



Théorie et réalisation d'un système d'asservissement en phase d'oscillateurs klystron-reflex

J.-L. Laffon, K. Techima

► To cite this version:

J.-L. Laffon, K. Techima. Théorie et réalisation d'un système d'asservissement en phase d'oscillateurs klystron-reflex. *Revue de Physique Appliquée*, 1967, 2 (2), pp.121-127. 10.1051/rphysap:0196700202012100 . jpa-00242772

HAL Id: jpa-00242772

<https://hal.science/jpa-00242772>

Submitted on 4 Feb 2008

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

THÉORIE ET RÉALISATION D'UN SYSTÈME D'ASSERVISSEMENT EN PHASE D'OSCILLATEURS KLYSTRON-REFLEX

Par J.-L. LAFFON et K. TECHIMA,

Laboratoire de Résonance Magnétique, Centre d'Études Nucléaires de Grenoble.

Résumé. — Nous décrivons un système de contrôle automatique de phase pour klystron-reflex dans un spectromètre de résonance paramagnétique électronique. Les différents éléments sont analysés théoriquement et les performances sont évaluées.

Abstract. — We describe a system for automatically controlling the phase of the reflex klystron in a electron spin resonance spectrometer. The various elements are analysed theoretically and their experimental performance is described.

1. **Introduction.** — Depuis environ dix ans, la réalisation de circuits d'asservissement en phase d'oscillateurs klystron-reflex est devenue courante dans diverses applications [1] à [4]. Cet article présente les résultats de l'étude d'un contrôle automatique de phase (CAP) destiné à un spectromètre superhétérodyne de résonance paramagnétique électronique (RPE). Une analyse linéaire du système permet de déterminer les spécifications des paramètres pour les performances désirées ; les problèmes de capture en phase et de plage de synchronisation sont traités d'une façon accessible aux lecteurs ayant des notions de théorie linéaire des systèmes asservis.

Différents types de CAP ont été étudiés [5] à [7] pour des fréquences VHF, notamment pour la réception de télévision en couleurs [8] à [13]. Il s'agit dans ce cas (fig. 1) de circuits à contre-réaction dont la boucle contient une non-linéarité au niveau du discriminateur de phase et un réseau passif de correction (filtre).

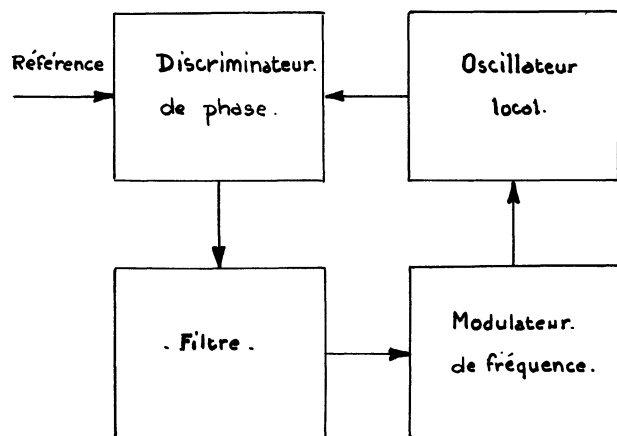


FIG. 1.

2. **Théorie.** — LE SYSTÈME ÉTUDIÉ. — Le circuit réalisé est celui de la figure 2 où les différents paramètres sont :

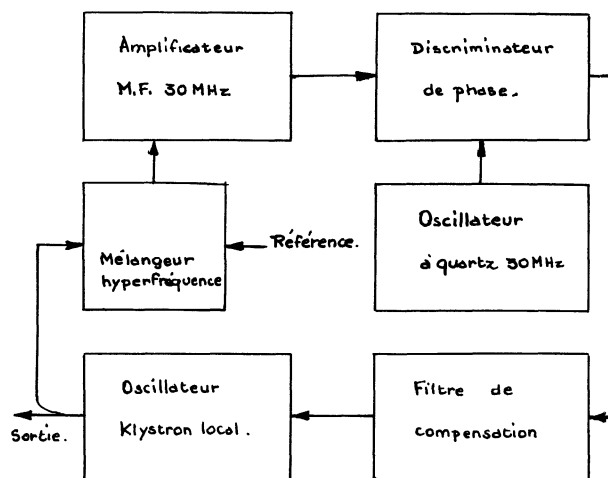


FIG. 2.

