cu}}{h_n b_n} = 0,6$$

avec

S_{Cu} surface utile du cuivre.

6. Les armatures liant les inducteurs ne sont pas comprises dans le calcul du poids du moteur puisqu'une estimation significative est hasardeuse.

7. Les bobinages des inducteurs n'ont pas de raccourcissement du pas polaire.

8. Les développantes sont du type «anneau de Gramme».

9. Les inducteurs sont couplés en série.

4. Puissances et pertes

4.1 Puissance des inducteurs (primaire)

La puissance totale en surface des inducteurs est donnée par:

$$\underline{P}_s = -j\omega \mu_0 h_r l' \left[\frac{\pi \hat{\Theta}}{\text{th} \left(\frac{\pi a}{\tau} \right)} \right]^2 \underline{\Omega}_s$$

avec

$$a = \varepsilon/2 + \delta$$

Dans l'entrefer, la composante normale de l'induction en charge est donnée par:

$$\underline{B}_{\delta z} = -\mu_0 \Theta \frac{\pi}{\tau \cdot \text{th}\left(\frac{\pi a}{\tau}\right)} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{1 + \underline{\beta}_{nk}/\underline{\alpha}_{nk} \cdot \text{th}(\lambda_{nk} \delta)}{\text{th}(\lambda_{nk} \delta) + \underline{\beta}_{nk}/\underline{\alpha}_{nk}} \underline{C}_n \underline{C}_k \cdot \text{th}(\lambda_{nk} a) e^{j(\lambda_n y + \lambda_k x + \omega t)}$$

La moyenne des valeurs de crête sur toute la surface active du moteur vaut:

$$\hat{B}_{\delta \text{ moy}} = \frac{1}{2p\tau} \cdot \frac{1}{h_s} \int_{-p\tau}^{p\tau} \int_{-\frac{hs}{2}}^{\frac{hs}{2}} \underline{B}_{\delta z} dx dy$$

$$\hat{B}_{\delta \text{ moy}} = -2\mu_0 \frac{\hat{\Theta} \pi}{h_s p \tau^2 \text{th}\left(\frac{\pi a}{\tau}\right)} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{1 + \underline{\beta}_{nk}/\underline{\alpha}_{nk} \cdot \text{th}(\lambda_{nk} \delta)}{\text{th}(\lambda_{nk} \delta) + \underline{\beta}_{nk}/\underline{\alpha}_{nk}} \text{th}(\lambda_{nk} a) \frac{C_n C_k}{\lambda_n \lambda_k} \sin(\lambda_n p \tau) \cdot \sin\left(\lambda_k \frac{h_s}{2}\right)$$

On définit:

$$\underline{\Omega} = \frac{1}{\tau^2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{1 + \underline{\beta}_{nk}/\underline{\alpha}_{nk} \text{th}(\lambda_{nk} \delta)}{\text{th}(\lambda_{nk} \delta) + \underline{\beta}_{nk}/\underline{\alpha}_{nk}} \text{th}(\lambda_{nk} a) \frac{C_n C_k}{\lambda_n \lambda_k} \sin(\lambda_n p \tau) \sin\left(\lambda_k \frac{h_s}{2}\right)$$

Seul le module de l'induction nous intéresse:

$$|\hat{B}_{\delta \text{ moy}}| = 2\mu_0 \frac{\hat{\Theta} \pi}{h_s p \text{th}\left(\frac{\pi a}{\tau}\right)} |\underline{\Omega}|$$

$|\hat{B}_{\delta \text{ moy}}|$ étant fixé et maintenu constant pour tous les moteurs considérés, on obtient:

$$\hat{\Theta} = \frac{h_s p \text{th}\left(\frac{\pi a}{\tau}\right)}{2\mu_0 \pi} \cdot \frac{|\hat{B}_{\delta \text{ moy}}|}{|\underline{\Omega}|}$$

En remplaçant $\hat{\Theta}$ dans l'expression de la puissance, on obtient:

$$\underline{P}_s = -\frac{j\omega h_r l'}{\mu_0 \tau} \cdot \left(\frac{p h_s |\hat{B}_{\delta \text{ moy}}|}{2 |\underline{\Omega}|}\right)^2 \underline{\Omega}_s$$

4.2 Puissance dissipée dans l'induit (secondaire)

Calculé en surface de l'induit, le vecteur de Poynting donne la puissance totale dissipée dans celui-ci:

$$\underline{P}_r = -j\omega \mu_0 h_r l' \left[\frac{\hat{\Theta} \pi}{\tau \text{th}\left(\frac{\pi a}{\tau}\right)} \right]^2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{s_n}{\lambda_{nk}} \frac{((1 - \text{th}^2(\lambda_{nk} \delta)) \underline{\beta}_{nk}^*/\underline{\alpha}_{nk}^*)}{|\text{th}(\lambda_{nk} \delta) + \underline{\beta}_{nk}/\underline{\alpha}_{nk}|^2} [C_n C_k \cdot \text{th}(\lambda_{nk} a)]^2$$

En posant

$$\underline{\Omega}_r = \frac{1}{\tau} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{s_n}{\lambda_{nk}} \frac{(1 - \text{th}^2(\lambda_{nk} \delta)) \underline{\beta}_{nk}^*/\underline{\alpha}_{nk}^*}{|\text{th}(\lambda_{nk} \delta) + \underline{\beta}_{nk}/\underline{\alpha}_{nk}|^2} [C_n C_k \cdot \text{th}(\lambda_{nk} a)]^2$$

On obtient:

$$\underline{P}_r = -j\omega \mu_0 h_r l' \left(\frac{\pi \hat{\Theta}}{\text{th}\left(\frac{\pi a}{\tau}\right)} \right)^2 \underline{\Omega}_r$$

