

**Zeitschrift:** Bulletin de l'Association suisse des électriciens

**Herausgeber:** Association suisse des électriciens

**Band:** 50 (1959)

**Heft:** 18

**Artikel:** Étude théorique et expérimentale de la stabilisation de la marche d'un compensateur synchrone sousexcité par l'asservissement de son couple moteur à son angle polaire

**Autor:** Cuénod, M. / Pedro, M. Del / Wavre, A.

**DOI:** <https://doi.org/10.5169/seals-1057818>

### **Nutzungsbedingungen**

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. 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. [Siehe Rechtliche Hinweise.](#)

### **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. [Voir Informations légales.](#)

### **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. [See Legal notice.](#)

**Download PDF:** 25.12.2024

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

# BULLETIN

DE L'ASSOCIATION SUISSE DES ELECTRICIENS

ORGANE COMMUN

DE L'ASSOCIATION SUISSE DES ELECTRICIENS (ASE) ET  
DE L'UNION DES CENTRALES SUISSES D'ELECTRICITE (UCS)

## Etude théorique et expérimentale de la stabilisation de la marche d'un compensateur synchrone sousexcité par l'asservissement de son couple moteur à son angle polaire

Par M. Cuénod, M. Del Pedro et A. Wavre, Genève

621.317.727.2.016.35

Les auteurs de cet article rendent compte de l'étude théorique et expérimentale d'un nouveau mode de stabilisation d'un compensateur synchrone sousexcité. La stabilisation est obtenue au moyen de l'asservissement d'un couple moteur auxiliaire à l'angle polaire du compensateur. (L'angle polaire est proportionnel au déphasage entre la tension du réseau et la force électromotrice des inducteurs.) Cette étude montre qu'à l'aide du dispositif de réglage proposé une marche stable peut être garantie pour toute valeur de régime de l'angle polaire, en particulier pour la valeur de  $180^\circ$ , ce qui permet d'utiliser la pleine capacité du compensateur lorsqu'on lui fait absorber de l'énergie réactive.

Die Verfasser berichten über eine theoretische und experimentelle Studie über eine neue Art der Stabilisierung eines untererregten Synchron-Kompensators. Die Stabilisierung wird dadurch erreicht, dass ein Hilfsdrehmoment vom Polwinkel des Kompensators abhängig gemacht wird. (Der Polwinkel ist proportional der Phasenverschiebung zwischen der Netzspannung und der elektromotorischen Kraft der Induktoren.) Die Studie zeigt, dass mit Hilfe einer vorgeschlagenen Regelvorrichtung ein stabiler Lauf für jeden Betriebswert des Polwinkels, im besonderen für  $180^\circ$ , gewährleistet ist. Dadurch ist es möglich, den Kompensator mit voller Leistung zu betreiben, wenn er Blindleistung aufzunehmen hat.

### 1. Introduction

Les compensateurs synchrones ne présentent pas de problèmes particuliers de stabilité lorsqu'ils doivent fournir de l'énergie réactive. Par contre, si on leur demande d'absorber de l'énergie réactive, ils deviennent instables dès qu'une certaine limite, appelée limite de stabilité naturelle, est atteinte. Il est avantageux de dépasser cette limite dans l'intention d'utiliser la machine au maximum de sa puissance. Cela est vrai surtout pour les turboalternateurs qui, sans dispositif spécial de stabilisation, ne peuvent absorber en puissance réactive qu'une part relativement faible de leur puissance nominale.

On sait que cette stabilisation peut être obtenue au moyen d'un asservissement du courant d'excitation à l'angle polaire de la machine [1 et 2]<sup>1)</sup>. Ce mode de stabilisation est d'autant moins efficace que l'angle polaire  $\theta$  se rapproche davantage de  $180^\circ$  [3, § II.2]. On atteint en fait une nouvelle limite, appelée limite de stabilité artificielle qui ne peut contenir le régime idéal  $\theta = 180^\circ$ .

Cet article a pour objet la description et l'étude d'un mode de stabilisation basé sur l'asservissement à l'angle polaire d'un couple moteur auxiliaire. La théorie montre et les essais confirment qu'avec ce moyen de réglage dont l'efficacité est indépendante de la valeur de régime de l'angle polaire, n'importe quel régime de fonctionnement peut être rendu stable [3].

### 2. Principe du mode de stabilisation

L'asservissement du couple moteur d'un compensateur synchrone à son angle polaire peut être

réalisé selon le principe représenté par la fig. 1. Le compensateur CS est accouplé à son moteur de lancement M et à l'alternateur pilote AP. Le redresseur à vapeur de mercure Q alimente le moteur M. Le régulateur R compare la phase de la tension

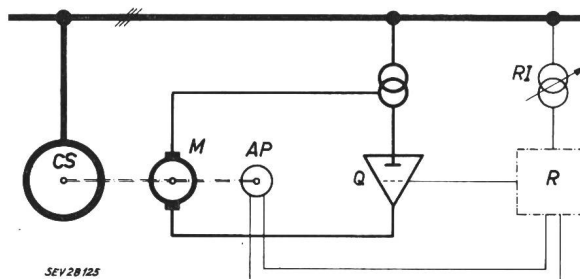


Fig. 1

Principe de stabilisation artificielle d'un compensateur synchrone par un asservissement d'un couple moteur à l'angle polaire

AP Alternateur pilote; CS Compensateur synchrone; M Machine à courant continu; Q Redresseur à commande par grille; R Régulateur à transducteurs; RI Régulateur d'induction

du réseau avec celle de la tension de l'alternateur pilote et applique aux grilles du redresseur une tension proportionnelle à l'écart de l'angle polaire par rapport à sa valeur de consigne définie par le régime de la machine. Dans un domaine de variations assez étendu, le couple du moteur M est également proportionnel à cet écart. Le jeu du réglage fournit ainsi un couple qui tend à ramener l'angle polaire à sa valeur initiale lors d'un écart par rapport à la référence.

Ce dispositif n'assure la stabilité que si l'amortissement de la machine est suffisant. En fait il est encore indispensable que le couple de réglage soit

<sup>1)</sup> Voir la bibliographie à la fin de l'article.

fonction de la dérivée de l'angle polaire par rapport au temps. Nous reviendrons en détail sur ce point au chapitre 4 lorsque nous chercherons la fonction de transfert du système de réglage.

### 3. Equations du compensateur couplé à un réseau infini

#### 3.1. Hypothèses et notations

Pour caractériser mathématiquement le comportement du compensateur synchrone, nous ferons les hypothèses simplificatrices suivantes:

a) La machine a des pôles lisses; la réactance synchrone transverse est égale à la réactance synchrone longitudinale. On sait que cette hypothèse est défavorable quant à la stabilité en régime inductif.

b) La résistance statorique est nulle.

c) La tension d'excitation aux bornes du circuit rotorique est constante; c'est-à-dire que le réglage du couple est indépendant du réglage de tension.

d) La machine n'a pas d'amortisseurs.