E_r : amplitude de l'onde de référence, de fréquence f_r et de phase φ_r ;

E_l : amplitude de l'onde locale, de fréquence f_l et de phase φ_l ;

m : efficacité du mélangeur et k_1 , efficacité de modulation en fréquence du réflecteur du klystron local en Hz/V. Si l'on suppose que $E_r \ll E_l$, l'amplitude de l'onde à la sortie du mélangeur $E_m = mE_r$, dans le cas contraire $E_m = mE_l$

$$\varphi_m = \varphi_r - \varphi_l. \quad (1)$$

DIAGRAMME DE TRANSFERT. — Nous déterminons les caractéristiques des éléments composants, et nous

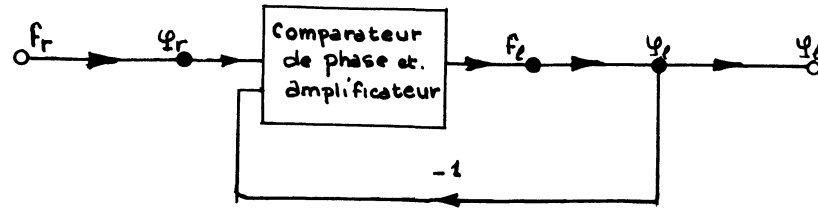


FIG. 3.

construisons le diagramme de transfert (fig. 3), sans préciser les transmittances (relation entre variables).

Dans le « comparateur de phase » sont incluses les transmittances de la chaîne mélangeur + amplificateur + discriminateur + filtre. La relation entre fréquence et phase d'une onde est :

$$f = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\varphi}{dt}$$

$$f(p) = \frac{1}{2\pi} p\varphi(p)$$

ou $\varphi(p) = \frac{2\pi}{p} f(p)$ ou $f \xrightarrow{2\pi/p} \varphi$. (2)

DISCRIMINATEUR DE PHASE. — Le circuit choisi est celui décrit par Dorr [14] dont le schéma est indiqué figure 4 ⁽¹⁾.

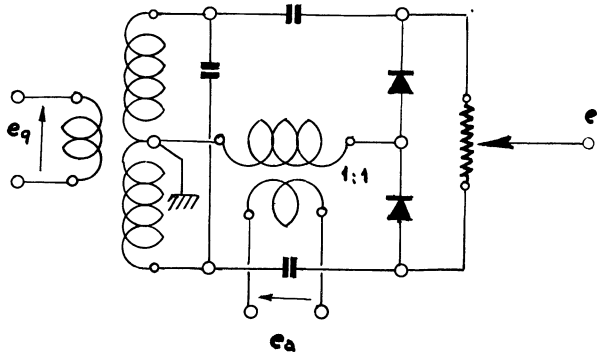


FIG. 4.

Le fonctionnement du discriminateur devient simple à analyser si on remplace les secondaires des transformateurs par des générateurs de tension idéaux (fig. 5).

Avec $R_1 = R_2$, e_d sera la valeur moyenne entre les tensions aux points A et B :

$$\begin{aligned} e_d &= \frac{1}{2} (e_q + |E_a + E_q| - e_q - |E_a - E_q|) \\ &= \frac{1}{2} (|E_a + E_q| - |E_a - E_q|). \end{aligned} \quad (3)$$

⁽¹⁾ Dans le circuit original de Dorr [14], les entrées sont inversées, mais l'analyse reste valable.