La puissance mécanique est alors donnée par:

$$P_{\text{mec}} = \text{Re} [\underline{P}_s] - \text{Re} [\underline{P}_r]$$

$$P_{\text{mec}} = -\frac{j\omega h_r l'}{\mu_0 \tau} \left(\frac{p h_s |\hat{B}_{\delta \text{ moy}}|}{2 |\underline{\Omega}|} \right)^2 \cdot (\text{Re} [\underline{\Omega}_s] - \text{Re} [\underline{\Omega}_r])$$

et la poussée par

$$F = \frac{P_{\text{mec}}}{V} = \frac{\pi P_{\text{mec}}}{(1-s) \tau \omega}$$

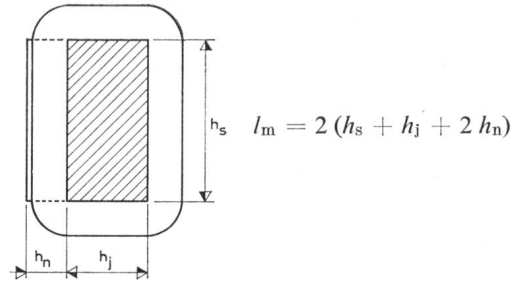
4.3 Pertes actives et puissances réactives liées aux enroulements des inducteurs.

a) Pertes cuivre:

soit la résistance du primaire:

$$R_1 = 2N \cdot \rho_{\text{Cu}} \cdot \frac{l_m}{I} J$$

où N est le nombre de spires par inducteur et par phase, l_m la longueur moyenne d'une spire et J la densité de courant.



Pour les deux inducteurs, les pertes cuivre totales valent:

$$P_{\text{Cu}} = 2m R_1 I^2 = 4m \rho_{\text{Cu}} l_m J N I$$

à partir de l'expression du potentiel magnétique résultant, nous savons que:

$$NI = \frac{p \pi}{\sqrt{2} m k_w} \hat{\Theta}$$

et en remplaçant $\hat{\Theta}$

$$NI = \frac{p^2 |\hat{B}_{\delta \text{ moy}}| h_s \cdot \text{th}\left(\frac{\pi a}{\tau}\right)}{2 \sqrt{2} m k_w \mu_0 |\underline{\Omega}|}$$

finalement:

$$P_{\text{Cu}} = \sqrt{2} \cdot \rho_{\text{Cu}} l_m J \frac{p^2 |\hat{B}_{\delta \text{ moy}}| h_s \cdot \text{th}\left(\frac{\pi a}{\tau}\right)}{k_w \mu_0 |\underline{\Omega}|}$$

b) Réactances de fuites de développantes par inducteurs:

$$X_{\sigma s} = 4 \pi \mu_0 f \frac{h_s}{p q} N^2 \lambda_{\sigma s}$$

avec

$$\lambda_{\sigma s} = \left[\ln \left(\sqrt{\frac{\pi b_n}{h_n}} \right) + \frac{1}{4} \right] \frac{4 h_n + 2 h_j + h_s}{\pi h_s}$$

donné par la méthode du «conducteur image».

c) Réactances de fuites des têtes de dents par inducteur:

$$X_{\sigma k} = 4 \pi \mu_0 N^2 f \frac{h_s}{p q} \lambda_{\sigma k}$$

avec

$$\lambda_{\sigma k} = \frac{8 \delta^2}{8 \delta^2 + b_n^2} + \ln \left[\frac{\operatorname{th} \left(\frac{\pi \tau}{4 m q \delta} \right)}{\operatorname{th} \left(\frac{\pi b_n}{4 \delta} \right)} \right]$$

d) Réactances de fuites d'encoches par inducteur:

$$X_{\sigma n} = 4 \pi \mu_0 f h_s \frac{N^2}{p q} \lambda_{\sigma n}$$

Compte tenu de l'hypothèse relative au coefficient de remplissage d'encoche, le facteur de perméance se réduit à:

$$\lambda_{\sigma n} = \frac{h_n}{3 b_n}$$

e) Le flux de fuite qui se referme d'un pôle à l'autre sans pénétrer dans l'induit est implicitement compris dans l'expression de P_s .

La somme de ces puissances réactives nous donne:

$$P_x = 8 \pi m \mu_0 f \frac{h_s}{p q} N^2 I^2 (\lambda_{\sigma s} + \lambda_{\sigma n} + \lambda_{\sigma k})$$

et en remplacement NI :

$$P_x = \frac{\pi f}{q m \mu_0} \left(\frac{|\hat{B} \delta_{\text{moy}}|}{k_w |\underline{\Omega}|} \right)^2 \cdot (p h_s)^3 \cdot (\lambda_{\sigma s} + \lambda_{\sigma n} + \lambda_{\sigma k}) \cdot \operatorname{th}^2 \left(\frac{\pi a}{\tau} \right)$$

f) Pertes fer:

Nous utiliserons la relation qui tient globalement compte des pertes par courants de Foucault et des pertes par hystérésis

$$P_{Fe} = C \left(\frac{f}{50} \right)^{1,36} \hat{B}^{1,71} M_{Fe}$$

valables de 10 à 500 Hz [5]:

$$C = 3,4 \text{ W/kg}$$

g) Pertes supplémentaires:

Nous admettons que les pertes supplémentaires liées à la fermeture des flux de fuite dans les armatures du moteur représentent 1 % de la puissance active totale du moteur, soit:

$$P_{\text{sup}} = 0,01 (\operatorname{Re} [P_s] + P_{Cu} + P_{Fe})$$

4.4 Masse des inducteurs

a) Masse du fer:

$$M_{Fe} = 7,85 \cdot 10^3 \cdot 4 p h_s (h_j \tau + h_n b_n q m) k_f$$

$$M_{\text{vernis}} = 2 \cdot 10^3 \cdot 4 p h_s (h_j \tau + h_n b_n q m) \cdot (1 - k_f)$$

b) Masse du cuivre:

$$M_{Cu} = 8,89 \cdot 10^3 \cdot 4 h_n b_n p q m l_m k_{Cu}$$

$$M_{\text{isolants}} = 2 \cdot 10^3 \cdot 4 h_n b_n p q m l_m (1 - k_{Cu})$$

La masse totale des inducteurs (sans châssis) vaut alors:

$$M = M_{Fe} + M_{\text{vernis}} + M_{Cu} + M_{\text{isolants}} \quad (\text{kg})$$

4.5 Rendement et facteur de puissance

On calcule le rendement η et le facteur de puissance $\cos \varphi$ de la façon suivante:

$$\eta = \frac{P_{\text{mec}}}{\operatorname{Re} [P_s] + P_{Cu} + P_{Fe} + P_{\text{sup}}}$$

$$\cos \varphi = \frac{\operatorname{Re} [P_s] + P_{Cu} + P_{Fe} + P_{\text{sup}}}{\sqrt{P_s + jP_x + P_{Cu} + P_{Fe} + P_{\text{sup}}}}$$

Compte tenu de la démarche utilisée, les différentes puissances nécessaires pour le calcul de ces deux grandeurs fondamentales ne sont, ni fonction du courant, ni fonction de la tension d'alimentation. En conséquence, nous avons la possibilité d'exprimer le rendement et le facteur de puissance de façon systématique, et ceci indépendamment de la puissance utile du moteur. Ces relations ne dépendent finalement que des paramètres géométriques du moteur ainsi que du glissement.