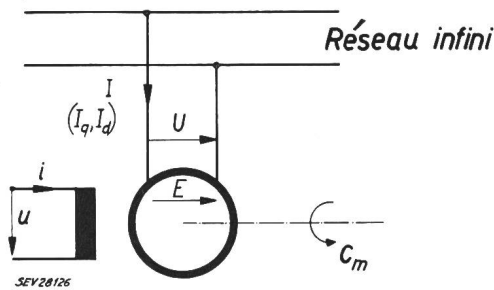


Fig. 2

Schéma de principe d'un compensateur couplé à un réseau infini

$U$  tension aux bornes du compensateur;  $E$  force électromotrice induite;  $I_q, I_d$  composantes longitudinale et transversale du courant  $I$  du compensateur;  $u, i$  tension et courant d'excitation;  $C_m$  couple mécanique

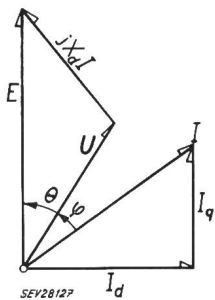


Fig. 3

Diagramme vectoriel d'une machine synchrone à pôles lisses  $\theta$  angle polaire;  $\varphi$  déphasage du courant sur la tension;  $X_d$  réactance synchrone longitudinale Pour les autres symboles, même légende que pour la fig. 2

Nous nous référons aux fig. 2 et 3 et adoptons les notations suivantes:

- $C_m$  couple mécanique
- $U$  tension aux bornes du compensateur
- $u$  tension d'excitation
- $I$  courant du compensateur
- $I_d$  composante longitudinale du courant
- $I_q$  composante transverse du courant
- $i$  courant d'excitation
- $E$  force électromotrice induite
- $X_d$  réactance synchrone longitudinale
- $L_R$  coefficient de self-induction du rotor ramené au stator
- $I_R$  coefficient de self-induction du rotor
- $M$  coefficient d'induction mutuelle
- $R$  résistance du circuit rotorique

- $\omega$  vitesse angulaire mécanique
- $J$  moment d'inertie du groupe
- $\theta$  angle polaire
- $\varphi$  déphasage du courant sur la tension
- $m$  nombre de phases

#### 3.2. Fonction de transfert du compensateur

La fig. 3 représente le diagramme vectoriel d'une machine synchrone à pôles lisses. De ce diagramme on tire d'abord les deux relations:

$$U \cos \theta = E - X_d I_d \quad (1)$$

$$U \sin \theta = X_d I_q \quad (2)$$

L'équation du circuit rotorique est la suivante:

$$u = Ri + L_R \frac{di}{dt} - \frac{m}{2} \sqrt{2} M \frac{dI_d}{dt}$$

Dans cette relation, le coefficient  $\frac{m}{2}$  traduit le fait que l'amplitude du champ résultant d'un système polyphasé à  $m$  phases est égale à  $\frac{m}{2}$  fois l'amplitude du champ produit par une seule phase. D'autre part, le facteur  $\sqrt{2}$  fait correspondre la valeur modulaire du courant statorique à la valeur continue du courant rotorique. En remplaçant le symbole de dérivation par l'opérateur  $p$ , l'équation ci-dessus devient:

$$u = (R + pL_R) i - p \frac{m}{\sqrt{2}} M I_d \quad (3)$$

Dans l'hypothèse d'une caractéristique magnétique linéaire, il existe entre la force électromotrice et le courant du rotor la relation:

$$E = \frac{\omega}{\sqrt{2}} M i \quad (4)$$

De nouveau le facteur  $\sqrt{2}$  fait correspondre dans cette expression la valeur modulaire  $E$  à la valeur continue  $i$ .

Enfin l'équation d'équilibre des masses tournantes s'écrit

$$J \frac{d^2 \theta}{dt^2} = C_m - \frac{m}{\omega} E I_q$$

Dans le second membre, le premier terme est le couple mécanique sur lequel agit le réglage asservi à l'angle polaire, le deuxième terme est le couple électrique. On introduit également l'opérateur  $p$ :

$$p^2 J \theta = C_m - \frac{m}{\omega} E I_q \quad (5)$$

Nous limiterons notre étude à celle des petits mouvements, c'est-à-dire à celle de la stabilité «statique». Nous linéarisons les équations ci-dessus en référant les variables à leurs valeurs initiales de régime désignées par l'indice 0:

$$\left. \begin{aligned} C_m &= C_{m0} + \Delta C_m \\ I_d &= I_{d0} + \Delta I_d \\ I_q &= I_{q0} + \Delta I_q \\ i &= i_0 + \Delta i \\ E &= E_0 + \Delta E \\ \theta &= \theta_0 + \Delta \theta \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

En développant les sinus et cosinus en série, en négligeant les termes petits d'ordre supérieur au premier et en éliminant  $\Delta E$  au moyen de l'équation (4), on obtient à partir des équations (1) à (5) le système d'équations suivant:

$$\left. \begin{aligned} 0 &= U \sin \theta_0 \Delta \theta + \frac{\omega}{\sqrt{2}} M \Delta i - X_d \Delta I_d \\ 0 &= U \cos \theta_0 \Delta \theta - X_d \Delta I_q \\ 0 &= (R + p l_R) \Delta i - p \frac{m}{\sqrt{2}} M \Delta I_d \\ \Delta C_m &= p^2 J \Delta \theta + \frac{m}{\sqrt{2}} M I_{q0} \Delta i \\ &\quad + \frac{m}{\omega} E_0 \Delta I_q \end{aligned} \right\} (7)$$

Pour obtenir la fonction de transfert  $F_1$  de l'angle polaire par rapport au couple, il suffit de résoudre ce système par rapport à  $\Delta \theta$ :

$$F_1 = \frac{\Delta \theta}{\Delta C_m}$$

Il est commode, pour exprimer le résultat, d'introduire encore les définitions suivantes:

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_d L_R} = 1 - \frac{m}{2} \frac{M^2}{X_d l_R}$$

coefficient de fuite du compensateur,

$$L_R = \frac{2}{m} l_R$$

coefficient de self-induction du rotor ramené au stator,

$$T_d = \frac{l_R}{R}$$

constante de temps des inducteurs,

$$T'_d = \sigma T_d$$

constante de temps transitoire,

$$C_{max} = m \frac{E_0 U}{\omega X_d}$$

couple maximum qui serait développé par la machine en régime synchrone,

$$\Omega^2 = m \frac{E_0 U}{\omega X_d J} = \frac{C_{max}}{J}$$

pulsation propre du compensateur à vide,

$$\xi = \frac{U}{E_0}$$

coefficient d'excitation.

La fonction  $F_1$  peut alors s'écrire, tous calculs faits

$$F_1 = \frac{1}{C_{max}} \frac{\frac{1}{T'_d} + p}{\frac{p^3}{\Omega^2} + \frac{p^2}{\Omega^2 T'_d} + p \left( \cos \theta_0 + \frac{1-\sigma}{\sigma} \xi \sin^2 \theta_0 \right) + \frac{\cos \theta_0}{T'_d}} \quad (8)$$

Pour plus de commodité, nous écrivons le résultat ci-dessus sous la forme

$$F_1 = \frac{1}{C_{max}} f_1 \quad (9)$$

$f_1$  est une fonction sans dimension:

$$f_1 = \frac{\frac{1}{T'_d} + p}{\frac{p^3}{\Omega^2} + \frac{p^2}{\Omega^2 T'_d} + p \left( \cos \theta_0 + \frac{1-\sigma}{\sigma} \xi \sin^2 \theta_0 \right) + \frac{\cos \theta_0}{T'_d}} \quad (10)$$

### 3.3. Cas particuliers

Examinons quelques cas particuliers intéressants pour lesquels la relation (8) se simplifie.

a) Résistance rotorique infinie  $R = \infty$

Si la résistance  $R$  du circuit rotorique est infinie, la constante  $T_d = \frac{l_R}{R}$  devient nulle, ainsi que  $T'_d = \sigma T_d$ . La fonction  $F_1$  de la relation (8) se réduit à

$$F_1 = \frac{1}{C_{max}} \cdot \frac{1}{\frac{p^2}{\Omega^2} + \cos \theta_0} \quad (11)$$

Cette relation signifie que le couple de la machine est toujours égal à son couple synchrone, le courant dans la roue polaire ne pouvant varier lors des oscillations de la roue polaire. Il n'y a plus d'effet d'amortissement dû aux inducteurs, et nous avons supposé que la machine ne possédait pas d'amortisseurs. On retrouve facilement ce résultat directement.

En effet si  $R$  est infinie,  $E$  est une constante  $E_0$  et l'équation (5) des masses tournantes devient, en tenant compte de (2):

$$p^2 J \theta = C_m - m \frac{E_0 U}{\omega X_d} = C_m - C_{max} \sin \theta$$

De nouveau nous linéarisons en écrivant

$$\theta = \theta_0 + \Delta \theta$$

$$C_m = C_{m0} + \Delta C_m$$

En assimilant  $\cos \Delta \theta$  à 1, nous trouvons pour la fonction de transfert de l'angle polaire par rapport au couple:

$$F_1 = \frac{\Delta \theta}{\Delta C_m} = \frac{1}{C_{max} \left( \frac{p^2}{\Omega^2} + \cos \theta_0 \right)}$$

Nous retrouvons l'équation (11). Une perturbation provoque donc une oscillation entretenue de pulsation  $\Omega$ . D'autre part, pour que la machine fonc-

tionne dans ses limites de stabilité naturelle, il faut que l'on ait, d'après l'équation ci-dessus,

$$\cos \theta_0 > 0$$

soit 
$$\frac{\pi}{2} < \theta < -\frac{\pi}{2}$$

b) Résistance rotorique nulle ( $R = 0$ )

Supposer que la résistance du rotor est nulle ( $T_d = \infty; T_d' = \infty$ ) revient à admettre que les courants induits par les oscillations de la roue polaire ne s'amortissent pas, c'est-à-dire que le couplage magnétique entre le stator et le rotor est constant.