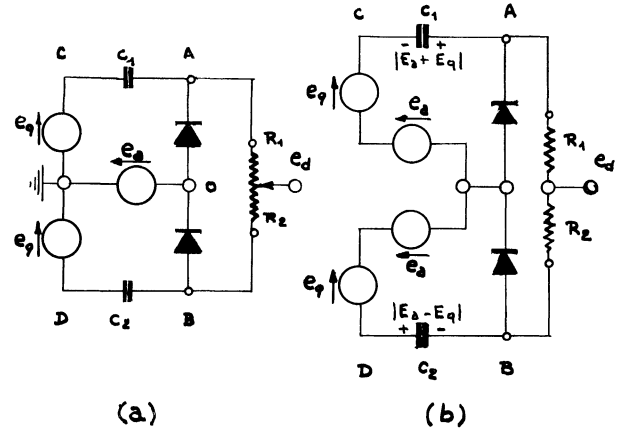


FIG. 5.

D'après le diagramme vectoriel de la figure 6, on peut voir que lorsque $|E_q| \gg |E_a|$, la fonction

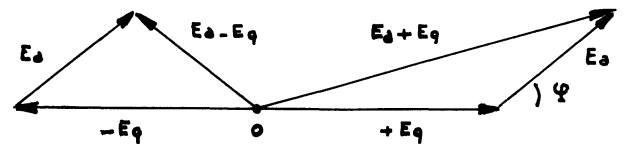


FIG. 6.

$e_d(\varphi)$ en statique (pour des variations lentes de φ) est de la forme :

$$e_d = k_d \cdot E_a \sin \left(\varphi + \frac{\pi}{2} \right). \quad (4)$$

Normalement, le discriminateur fonctionne dans la région linéaire de la courbe de transfert, et le « gain » à basse fréquence a la valeur de la pente statique ($k_d E_a$) : il diminue lorsque la fréquence croît.

Dans cette région, le discriminateur présente des retards de phase, puisqu'il joue le rôle d'un circuit-échantillonneur suivi d'un « cramponneur ». La fréquence d'échantillonnage est la moyenne fréquence, et la fonction escalier de sortie est représentée figure 7.

La réponse harmonique de phase est linéaire et de la forme $\varphi_d = -\pi\omega/\omega_0$, la réponse harmonique de

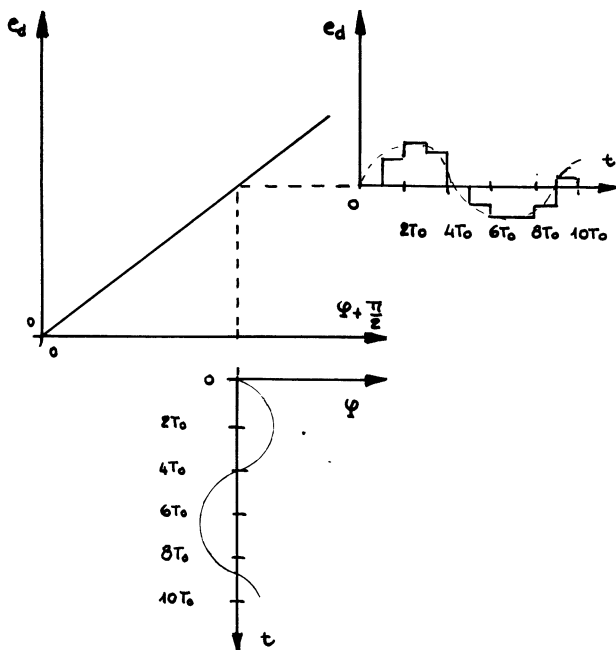


FIG. 7. — $T_0 = \frac{2\pi}{\omega_0} = \frac{1}{f_0}$ = période de la M.F.