La recherche des optimums se fera de la façon suivante: Compte tenu du cahier des charges, les données suivantes sont connues a priori:

- la fréquence d'alimentation
- la vitesse nominale
- l'entrefer
- la hauteur des empilages
- les inductions

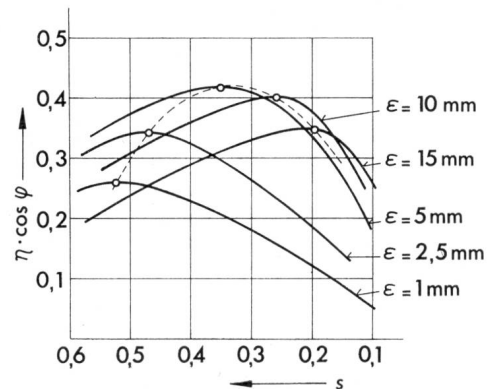


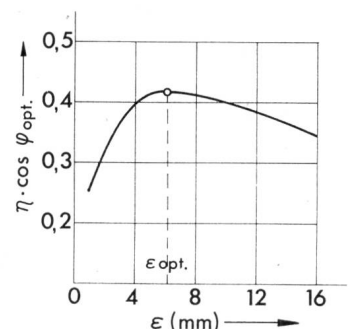
Fig. 3 Variation du produit $\eta \cdot \cos \varphi$ en fonction du glissement

En faisant varier progressivement le glissement s et en fixant l'épaisseur de l'induit, on obtient simultanément:

- le pas polaire
- les dimensions géométriques des inducteurs
- le rendement
- le $\cos \varphi$

Compte tenu du critère de dimensionnement, le calcul s'arrête lorsque le produit $\eta \cdot \cos \varphi$ est optimum. Ensuite le calcul reprend en fixant une nouvelle valeur de ϵ .

Fig. 4 Détermination de l'épaisseur optimale de l'induit par la représentation des maxima du produit $\eta \cdot \cos \varphi$ en fonction de l'épaisseur de l'induit



Compte tenu de ce qui précède, la recherche des optimums de $\eta \cdot \cos \varphi$ donne, pour une vitesse nominale choisie à priori, les grandeurs optimums suivantes:

- s_N glissement nominal
- η rendement
- $\cos \varphi$ facteur de puissance
- τ pas polaire
- ε_{opt} épaisseur optimum de l'induit
- q nombre d'encoches par pôle et phase
- W_g puissance massique

Par la suite, on recherchera d'autres optimums en faisant varier séparément les paramètres suivants:

- la vitesse nominale v_N
- la fréquence d'alimentation f
- le nombre de paires de pôles p
- l'entrefer δ
- la hauteur d'empilage des inducteurs h_s
- la densité de courant dans les inducteurs J .