La relation (8) devient

$$F_1 = \frac{1}{C_{max}} \cdot \frac{1}{\frac{p^2}{\Omega^2} + \left( \cos \theta_0 + \frac{1-\sigma}{\sigma} \xi \sin^2 \theta_0 \right)} \quad (12)$$

De nouveau une perturbation provoque une oscillation entretenue; mais la pulsation devient

$$\Omega_{R=0} = \Omega \sqrt{\cos \theta_0 + \frac{1-\sigma}{\sigma} \xi \sin^2 \theta_0}$$

La condition de stabilité naturelle est

$$\cos \theta_0 + \frac{1-\sigma}{\sigma} \xi \sin^2 \theta_0 > 0$$

Comme  $(1-\sigma)$  est toujours positif, on voit que le domaine de stabilité est plus étendu que le cas particulier précédent. D'autre part, on peut montrer que lorsque  $R = 0$ , le couple synchronisant  $C_s$  développé par la machine est égal à

$$C_s = C_{max} \left( \cos \theta_0 + \frac{1-\sigma}{\sigma} \xi \sin^2 \theta_0 \right)$$

La condition de stabilité naturelle indique donc que le couple synchronisant doit être positif.

Nous venons donc d'envisager deux cas limites caractérisés par  $R = \infty$  et  $R = 0$ . La réalité est comprise entre les deux, mais beaucoup plus proche du second que du premier car la résistance du circuit rotorique est faible vis-à-vis de son inductance. Aussi pourra-t-on très souvent se contenter de faire l'hypothèse simplificatrice  $R = 0$  et adopter ainsi le principe du couplage magnétique constant.

c) Machine sans fuites ( $\sigma = 0$ )

L'hypothèse d'une machine sans fuites ( $\sigma = 0$ ) n'est pas équivalente à celle d'une résistance rotorique infinie ( $R = \infty$ ), faite au paragraphe a), bien que l'on ait également  $T_d' = \sigma T_d = \sigma \frac{l_R}{R} = 0$

En effet, l'équation (8) devient, pour  $\sigma = 0$

$$F_1 = \frac{1}{C_{max}} \frac{1}{\frac{p^2}{\Omega^2} + T_d \xi \sin^2 \theta_0 p + \cos \theta_0} \quad (13)$$

qui diffère de l'équation (12) par l'existence d'un terme d'amortissement.

## 4. Régulateur et circuit de réglage

### 4.1. Fonction de transfert du régulateur et de la boucle d'asservissement

Nous considérons un régulateur délivrant un couple de réglage proportionnel à l'écart d'angle polaire et à la dérivée de cet écart. Ce régulateur est caractérisé par la fonction de transfert

$$F_2 = \frac{K_1 + K_2 p}{(1 + p\tau_1)(1 + p\tau_2)} \quad (14)$$

Les symboles de cette expression ont la signification suivante:

$K_1$	penne du régulateur
$K_2$	dosage accélérométrique
$\tau_1, \tau_2$	constantes de temps.

Comme pour la fonction de transfert de la machine, introduisons une fonction  $f_2$  exprimée en valeur relative

$$F_2 = C_{max} f_2 \quad (15)$$

$$f_2 = \frac{k_1 + k_2 p}{(1 + p\tau_1)(1 + p\tau_2)} \quad (16)$$

où les constantes  $k_1$  et  $k_2$  sont les valeurs réduites des grandeurs définies plus haut

$$k_1 = \frac{K_1}{C_{max}}$$

$$k_2 = \frac{K_2}{C_{max}}$$

Remarquons que par régulateur il faut entendre l'ensemble des éléments qui font passer de l'angle polaire au couple mécanique de réglage.

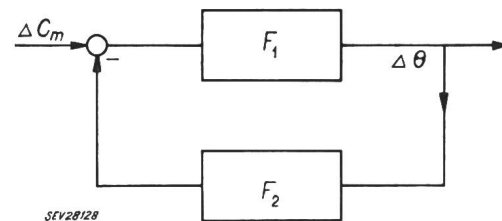


Fig. 4

Schéma fonctionnel de principe du système de réglage  $F_1$  fonction de transfert du compensateur;  $F_2$  fonction de transfert du régulateur;  $\Delta C_m$  variation du couple mécanique;  $\Delta \theta$  variation de l'angle polaire

La machine et le régulateur constituent une boucle de réglage élémentaire (fig. 4) dont la fonction de transfert en circuit fermé est

$$F = \frac{F_1}{1 + F_1 F_2} \quad (17)$$

ou en utilisant les relations (9) et (15)

$$F = \frac{1}{C_{max}} \frac{f_1}{1 + f_1 f_2} \quad (18)$$

Ecrivons encore, pour simplifier

$$G(p) = f_1(p) f_2(p) \quad (19)$$

### 4.2. Examen de la stabilité

Nous examinerons la stabilité du système de réglage au moyen du critère de Nyquist généralisé [5].

Lorsque la machine travaille en dehors des limites de stabilité naturelle, ce que nous supposons, le dénominateur de la fonction  $f_1$  donnée par la relation (10), possède une racine à partie réelle positive, ce qui veut dire que  $f_1$  possède un pôle dans le demi plan complexe situé à droite de l'axe imaginaire. Le critère affirme que dans ce cas, pour que le système soit stable, il faut et il suffit que le lieu figuratif de la fonction  $G(p)$  décrive un tour autour du point  $(-1, j0)$ , dans le sens positif, lorsque la variable  $p$  décrit le contour de *Bromwich* dans le sens négatif (soit le sens des fréquences croissantes).

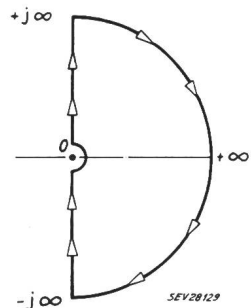


Fig. 5  
Le contour de Bromwich  
Le sens de parcours est ici négatif

On entend par contour de *Bromwich* le contour entourant tout le demi plan positif (fig. 5). Il comprend l'axe imaginaire et un demi cercle de rayon infini. Dans notre cas, le dénominateur de la fonction  $G(p)$  est d'un degré plus élevé que le numérateur, aussi quand  $p$  décrit le demi cercle de rayon infini, le lieu de  $G(p)$  décrit un cercle de rayon nul qui n'apporte aucune contribution lorsqu'on compte les tours décrits autour du point  $(-1, j0)$ . Nous ne considérons donc que l'axe imaginaire.

De plus, la fonction  $G(p)$  a ses coefficients réels. Le lieu de  $G(p)$  est donc symétrique par rapport à l'axe réel. Finalement, il suffit de ne faire décrire à  $p = j\omega$  que le demi-axe positif de 0 à  $+j\infty$ .

Nous commençons par étudier un cas particulier intéressant, celui où la machine fonctionne en opposition de phase, soit  $\theta_0 = 180^\circ$ ,  $\sin \theta_0 = 0$  et  $\cos \theta_0 = -1$ . Dans l'expression (10), on peut simplifier par  $\left(p + \frac{1}{T'd}\right)$  et la fonction de transfert du compensateur se réduit à

$$f_1 = \frac{1}{p^2 - 1} \quad (20)$$

Nous admettons en outre que l'on puisse disposer d'un régulateur parfait, privé de constantes de temps. Cela revient à faire  $\tau_1 = \tau_2 = 0$  dans (16), d'où

$$f_2 = k_1 + k_2 p \quad (21)$$

Nous cherchons la réponse harmonique du système en faisant décrire à  $p$  le demi-axe imaginaire positif. Nous écrivons

$$p = j\omega$$

Nous aurons pour le compensateur, d'après (20)

$$f_1(\omega) = -\frac{1}{\omega^2 + 1} \quad (22)$$

C'est une fonction réelle dont le lieu figuratif est le segment de l'axe réel compris entre  $-1$  et  $0$ . Soit  $P_1(\omega)$  le point correspondant à la pulsation  $\omega$  sur ce segment (fig. 6).