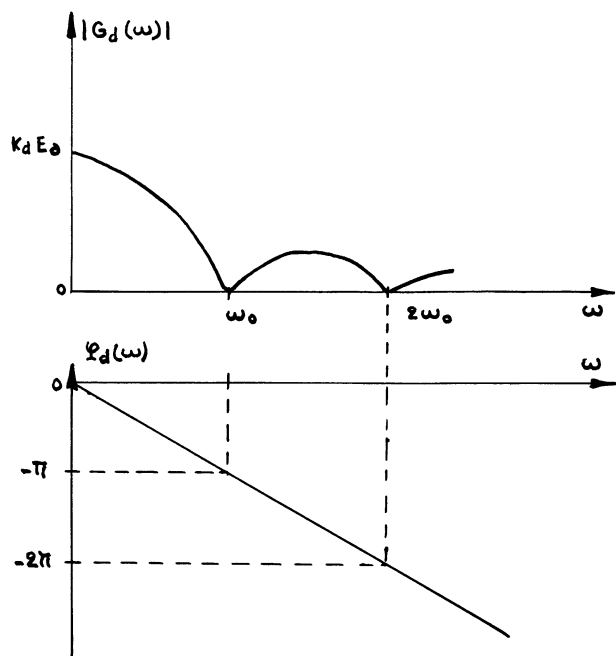


FIG. 8.

« gain » varie peu avec la fréquence (fig. 8) pour $\omega \ll \omega_0$ et $E_a \ll E_q$ [15].

Si $Rc \simeq 10 T_0$, cette analyse est valable pour $\omega \simeq \frac{1}{5} \omega_0$.

Le « gain » G_d du discriminateur étant le rapport

entre e_d et l'amplitude de la modulation sinusoïdale de phase φ à l'entrée, on peut jouer sur le « gain » en faisant varier le signal E_a à la sortie de l'amplificateur M.F.

AMPLIFICATEUR DE MOYENNE FRÉQUENCE (M.F.). — Nous adopterons, pour faciliter l'analyse, une courbe de réponse harmonique de l'amplificateur M.F. symétrique centrée sur ω_0 (fréquence du quartz) et plate au sommet (fig. 9).

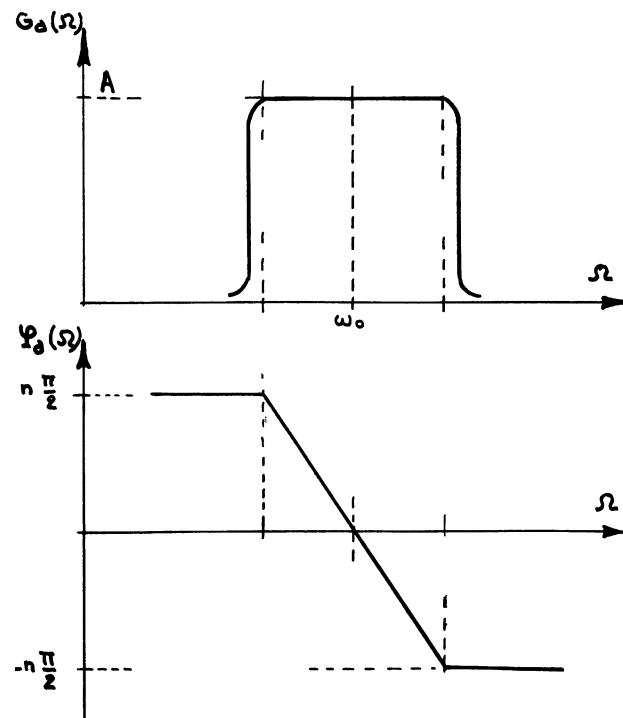


FIG. 9. — n = nombre de circuits résonnants.

La réponse harmonique, ici, est la réponse aux variations de phase. On introduit à l'entrée de l'amplificateur une onde de phase variable sinusoïdale et on mesure à la sortie l'amplitude et le déphasage par rapport à l'entrée.