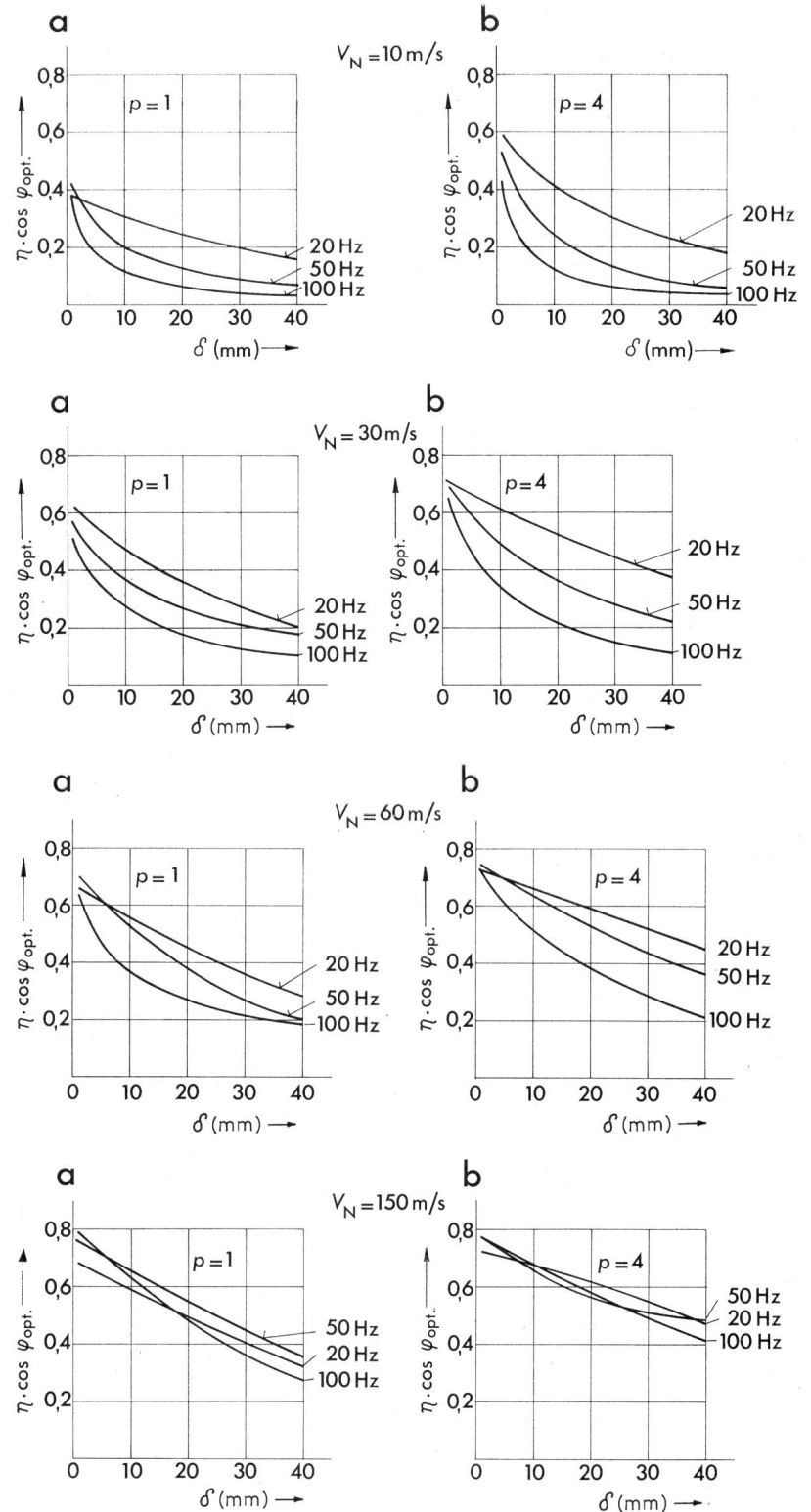


Fig. 5...8
Evolution du produit optimum de $\eta \cdot \cos \varphi$ en fonction de l'entrefer pour différentes vitesses nominales et différentes fréquences d'alimentation

Ces courbes sont données pour des moteurs 2 et 8 pôles

5. Résultats

Pour une fréquence d'alimentation et une vitesse nominale données, le produit $\eta \cdot \cos \varphi$ exprimé en fonction du glissement s , donne les courbes de la fig. 3. Le paramètre ε (épaisseur de l'induit) permet de faire apparaître le lieu des maximums de $\eta \cdot \cos \varphi$ qui est ensuite représenté sur la fig. 4. De cette manière, on obtient la valeur de $\eta \cdot \cos \varphi$ qui est optimale simultanément en fonction du glissement et de l'épaisseur de l'induit. Les figures suivantes donnant l'évolution des différents paramètres du dimensionnement seront toujours calculées

à partir du point de fonctionnement défini par $\eta \cdot \cos \varphi_{\text{opt}} = f(s_{\text{opt}}, \varepsilon_{\text{opt}})$.

s_{opt} devenant alors le glissement nominal s_N .

5.1 Influence de l'entrefer

Fig. 5a, b: $V_N = 10 \text{ m/s}$

Ces figures font apparaître un des inconvénients majeurs des moteurs linéaires. Ces derniers conviennent mal pour les basses vitesses (0...10 m/s) et leurs caractéristiques sont très sensibles à la moindre variation d'entrefer. L'amélioration des

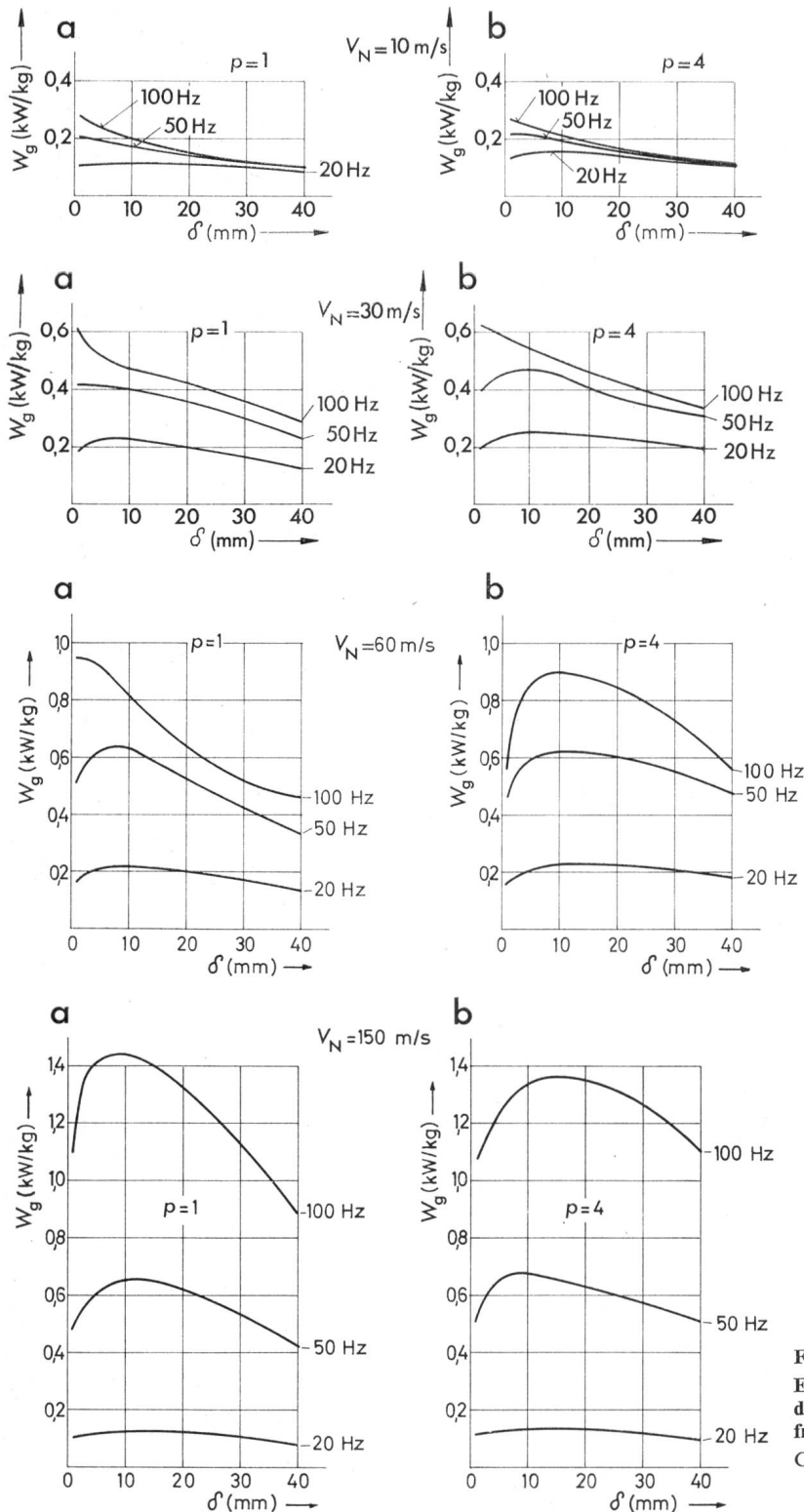


Fig. 9...12

Evolution de la puissance massique en fonction de l'entrefer pour différentes vitesses nominales et différentes fréquences d'alimentation

Ces courbes sont données pour des moteurs 2 et 8 pôles

caractéristiques entre les moteurs 2 et 8 pôles est naturellement due à la diminution de l'influence relative de l'effet d'extrémités. Pour un entrefer de 10 mm, et une fréquence d'alimentation de 50 Hz, le produit $\eta \cdot \cos \varphi$ oscille entre 0,2 et 0,25. Dans la mesure du possible, les basses fréquences s'imposent.