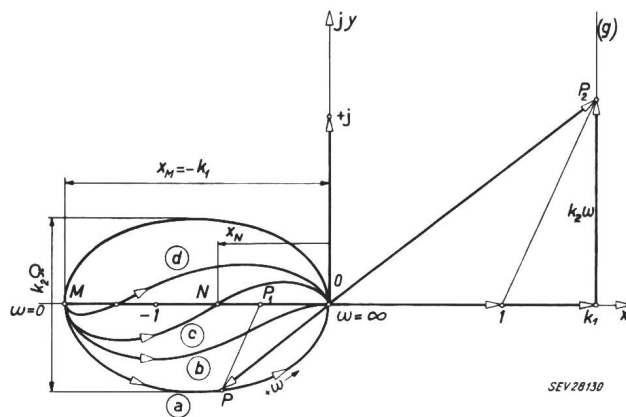


Fig. 6  
Lieu figuratif de la fonction  $G(\omega) = f_1 \cdot f_2$  lorsque  $\theta_0 = 180^\circ$   
Segment de l'axe réel situé entre l'origine et le point  $(-1, j0)$ ; Lieu figuratif de la réponse harmonique  $f_1(\omega)$  du compensateur; Droite (g): Réponse  $f_2(\omega)$  du régulateur lorsque  $\tau_1 = \tau_2 = 0$ ; Ellipse (a): Réponse  $G(\omega)$  du système lorsque  $\tau_1 = 0, \tau_2 = 0$ , Régime stable; Courbe (b): Réponse  $G(\omega)$  du système lorsque  $\tau_1 \neq 0, \tau_2 = 0$ , Régime stable; Courbe (c): Réponse  $G(\omega)$  du système lorsque  $\tau_1 = 0, \tau_2 \neq 0$ , Régime stable; Courbe (d): Réponse  $G(\omega)$  du système lorsque  $\tau_1 \neq 0, \tau_2 \neq 0$ , Régime stable

Pour le régulateur, le lieu est une droite de point courant  $P_2(\omega)$  dont l'équation s'obtient à partir de (21)

$$f_2(\omega) = k_1 + j k_2 \omega \quad (23)$$

Le lieu de  $G(\omega)$  s'obtient facilement par multiplication des nombres complexes caractéristiques  $P_1(\omega)$  et  $P_2(\omega)$ . C'est une ellipse d'axes  $k_1$  et  $k_2 \omega$ , représentée par la courbe (a) de la fig. 6. Pour que le système soit stable, il faut que le point  $P(\omega)$ , de coordonnées  $(x + jy)$ , entoure le point  $(-1, j0)$  dans le sens positif. Cela impose les deux conditions géométriques suivantes relatives au point  $M$  correspondant à  $\omega = 0$

$$\begin{aligned} x_M &< -1 \\ \left(\frac{dy}{d\omega}\right)_{\omega=0} &< 0 \end{aligned} \quad (24)$$

Les conditions de stabilité s'en déduisent immédiatement

$$\begin{cases} k_1 > 1 \\ k_2 > 0 \end{cases} \quad (24)$$

En particulier, lorsque le dosage accélérométrique est nul, l'ellipse dégénère en un segment de droite qui se confond avec l'axe réel et le système est à la limite de stabilité.

Si l'une seulement des constantes de temps du régulateur est nulle, soit par exemple  $\tau_1 = 0, \tau_2 = 0$ , l'ellipse de la figure 6 se déforme en une courbe (b), tangente à l'axe réel pour  $\omega \rightarrow \infty$ , pour laquelle les conditions de stabilité deviennent

$$\begin{cases} k_1 > 1 \\ \frac{k_2}{k_1} > \tau_1 \end{cases} \quad (25)$$



Enfin, lorsque les deux constantes de temps sont différentes de zéro, le lieu de  $G(\omega)$  est une courbe qui recoupe l'axe réel en un point  $N$ , d'abscisse  $x_N$  et qui devient tangente à l'axe imaginaire pour  $\omega \rightarrow \infty$ . La stabilité exige les conditions géométriques

$$\begin{aligned} x_M &< -1 \\ x_N &> -1 \\ \left(\frac{dy}{d\omega}\right)_{\omega=0} &< 0 \end{aligned}$$

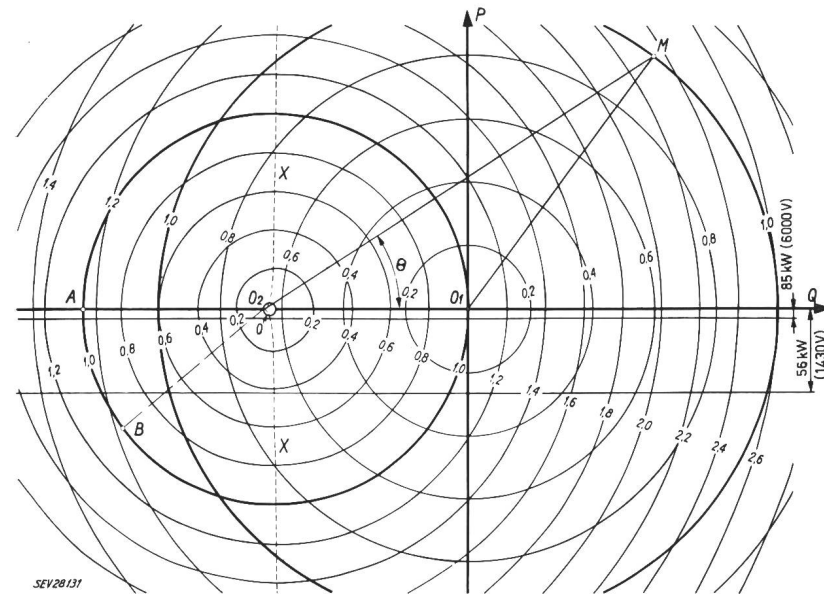
On montre facilement que la troisième de ces conditions est implicitement contenue dans la seconde et l'on obtient finalement comme condition de stabilité

$$k_1 > 1 \quad \left. (\tau_1 + \tau_2) \left( k_2 \tau_1 \tau_2 + \frac{1}{\Omega^2} [k_2 - k_1 (\tau_1 + \tau_2)] \right) - \tau_1 \tau_2 k_2^2 > 0 \right\} \quad (26)$$

Il est facile de retrouver ces résultats à partir du critère de Hurwitz.

Sur la fig. 9, nous avons représenté les courbes calculées pour le cas de la machine avec laquelle les essais furent effectués.

Lorsque la machine travaille avec un angle polaire  $\theta_0$  différent de  $180^\circ$ , mais tout de même en dehors des limites de stabilité naturelle, la courbe de réponse harmonique  $G(\omega)$  se déforme (voir fig. 11



pour  $\theta_0 = -140^\circ$ ) mais coupe toujours l'axe réel en deux points  $M$  et  $N$ , d'abscisses  $x_M$  et  $x_N$ . Pour que le point  $(-1, j0)$  soit entouré dans le bon sens, il suffit comme précédemment que

$$\begin{aligned} x_M &< -1 \\ x_N &> -1 \end{aligned}$$

La première de ces conditions s'exprime facilement:

$$k_1 > -\cos \theta_0 \quad (27)$$

La seconde, par contre, est trop compliquée pour être utilisée en pratique; il vaut mieux tracer les courbes correspondant au cas particulier envisagé.