Soit e_m la tension à l'entrée et e_a la tension de sortie de l'amplificateur, modulées en phase. On peut écrire :

$$e_m = E_m \cos [\omega_0 t + \varphi_m(t)] \quad (5)$$

et

$$e_a = E_a \cos [\omega_0 t + \theta_0 + \varphi_a(t)]. \quad (6)$$

Pour $\varphi_m(t) = \Delta\varphi_m \cos \omega t$ (modulation harmonique de phase), on aura : $\varphi_a(t) = \Delta\varphi_a \cos (\omega t + \rho)$. On veut déterminer :

$$G_a(j\omega) = \left[\frac{\Delta\varphi_a}{\Delta\varphi_m}(\omega) \mid \rho(\omega) \right]. \quad (7)$$

Pour une faible modulation de phase ($\Delta\varphi_m < 0,2$ rd), on peut décomposer e_m en trois ondes [16] (fig. 10).

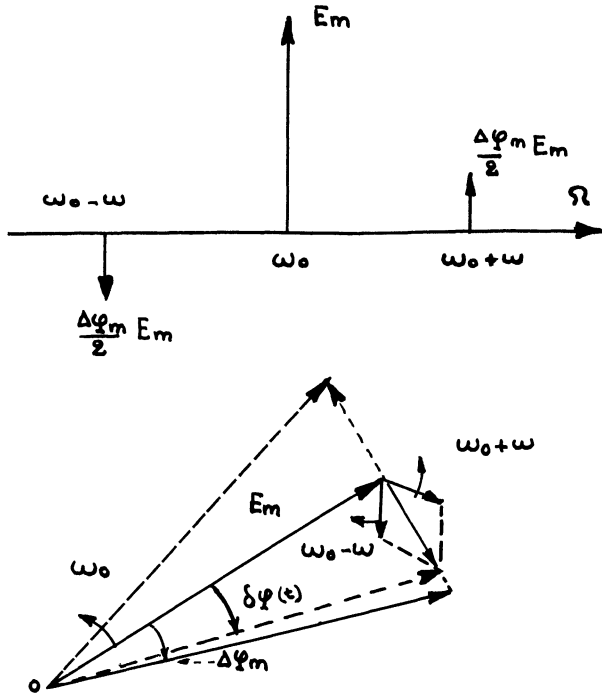


FIG. 10.

Après recombinaison de l'onde à la sortie de l'amplificateur, on peut vérifier que la réponse harmonique en phase est :

$$|G_a(j\omega)| = \left| \frac{\Delta\varphi_a(\omega)}{\Delta\varphi_m} \right| = \frac{1}{A} |G_a(\omega_0 + \omega)| \quad (8)$$

et

$$|G_a(j\omega)| = \rho(\omega) = \varphi_a(\omega_0 + \omega). \quad (9)$$

FILTRE. — La fonction de transfert $F(p)$ du filtre sera choisie d'après les conclusions de l'analyse en vue d'optimiser la stabilité et la bande passante :

$$F(p) = \frac{E_f(p)}{E_d(p)} \quad (10)$$

où $e_f(t)$ = tension à la sortie du filtre,
 $e_d(t)$ = tension à la sortie du discriminateur (à l'entrée du filtre).

En général, le filtre est du type passe-bas avec $\lim_{\omega \rightarrow 0} |F(j\omega)| = 1$.

ANALYSE HARMONIQUE DU SYSTÈME LINÉARISÉ. — Nous pouvons représenter, figure 12, le diagramme de transfert complet du système, avec les transmittances, dans le cas où le discriminateur a été linéarisé.