Fig. 6a, b: $V_N = 30$ m/s

Le produit $\eta \cdot \cos \varphi$ reste fortement lié à l'entrefer et l'utilisation d'une fréquence supérieure à 50 Hz n'est pas justifiée. La différence reste très nette entre les moteurs 2 et 8 pôles.

Fig. 7a, b: $V_N = 60$ m/s

Les fréquences inférieures à 50 Hz restent apparemment intéressantes pour le produit $\eta \cdot \cos \varphi$ mais il est évident que la longueur de pas polaire n'est compatible qu'avec des unités de grandes puissances.

Fig. 8a, b: $V_N = 150$ m/s

Ces figures montrent que les fréquences élevées ne sont pas nécessaires pour l'alimentation des moteurs à grande vitesse. Le 50 Hz apparaît même comme une solution optimale pour les grandes vitesses et les grands entrefers.

Fig. 9...12:

Ces figures donnent la variation de la puissance massique en fonction des mêmes paramètres que les figures précédentes.

Pour les basses vitesses, la puissance massique n'est que faiblement fonction de l'entrefer ainsi que de la fréquence d'alimentation. Pour des vitesses nominales supérieures à 30 m/s, on voit apparaître des optimums de W_g . Deux raisons expliquent l'accroissement de la puissance massique avec l'entrefer (pour $\delta \leq 10$ mm). La première est liée à la présence d'un induit amagnétique dont l'épaisseur optimum croît lorsque l'entrefer diminue. La deuxième est liée aux effets d'extrémités qui diminuent lorsque l'entrefer croît.

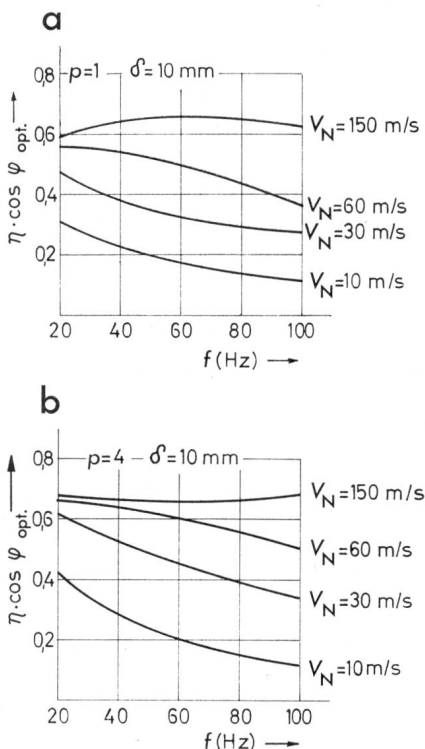


Fig. 13 Influence, pour un moteur 2 (a) resp. 8 (b) pôles, de la fréquence d'alimentation sur le produit optimum de $\eta \cdot \cos \varphi$

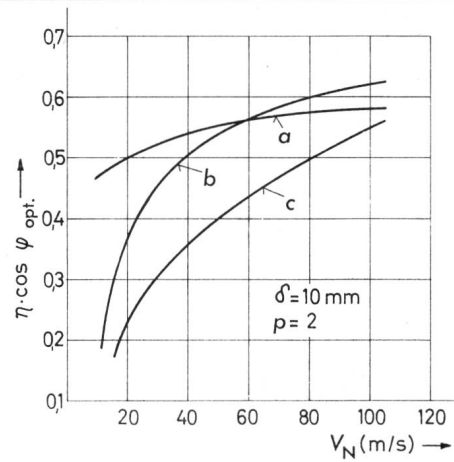


Fig. 14 Evolution du produit optimum de $\eta \cdot \cos \varphi$ en fonction de la vitesse nominale
a 20 Hz; b 50 Hz; c 100 Hz

Pour les grandes vitesses, la prise en considération de ce critère fait apparaître de façon impérative la nécessité d'utiliser des fréquences élevées. Pour ces fréquences, la puissance massique croît avec la vitesse alors qu'elle évolue dans le sens opposé pour les basses fréquences.

5.2 Influence de la fréquence et de la vitesse nominale

Les fig. 13a et 13b, illustrent, pour des vitesses allant jusqu'à 60 m/s, la diminution des performances des moteurs linéaires avec la fréquence. Pour les très grandes vitesses, la dépendance du produit $\eta \cdot \cos \varphi$ avec la fréquence devient négligeable.

La fig. 14 montre au contraire l'amélioration systématique des performances des moteurs linéaires avec le vitesse, quelle que soit la fréquence d'alimentation (moteur 4 pôles).

Les fig. 15a et b illustrent le gain considérable obtenu sur la puissance massique par l'utilisation de fréquences élevées. Pour de moteurs à grande accélération, ce choix est déterminant.