## 5. Essais effectués

### 5.1. Caractéristiques de la machine

Les essais furent effectués en automne 1957 dans le cadre des Ateliers de Sécheron à Genève sur un turbo-alternateur ayant les caractéristiques nominales suivantes:

Puissance	$P_n = 3750$ kVA
Tension	$U_n = 6000$ V
Courant	$I_n = 361$ A
Vitesse de rotation	$n = 3000$ t./min
Nombre de pôles	$2p = 2$

Cependant, pour des raisons de couplage avec le réseau urbain, la tension dut être baissée à 1430 V seulement. Cette tension fortement réduite supprime toute saturation du circuit magnétique de la machine, ce qui du point de vue de la stabilité est une condition plus sévère.

Les constantes de la machine sont résumées ci-dessous:

Réactance synchrone longitudinale	$X_d = 15,5 \Omega$ ; $x_d = 1,61$ p. u.
Réactance synchrone transverse	$X_q = 14,4 \Omega$ ; $x_q = 1,50$ p. u.
Réactance transitoire longitudinale	$X'_d = 1,55 \Omega$ ; $x'_d = 0,161$ p. u.
Constante de temps avec induit ouvert	$T'_{d0} = 3,43$ s
Constante de temps transitoire	$T'_d = 0,420$ s
Moment d'inertie du groupe	$J = 170$ kgm <sup>2</sup>

Le diagramme des puissances active et réactive est représenté sur la fig. 7, la résistance statorique étant supposée nulle.

Pour l'étude de la stabilité, nous avons fait l'hypothèse que les deux réactances synchrones étaient égales. Pour cette machine c'est sensiblement le cas ( $\frac{X_q}{X_d} = 0,93$ ) et les limaçons d'égale excitation s'apparentent beaucoup à des cercles. La limite de stabilité naturelle est désignée par la

Fig. 7

Diagramme des puissances du compensateur  $O_1P$  axe de la puissance active;  $O_1Q$  axe de la puissance réactive;  $X$  limite de stabilité naturelle. (Pour  $U = 1430$  V, l'unité de puissance vaut 213 kVA et celle d'excitation 16 A.)  $A$  point de régime correspondant à  $\theta_0 = 180^\circ$ ;  $B$  point de régime correspondant à  $\theta_0 = -140^\circ$

courbe en pointillé ( $X$ ). Elle tend très vite vers une droite verticale.

La puissance active absorbée par le compensateur correspond à ses pertes; mais l'angle polaire stationnaire ne dépend que de la puissance active traversant l'entrefer, à savoir la somme des pertes mécaniques, des pertes fer du rotor et de la puissance absorbée par l'entraînement de l'excitatrice. En admettant que cette puissance est indépendante de l'excitation, elle peut être représentée par une parallèle à l'axe  $O_1 - O_2$ . Pour  $U = 6000$  V, cette puissance est de 85 kW et pour  $U = 1430$  V de 56 kW.

### 5.2. Description de l'installation de réglage

La fig. 8 donne le schéma de principe de l'installation utilisée pour les essais. Cette installation est plus complète que celle qui serait utilisée effectivement pour une application pratique [3]. Elle

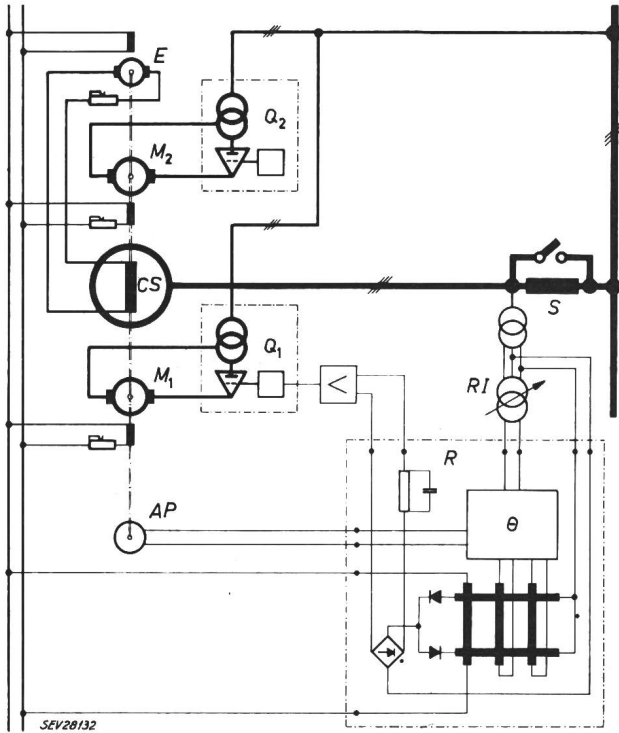


Fig. 8

**Schéma de principe de l'installation utilisée pour les essais**  
 CS Compensateur synchrone; E Excitatrice;  $M_1$  Moteur de réglage asservi à l'angle polaire;  $M_2$  Génératrice antagoniste; AP Alternateur pilote;  $Q_1, Q_2$  Redresseur et onduleur à vapeur de mercure; R Régulateur à transducteurs;  $\theta$  Mesure de l'angle polaire; RI Régulateur d'induction pour ajustage de la valeur de consigne de l'angle polaire  $\theta_0$ ; S Bobines de self-induction pour provoquer de brusques écarts de tension aux bornes du compensateur

comprend, en plus du moteur de réglage  $M_1$  asservi à l'angle polaire, une génératrice  $M_2$  restituant une puissance constante au réseau par l'intermédiaire de l'onduleur  $Q_2$ . Ces deux machines ayant une puissance relativement grande et le compensateur travaillant à tension réduite, il est possible d'amener l'angle de consigne  $\theta_0$  à une valeur quelconque.

La puissance de réglage est la différence entre la puissance de  $M_1$  et celle de  $M_2$  augmentée des pertes. Elle peut donc changer de signe de façon continue. En particulier, si  $\theta_0 = 180^\circ$ , les pertes suffisent comme puissance antagoniste et  $M_2$  n'est plus nécessaire au réglage.

### 5.3. Courbes de réponse harmonique et résultats d'essai

En application du paragraphe 4.2., nous examinons la stabilité du système au moyen du critère de Nyquist généralisé. Le dispositif de réglage est constitué de telle façon qu'il soit possible de faire varier dans de larges limites la pente  $k_1$  et le dosage accélérométrique  $k_2$ .

$\alpha$ . Angle polaire de référence  $\theta_0 = 180^\circ$

Lorsque l'angle de consigne du régulateur est fixé à  $\theta_0 = 180^\circ$ , avec une excitation relative correspon-

dant à  $\xi = 1$ , le régime de fonctionnement est caractérisé par le point A de la fig. 7. La pulsation propre du groupe est  $\Omega = 1,57 \text{ s}^{-1}$ .

Nous avons représenté sur la fig. 9 les courbes de réponse harmonique  $G(\omega)$  du système pour  $k_1 = 1,6$  et  $k_2 = 0,6 \text{ s}$ , ceci pour différentes valeurs des constantes de temps  $\tau_1$  et  $\tau_2$ . Les courbes a, b et c correspondent à des régimes de fonctionnement stable, les courbes d et e à des régimes instables.