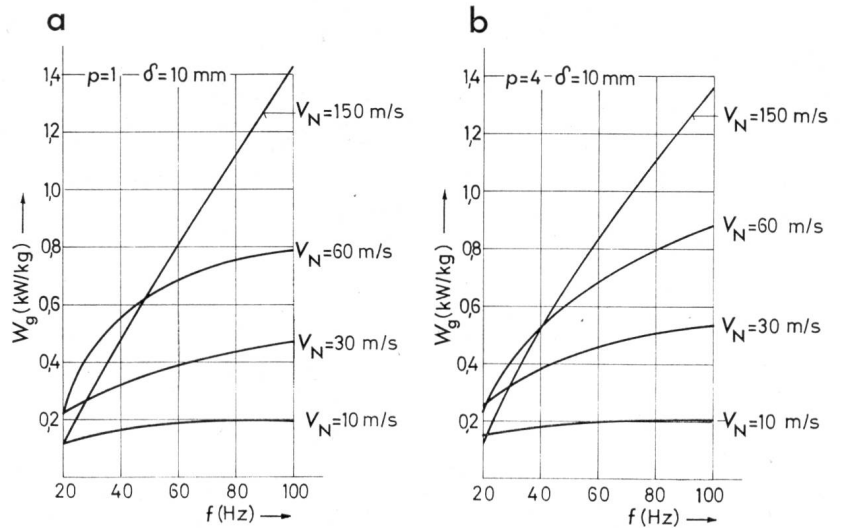
La fig. 16 est indispensable pour le choix d'une solution économique. Pour les transports à grande vitesse, la variation de l'épaisseur optimum de l'induit en fonction de la fréquence permet une estimation immédiate de l'investissement nécessaire pour le rail de réaction. Pour les basses fréquences, l'épaisseur optimum de l'induit devient vite importante. Il est toutefois possible de retenir des épaisseurs inférieures à la valeur optimale vu que les caractéristiques du moteur en dépendent peu. En revanche, dans le domaine des fréquences supérieures à 50 Hz, le choix de l'épaisseur optimum de l'induit devient impératif mais n'est plus compatible avec une tenue mécanique et thermique correcte. Pour y remédier, on utilisera des induits « sandwich » (Al+Ac+Al, par exemple) ayant, pour la vitesse nominale, le même comportement électrique que l'induit optimum.

On peut s'arranger, par un choix convenable des différentes épaisseurs des matériaux constituant l'induit, pour obtenir une résultante faible des forces d'attraction et de répulsion apparaissant entre les inducteurs et l'induit [2].

5.3 Influence de la hauteur d'empilage et de la hauteur de l'induit

La fig. 17 donne la variation du produit $\eta \cdot \cos \varphi$, respectivement de la puissance massique W_g , en fonction de la hauteur d'empilage h_s pour un rapport $h_s/h_r = 2/3$. Les perfor-

Fig. 15
Evolution de la puissance massique en fonction de la fréquence d'alimentation, pour différentes vitesses (a moteur 2 pôles; b moteur 8 pôles)



mances du moteur ne sont pas fonction de ce paramètre et le fait que la puissance massique passe par un maximum pour $h_s \approx 0,4$ m est lié à l'utilisation d'un bobinage « Gramme ».

La fig. 18 montre, comme nous l'avons déjà signalé dans de précédentes publications, que l'accroissement de la hauteur de l'induit par rapport à celle des inducteurs, est une technique coûteuse qui n'est absolument pas justifiée. La valeur optimum de h_r/h_s se situe aux environs de 1,1.

5.4 Influence de la densité de courant

La fig. 19 donne l'évolution des caractéristiques du moteur en fonction de la densité du courant dans les enroulements primaires. L'accroissement important de la puissance massique peut justifier l'utilisation d'un refroidissement à eau, solution déjà retenue pour un prototype américain de grande puissance.

5.5 Influence du nombre de pôles

Les fig. 20a et b illustrent globalement l'amélioration des performances des moteurs linéaires avec le nombre de pôles.

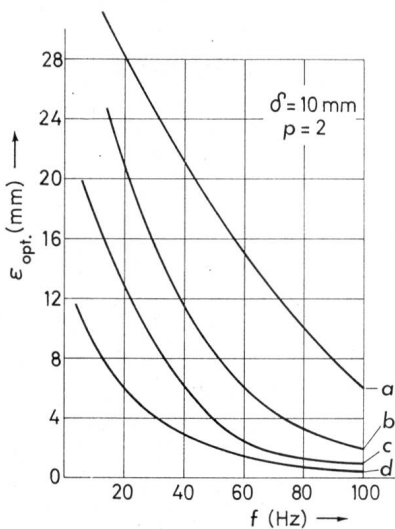


Fig. 16 Variation de l'épaisseur optimale de l'induit en fonction de la fréquence d'alimentation
a $V_N = 10$ m/s; b $V_N = 30$ m/s; c $V_N = 60$ m/s; d $V_N = 100$ m/s

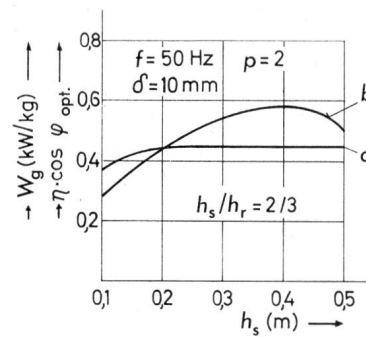


Fig. 17
Variation du produit optimum de $\eta \cdot \cos \varphi$, respectivement de la puissance massique, en fonction de la hauteur d'empilage des inducteurs

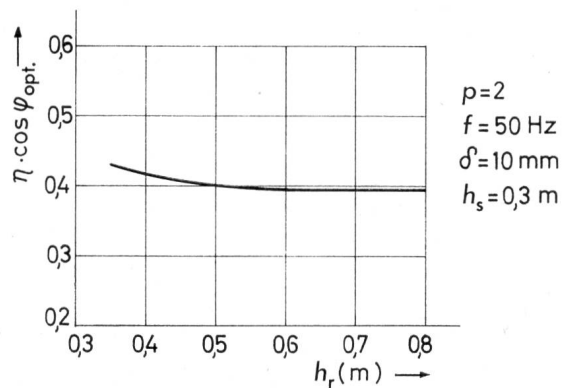


Fig. 18 Influence de la hauteur de l'induit sur le produit optimum de $\eta \cdot \cos \varphi$

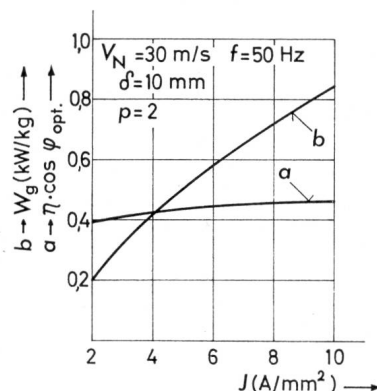
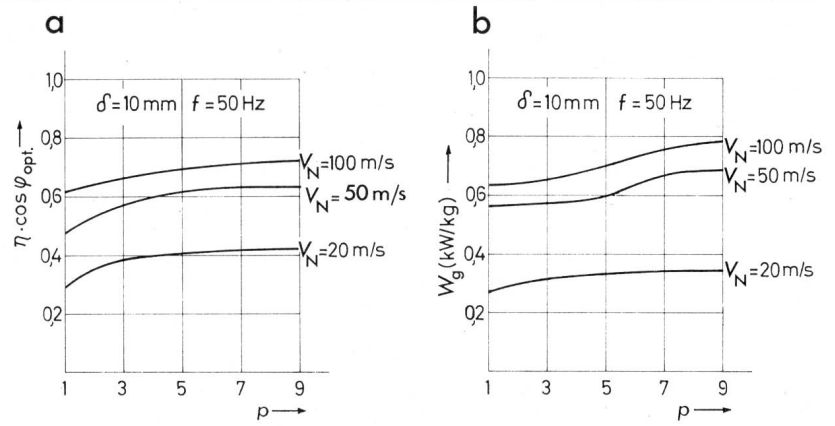


Fig. 19
Influence de la densité de courant dans les inducteurs sur la puissance massique, respectivement sur le produit optimum de $\eta \cdot \cos \varphi$

Fig. 20
Influence du nombre de paires de pôles sur le produit optimum de $\eta \cdot \cos \varphi$ (a) et sur la puissance massique (b).
 La longueur totale des moteurs est proportionnelle au nombre de pôles



Ces conclusions ne sont valables que pour un pas polaire constant. En conséquence, ces courbes ne font pas apparaître d'optimums, vu que la longueur du moteur croît proportionnellement avec le nombre de pôles.

Par contre, pour une puissance, une vitesse et un entrefer donnés, c'est à dire, pour une longueur totale fixée a priori, il existe un optimum du nombre de pôles et de fréquence d'alimentation. Pour les basses fréquences, un grand pas polaire permet d'obtenir un facteur de puissance satisfaisant, mais les effets d'extrémités sont relativement importants. Par contre, avec un grand nombre de pôles, ces tendances s'inversent faisant ainsi apparaître un optimum. Pour cette analyse, nous nous sommes fixés des longueurs totales de moteurs croissantes avec la vitesse. Pour la fig. 21 à vitesse nominale de 10 m/s, la longueur du moteur est de 1 m environ. Elle est de 2 m pour 50 m/s (fig. 22), 4 m pour 100 m/s (fig. 23), et de 6 m pour 150 m/s (fig. 24). Ces courbes sont données en fonction de deux valeurs limites de l'épaisseur de l'induit: 3 mm est une limite imposée par les considérations mécaniques et thermiques, 10 mm (ou éventuellement plus) étant une limite économique. A la fig. 24, les performances des moteurs sont données (b et c) pour une même épaisseur d'induit mais pour deux entrefers différents. Un accroissement de l'entrefer provoque une baisse générale des performances, mais l'optimum, tout en étant «plus pointu», apparaît pour les mêmes valeurs de la fréquence et du nombre de pôles.

Les fig. 25 et 26 résument les quatre figures précédentes. Le nombre de pôles optimum se situe entre 4 et 6 pour les moteurs couvrant la gamme des vitesses intéressantes. Ce nombre peut être porté à 8 pour des moteurs à grande vitesse ayant un induit très résistif. Les fréquences d'alimentation optimales, pour des moteurs couvrant la même plage de vitesse, varient de 20 à 80 Hz (maximum 100 Hz). Le 50 Hz, pour des vitesses de 40 à 120 m/s, est proche d'une solution optimale sans parler de tous les avantages qui sont liés à son utilisation. Pour des vitesses inférieures à 40 m/s, il est recommandé d'utiliser de basses fréquences. Cette contrainte n'est généralement pas compatible avec la puissance du moteur et les critères économiques qui lui sont liés.

On constate finalement que les fréquences d'alimentation optimales des moteurs linéaires à grande vitesse sont relativement basses. L'accroissement excessif du nombre de pôles dans le but de diminuer les effets d'extrémités n'est donc pas justifié. En contre-partie, l'augmentation de la fréquence d'alimentation permet d'accroître la puissance massique du moteur en raison de la diminution du volume de la culasse. C'est probablement ce critère qui fut retenu pour plusieurs prototypes, en particulier, les moteurs français et américains. Ces derniers ont des fréquences d'alimentation qui les éloignent considérablement des conditions optimales d'exploitation. On peut se demander si le gain ainsi réalisé sur le poids du moteur, n'est pas perdu (ou partiellement) au niveau de l'alimentation dont la puis-

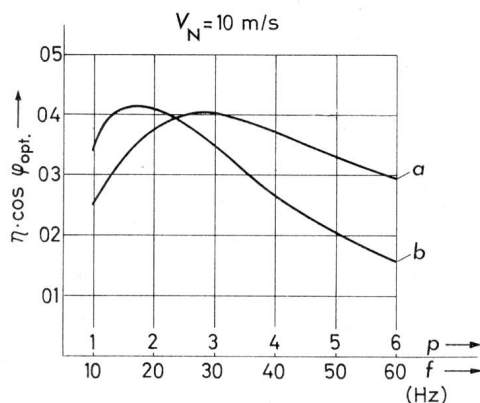


Fig. 21 Détermination, pour une vitesse nominale de 10 m/s, du nombre de paires de pôles optimum d'un moteur de longueur totale constante de 1 m
 $a \varepsilon = 3 \text{ mm}$
 $b \varepsilon = 10 \text{ mm}$ } $\delta = 5 \text{ mm}$

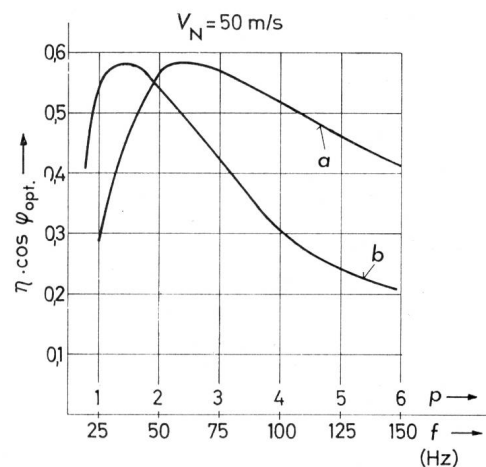


Fig. 22 Détermination, pour une vitesse nominale de 50 m/s, du nombre de paires de pôles optimum d'un moteur de longueur totale constante de 2 m
 $a \varepsilon = 3 \text{ mm}$
 $b \varepsilon = 10 \text{ mm}$ } $\delta = 7 \text{ mm}$

sance apparente croît, suite à la diminution importante du produit $\eta \cdot \cos \varphi$ du moteur. Le coût d'exploitation lié à une plus grande consommation d'énergie va croître dans les mêmes proportions et, à l'avenir, ce paramètre deviendra de moins en moins négligeable.