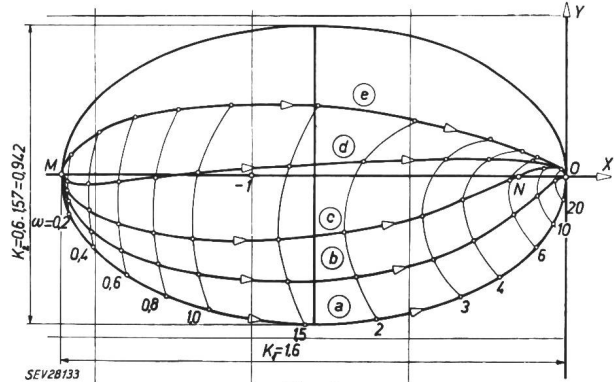


Fig. 9

**Examen de la stabilité au moyen du critère de Nyquist. Locus figuratifs de la réponse harmonique du système lorsque  $\theta_0 = 180^\circ$**   
 $\Omega = 1,57 \text{ l/s}$ ;  $\xi = 1$ ,  $k_1 = 1,6$ ,  $k_2 = 0,6 \text{ s}$ ; Ellipse (a):  $\tau_1 = 0$ ,  $\tau_2 = 0$ , Régime stable; Courbe (b):  $\tau_1 = 0,1 \text{ s}$ ,  $\tau_2 = 0$ , Régime stable; Courbe (c):  $\tau_1 = 0,1 \text{ s}$ ,  $\tau_2 = 0,1 \text{ s}$ , Régime stable; Courbe (d):  $\tau_1 = 0,1 \text{ s}$ ,  $\tau_2 = 0,275 \text{ s}$ , Régime instable; Courbe (e):  $\tau_1 = 0,1 \text{ s}$ ,  $\tau_2 = 0,5 \text{ s}$ , Régime instable  
 La variable sur les courbes est la pulsation  $\omega$

Les essais effectués ont démontré qu'une marche stable pouvait être maintenue pour cette valeur remarquable de l'angle polaire de référence. Afin d'éprouver la stabilité du système, nous avons provoqué de brusques écarts de tension au moyen du déclenchement et de l'enclenchement des bobines de self-induction S qui étaient branchées entre le

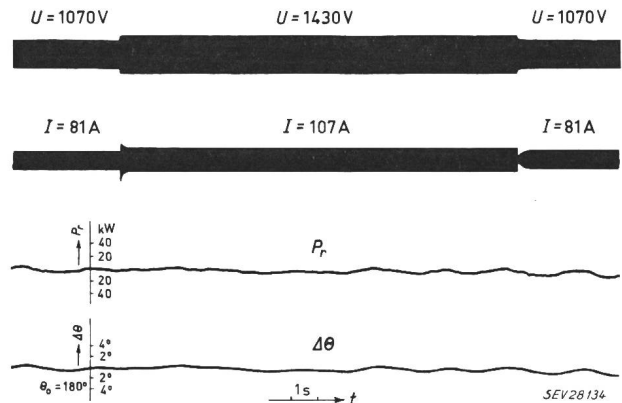


Fig. 10

**Enregistrement de la tension  $U$  aux bornes du compensateur, du courant  $I$ , de la puissance de réglage  $P_r$  et de l'angle polaire  $\Delta\theta$  lors d'un écart brusque de tension pour un angle de consigne  $\theta_0 = 180^\circ$**

compensateur et le réseau. Cette tension, le courant de la machine, l'angle polaire et la puissance de réglage furent enregistrés (fig. 10). Nous voyons que malgré une variation de tension de 40% il n'en résulte aucune variation de l'angle polaire. Comme l'angle polaire de référence est  $\theta_0 = 180^\circ$ , le com-



pensateur ne fournit aucune puissance active et les écarts de tensions n'ont pas d'influence sur l'angle polaire. La puissance nécessaire au maintien de la stabilité, après déduction de la compensation des pertes rotoriques, ne dépend plus que des caractéristiques du réglage. Elle est inférieure à 15 kW dans le cas de l'installation d'essai.

$\beta$ . Angle polaire de référence  $\theta_0 = -140^\circ$

En freinant le groupe au moyen de la génératrice continue, nous avons amené la valeur de référence de l'angle polaire à  $\theta_0 = -140^\circ$ , afin de mieux mettre en évidence le jeu du réglage. Le point de

de l'angle polaire et de la puissance de réglage lors de brusques écarts de tension.

On constate que ces écarts provoquent une variation passagère de l'angle polaire et de la puissance de réglage selon une oscillation amortie.

**Influence de la ligne**

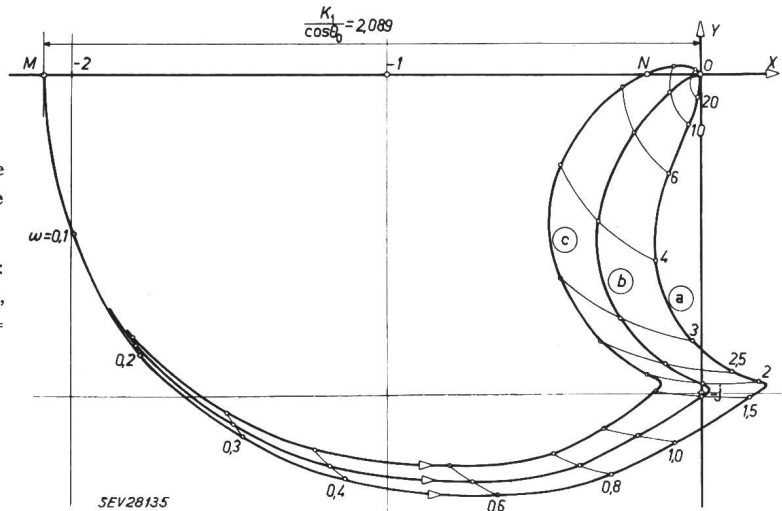
Nous avons admis que le compensateur était branché directement à un réseau infiniment puissant. S'il l'est par l'intermédiaire d'un transformateur, il suffit d'ajouter à la réactance synchrone la réactance de court-circuit du transformateur. L'influence de cette dernière est cependant négligeable en pratique par rapport à celle de la réac-

Fig. 11

Examen de la stabilité au moyen du critère de Nyquist. Lieux figuratifs de la réponse harmonique du système lorsque  $\theta_0 = -140^\circ$

$\Omega = 1,57$  l/s;  $\xi = 1$ ;  $k_1 = 1,6$ ;  $k_2 = 0,6$  s; Courbe (a):  $\tau_1 = 0$ ,  $\tau_2 = 0$ , Régime stable; Courbe (b):  $\tau_1 = 0,1$  s,  $\tau_2 = 0$ , Régime stable; Courbe (c):  $\tau_1 = 0,1$  s,  $\tau_2 = 0,1$  s; Régime stable

La variable sur les courbes est la pulsation  $\omega$



fonctionnement correspondant à ce régime est noté par la lettre B dans la fig. 7. L'excitation relative est encore telle que  $\xi = 1$  et la pulsation propre  $\Omega = 1,57$  s<sup>-1</sup>.

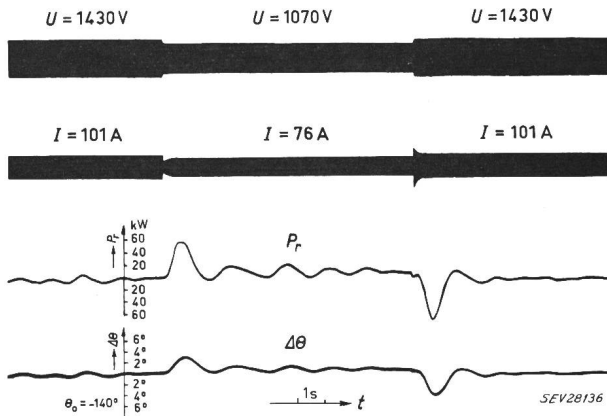


Fig. 12

Enregistrement de la tension  $U$  du compensateur, du courant  $I$ , de la puissance de réglage  $P_r$ , et de l'angle polaire  $\Delta\theta$  lors d'un écart brusque de tension pour un angle de consigne  $\theta_0 = -140^\circ$

La fig. 11 donne les courbes de réponse harmonique  $G(\omega)$  du système pour les mêmes valeurs  $k_1 = 1,6$  et  $k_2 = 0,6$  s et pour différentes valeurs des constantes de temps  $\tau_1$  et  $\tau_2$ . On voit que plus les constantes de temps  $\tau_1$  et  $\tau_2$  augmentent, plus la courbe de réponse harmonique se rapproche du point  $(-1, j0)$ , moins la stabilité est bonne. Toutefois elle est encore largement assurée dans le cas particulier, ce que les essais ont confirmé. La fig. 12 donne l'enregistrement du courant de la machine,

tance synchrone. Si le compensateur est couplé au réseau par l'intermédiaire d'une ligne, la fonction de transfert du groupe est encore valable si l'on a soin de prendre pour les constantes de cette fonction les expressions que nous allons définir [6]. Il est important de remarquer cependant que la méthode n'est rigoureusement correcte que si la ligne est chargée à sa puissance naturelle, c'est-à-dire produit autant d'énergie réactive qu'elle n'en consomme et que sa résistance et sa perditance sont nulles.