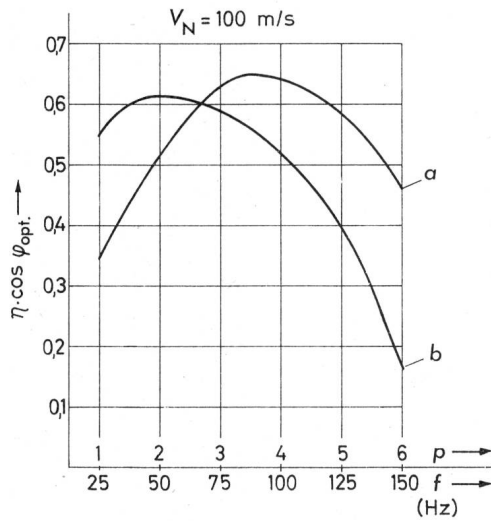


Fig. 23 Détermination, pour une vitesse nominale de 100 m/s, du nombre de paires de pôles optimum d'un moteur de longueur totale constante de 4 m

a $\varepsilon = 3 \text{ mm}$ } $\delta = 10 \text{ mm}$
 b $\varepsilon = 10 \text{ mm}$

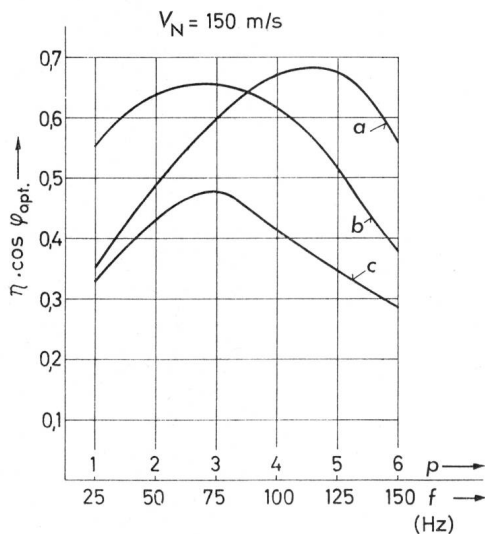


Fig. 24 Détermination, pour une vitesse nominale de 150 m/s, du nombre de paires de pôles optimum d'un moteur de longueur totale constante de 6 m

a $\varepsilon = 3 \text{ mm}$ } $\delta = 10 \text{ mm}$
 b $\varepsilon = 10 \text{ mm}$ }
 c $\varepsilon = 10 \text{ mm}$ } $\delta = 30 \text{ mm}$

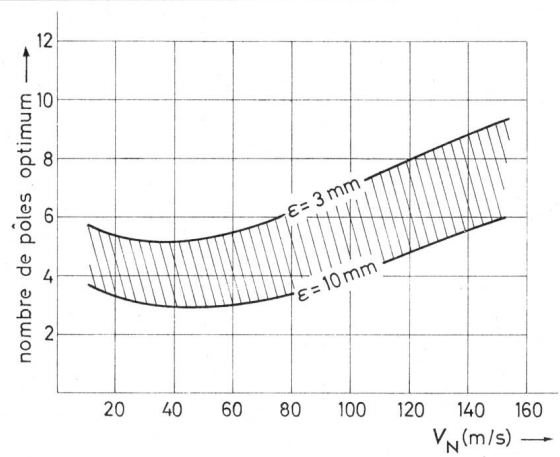


Fig. 25 Représentation, à partir des fig. 21 à 24, du nombre de pôles optimum en fonction de la vitesse nominale

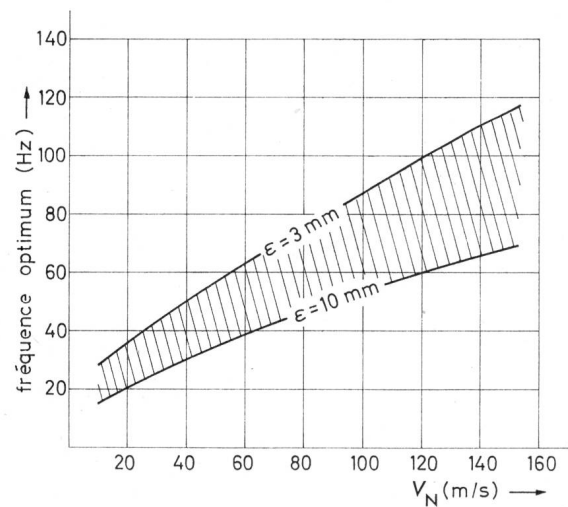


Fig. 26 Représentation, à partir des fig. 21 à 24, de la fréquence d'alimentation idéale en fonction de la vitesse nominale

Bibliographie

- [1] M. Jufer et N. Wavre: Le moteur linéaire. Développement théorique et applications. Bull. ASE 63(1972)15, p. 844...856.
- [2] M. Jufer: Moteurs linéaires - Phénomènes d'attraction et de répulsion. Bull. Techn. Suisse Romande 99(1973)21, p. 419...424.
- [3] N. Wavre: Moteur linéaire à induction. Effet d'extrémités conséquences et améliorations. Bull. Techn. Suisse Romande 99(1973)21, p. 424...429.
- [4] M. Jufer, S. Mattatia et N. Wavre: Moteur linéaire à induction. Possibilités de réglage de la vitesse. Bull. Techn. Suisse Romande 99(1973)23, p. 457...461.
- [5] R. Goldschmidt: Courants faibles. Tome 2. Lausanne, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne (1971).

Adresses des auteurs:

Nicolas Wavre, Ing. EPFL, Collaborateur scientifique au Laboratoire d'Electromécanique de l'EPFL et Marcel Jufer, Professeur, Laboratoire d'Electromécanique du l'EPFL, chemin de Bellerive, 1007 Lausanne.