La ligne est caractérisée par les grandeurs suivantes:

- $l$  longueur en km
- $L$  inductivité spécifique en mH/km
- $C$  capacité spécifique en  $\mu\text{F}/\text{km}$

On en déduit les grandeurs caractéristiques:

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

$$\Phi = l\omega\sqrt{LC}$$

Les constantes à introduire dans la fonction de transfert du compensateur [équations (8) ou (10)] sont les suivantes:

$$\sigma^* = 1 - (1 - \sigma) \frac{\sin \beta \cos \Phi}{\sin(\beta + \Phi)}$$

$$\Omega^* = \Omega \sqrt{\frac{\sin \beta}{\sin(\beta + \Phi)}}$$

$$\xi^* = \frac{\xi}{\cos \Phi}$$

$$T_d'^* = \frac{\sigma^*}{\sigma} T_d'$$

avec

$$\operatorname{tg} \beta = \frac{X d}{Z}$$

### Application numérique

Envisageons le cas d'une ligne dont les constantes spécifiques ont pour valeur

$$l = 1,30 \frac{\text{mH}}{\text{km}}$$

$$c = 0,0085 \frac{\mu\text{F}}{\text{km}}$$

Il en résulte

$$Z = \sqrt{\frac{l}{c}} = 391,1 \Omega$$

$$\Phi = s\omega \sqrt{lc} = s \cdot 1,0472 \cdot 10^{-3} \text{ rad (s en km)}$$

Quant à l'angle  $\beta$ , il varie entre environ  $30^\circ$  (très grande machine) et environ  $90^\circ$  (très petite machine). Nous avons représenté sur la fig. 13, la variation de  $\frac{\Omega^{*2}}{\Omega^2}$  et de  $\sigma^*$  en fonction de la longueur de la ligne, pour 3 valeurs de l'angle  $\beta$  pris comme paramètre ( $30^\circ$ ,  $60^\circ$  et  $90^\circ$ ). Nous voyons que pour une valeur moyenne  $\beta = 60^\circ$  et une longueur de ligne de 400 à 600 km telle qu'elle peut pratiquement se présenter, la ligne a pour influence de diminuer la valeur du coefficient de fuite apparente  $\sigma^*$  et d'augmenter la valeur  $\Omega^*$  de la pulsation propre du compensateur.

définie par les relations (10) et (16). Seule la fonction de transfert de la machine  $f_1$  varie avec la longueur de la ligne. Il faut y introduire les constantes modifiées définies plus haut.

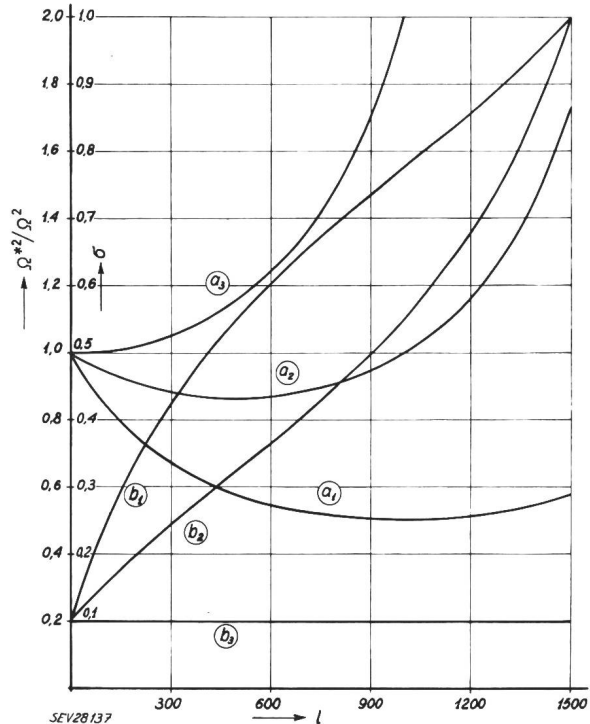
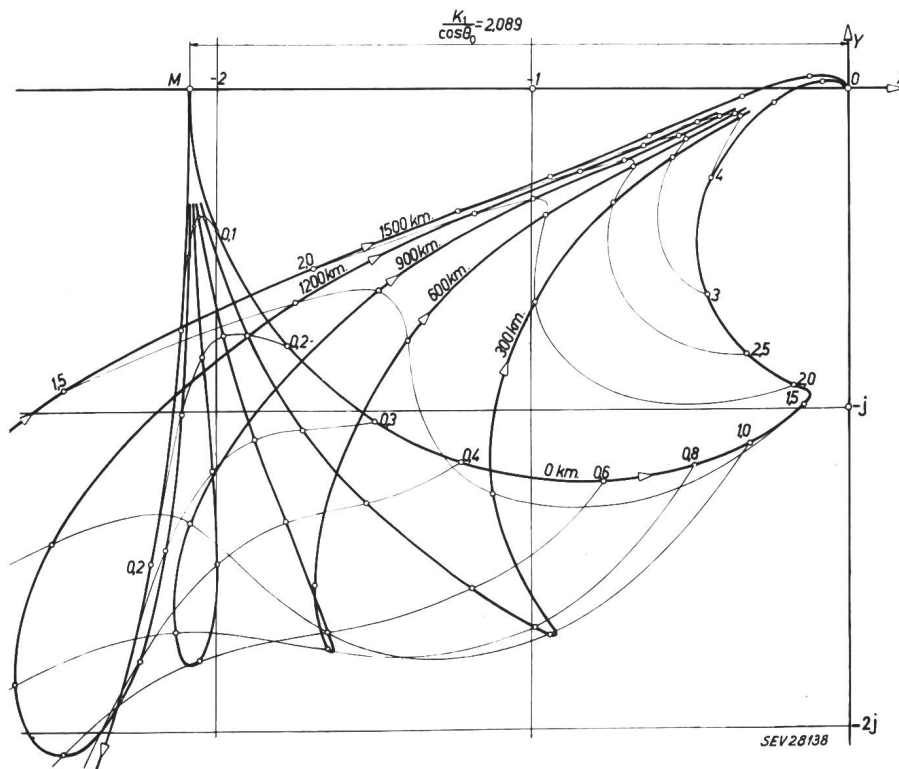


Fig. 13

Pulsation propre  $\Omega^{*2}/\Omega^2$  et coefficient de fuite modifiés  $\sigma$  en fonction de la longueur  $l$  de la ligne

Courbe ( $a_1$ ):  $\Omega^{*2}/\Omega^2$  pour  $\beta = 30^\circ$ ; Courbe ( $b_1$ ):  $\sigma^*$  pour  $\beta = 30^\circ$ ;  
 Courbe ( $a_2$ ):  $\Omega^{*2}/\Omega^2$  pour  $\beta = 60^\circ$ ; Courbe ( $b_2$ ):  $\sigma^*$  pour  $\beta = 60^\circ$ ;  
 Courbe ( $a_3$ ):  $\Omega^{*2}/\Omega^2$  pour  $\beta = 90^\circ$ ; Courbe ( $b_3$ ):  $\sigma^*$  pour  $\beta = 90^\circ$



La fig. 14 représente les courbes de réponse harmonique qui ont été calculées au moyen du calculateur électronique de l'EPUL pour différentes longueurs de ligne et pour  $\theta = -140^\circ$  et les mêmes valeurs numériques que celles de la courbe  $c$  de la fig. 11. On voit que la ligne a pour conséquence de dé-

Fig. 14

Examen de la stabilité au moyen du critère de Nyquist lorsqu'on tient compte de l'influence de la ligne d'accouplement du compensateur au réseau

Lieux figuratifs de la réponse harmonique du système, pour  $\theta_0 = -140^\circ$ , avec comme paramètre la longueur de ligne

$\Omega = 1,57 \text{ l/s}$ ;  $\xi = 1$ ;  $k_1 = 1,6$ ;  
 $k_2 = 0,6 \text{ s}$ ;  $\tau_1 = \tau_2 = 0,1 \text{ s}$

La variable sur les courbes est la pulsation  $\omega$

Il est intéressant d'étudier l'influence de la longueur de la ligne sur la courbe de réponse harmonique du système. Nous devons donc recalculer en fonction de  $p = j\omega$  la fonction  $G(p) = f_1 \cdot f_2$

caler en arrière le point de rebroussement de la courbe qui se transforme en une boucle. La courbe se rapproche du point  $(-1, j0)$ . La ligne a donc pour influence de diminuer la stabilité du système.

## 6. Conclusion

L'étude théorique et expérimentale a montré que la stabilisation d'un compensateur synchrone absorbant de l'énergie réactive pouvait être obtenue pour un régime de fonctionnement quelconque au moyen de l'asservissement d'un couple auxiliaire à l'angle polaire. En particulier, il est possible d'obtenir une marche stable lorsque l'angle polaire est égal à  $180^\circ$ , ce que ne permet pas de réaliser un mode de stabilisation agissant sur l'excitation seulement. Cette valeur de référence est d'ailleurs idéale dans ce mode de réglage, car alors un écart de tension ne provoque plus d'écart de la roue polaire.

Pour étudier l'efficacité du système de réglage, nous avons utilisé le critère de *Nyquist* généralisé, tenant compte du fait que la machine à régler est instable par elle-même. Tout d'abord, nous avons supposé que le compensateur était couplé directement à un réseau, infiniment puissant, puisqu'il l'était par l'intermédiaire d'une ligne dont nous avons mis l'influence en évidence.

Les essais effectués en automne 1957 aux Ateliers de Sécheron ont montré que le mode de stabilisation proposé permettait d'obtenir une marche stable pour n'importe quelle valeur de l'angle polaire de référence. Lorsque cet angle de référence est égal à  $180^\circ$ , et que les constantes du régulateur sont bien choisies, la puissance mécanique nécessaire au réglage est bien inférieure aux pertes mécaniques du groupe.

Avec le mode de stabilisation proposé, il est possible de faire absorber à une machine synchrone une puissance réactive égale à sa puissance nominale; cela représente par rapport à cette dernière, une

augmentation de 20% environ pour une machine à pôles saillants et de 50% environ pour une machine à pôles noyés. Dans ce dernier cas la solution pourrait trouver une application avantageuse lorsqu'on se propose d'utiliser des turbo-alternateurs comme compensateurs synchrones.

Du point de vue théorique, la méthode peut être utilisée pour toute étude où doit être mise en évidence l'influence du couple mécanique sur l'angle polaire d'une machine synchrone.

## Bibliographie

- [1] Lavanchy, Ch.: Réglage des compensateurs synchrones en contre-excitation, solution nouvelle. Conférence internationale des Grands Réseaux électriques à haute tension (CIGRE), 14<sup>e</sup> session(1952), t. 3, rapp. 331.
- [2] Friedländer, E.: Système de contrôle pour l'amélioration de la stabilité des alternateurs sous faible excitation. Conférence internationale des Grands Réseaux électriques à haute tension (CIGRE), 14<sup>e</sup> session(1952), t. 3, rapp. 321.
- [3] Del Pedro, M., A. Wavre et M. Cuénod: Stabilisation artificielle d'un compensateur synchrone par l'asservissement d'un couple moteur à son angle polaire. Conférence internationale des Grands Réseaux électriques à haute tension (CIGRE), 17<sup>e</sup> session(1958), t. 2, rapp. 128.
- [4] Willems, P.: Effet du contrôle à asservissement de la turbine d'un groupe sur la stabilité de son alternateur. Rev. E t. 1(1954), n° 4, p. 75..88.
- [5] Frey, W.: Sur une généralisation des critères de stabilité de Nyquist et de Leonhard. Rev. Brown Boveri t. 33(1946), n° 3, p. 59...65.
- [6] Frey, W.: La stabilisation, par réglage rapide de l'excitation, des alternateurs synchrones destinés à la transmission de l'énergie à grande distance. Rev. Brown Boveri t. 33(1946), n° 11, p. 335...347.
- [7] Frey, W.: Die Stabilitätsprobleme des Parallelbetriebes. Diss. ETH. Zürich: Truninger 1956.
- [8] Laible, Th.: Die Theorie der Synchronmaschine im nicht-stationären Betrieb mit Anwendungsbeispielen und unter Berücksichtigung der modernen amerikanischen Literatur. Berlin: Springer 1952.

## Adresses des auteurs:

M. M. Cuénod, Société Générale pour l'Industrie, 12, rue Diday, Genève.  
MM. Del Pedro et A. Wavre, S. A. des Ateliers de Sécheron, Genève.

## Elektrostatische Voltmeter für hohe Spannungen

Von H. R. Flatt, Zürich

621.317.725.082.72

*Es werden die konstruktiven Forderungen bei elektrostatischen Hochspannungsvoltmetern kurz beleuchtet. Anschliessend folgt die theoretische Ableitung und der Vergleich zwischen den mechanisch und elektrisch auf das Meßsystem wirksamen Kräften. Die theoretische Ableitung der günstigsten Elektrodenform gibt die Grundlage für die praktische Berechnung, Messresultate, Daten ausgeführter Instrumente und abschliessende Betrachtungen über die Eichmethoden bechiessen die Arbeit.*

*Les données de construction des voltmètres électrostatiques pour haute tension sont brièvement expliquées. On présente ensuite les fondements théoriques et la comparaison des forces électriques et mécaniques agissant sur le système de mesure. La détermination théorique de la meilleure forme d'électrode conditionne la construction de l'appareil. Des résultats de mesure, des données, et enfin des considérations sur les méthodes d'étalonnage complètent cet article.*

### 1. Allgemeine Betrachtungen und Zweck der Untersuchungen

Mit elektrostatischen Messinstrumenten können Spannungen praktisch leistungslos gemessen werden. Als Mass für die Messgrösse werden die in einer Kondensator-Anordnung zwischen den Elektroden auftretenden elektrostatischen Feldkräfte verwendet. Da diese Anziehungskräfte sehr klein sind, muss das elektrostatische Meßsystem ausserordentlich empfindlich gebaut sein. Dadurch ist das System auch gegen Störeinflüsse, wie z. B. thermische Luftströmungen, Schallwellen, mechanische Erschütterungen usw., anfälliger. Um diese Fehlerquellen auszuschalten, ist die Messanordnung möglichst allseitig gegen die Umgebung abzuschliessen. Bei statischen Niederspannungs-Instrumenten bietet die Erfüllung dieser konstruktiven Forderung weiter keine Schwierigkeiten, und man kann mit solchen Messanordnungen die Genauigkeit von Präzisionsinstrumenten erreichen. Anders liegt das Problem bei Hochspannungsvoltmetern. Die grossen auftretenden Feldstärken müssen durch entsprechende Formgebung der Messelektroden möglichst von der Umhüllung ferngehalten werden, um elektrostatische Aufladungen des Gehäuses und damit eine Beeinflussung des elektrostatischen Messfeldes zu vermeiden. Andererseits soll die Messfeldstärke möglichst gross sein, um die mechanischen Dimensionen der Anordnung in praktisch realisierbaren Grenzen zu halten und gleichzeitig eine verhältnismässig grosse Kraftkomponente in der Auslenkrichtung des Messflügels zu erhalten. Bei zweckmässigem Entwurf des Instrumentes und Berücksichtigung aller oben erwähnter Forderungen ist es auch mit statischen Hochspan-

nungen die Genauigkeit von Präzisionsinstrumenten erreichen. Anders liegt das Problem bei Hochspannungsvoltmetern. Die grossen auftretenden Feldstärken müssen durch entsprechende Formgebung der Messelektroden möglichst von der Umhüllung ferngehalten werden, um elektrostatische Aufladungen des Gehäuses und damit eine Beeinflussung des elektrostatischen Messfeldes zu vermeiden. Andererseits soll die Messfeldstärke möglichst gross sein, um die mechanischen Dimensionen der Anordnung in praktisch realisierbaren Grenzen zu halten und gleichzeitig eine verhältnismässig grosse Kraftkomponente in der Auslenkrichtung des Messflügels zu erhalten. Bei zweckmässigem Entwurf des Instrumentes und Berücksichtigung aller oben erwähnter Forderungen ist es auch mit statischen Hochspan-