Les réponses harmoniques de G_d et G_a sont respectivement représentées figures 8 et 11. $F(p)$ sera déterminé, $2\pi/p$ est une intégration introduite par la relation phase-fréquence. Le rapport entre les variations de phase de l'onde locale et de l'onde de référence est donné par la fonction de transfert en boucle fermée :

$$\frac{\varphi_l(p)}{\varphi_r(p)} = \frac{\frac{2\pi}{p} G_a \cdot G_d \cdot F \cdot k_l}{1 + \frac{2\pi}{p} G_a \cdot G_d \cdot F \cdot k_l} = \frac{G}{1 + G} \quad (11)$$

avec :

$$G = \frac{2\pi}{p} \cdot G_a \cdot G_d \cdot F \cdot k_l. \quad (12)$$

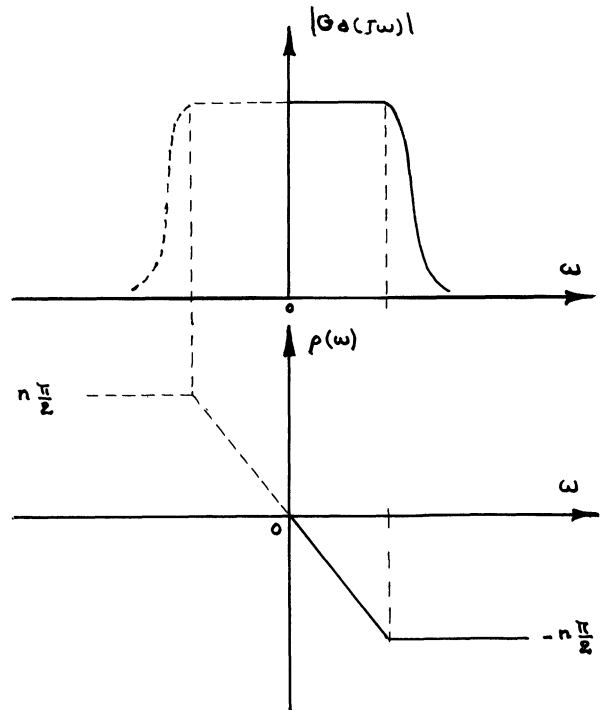


FIG. 11.

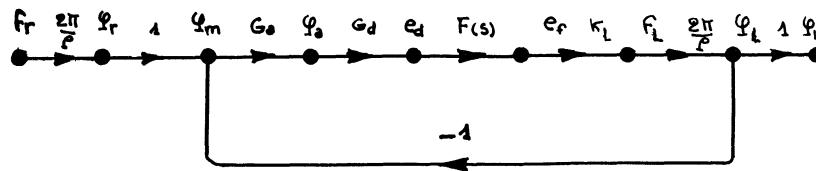


FIG. 12.

FACTEUR DE STABILISATION. — Le facteur de stabilisation S est :

$$S = \frac{\varphi_r}{\varphi_r - \varphi_l} = \frac{1}{1 - \frac{\varphi_l}{\varphi_r}} = 1 + G. \quad (13)$$

Pour de très basses fréquences :

$$\begin{aligned} G_a &= 1 \\ G_d &= k_d \cdot E_a \\ F &= 1 \end{aligned}$$

d'où, en statique, grâce à la présence d'une intégration dans G :

$$\frac{\varphi_l}{\varphi_r} = \lim_{p \rightarrow 0} \frac{2\pi k_d \cdot k_l \cdot E_a}{p + 2\pi k_d k_l E_a} = 1. \quad (11 a)$$

Pour des variations très lentes de φ_r , φ_l suit exactement φ_r . Le fonctionnement dynamique du système peut être étudié à partir de la réponse harmonique de G . L'expression (11 a) montre que E_a apparaît comme un paramètre et non comme une variable. Dans des conditions normales, E_a ne varie pas si l'amplitude de l'onde de référence E_r reste fixe puisque, par (2) :

$$E_a = A \cdot E_m = A \cdot m \cdot E_r. \quad (14)$$

On joue sur le gain total de la boucle, en contrôlant le gain A de l'amplificateur de fréquence moyenne.

SANS FILTRE. — La réponse harmonique en boucle ouverte *sans filtre* est :

$$G(j\omega) = 2\pi \frac{k_l}{j\omega} G_a(j\omega) G_d(j\omega). \quad (15)$$

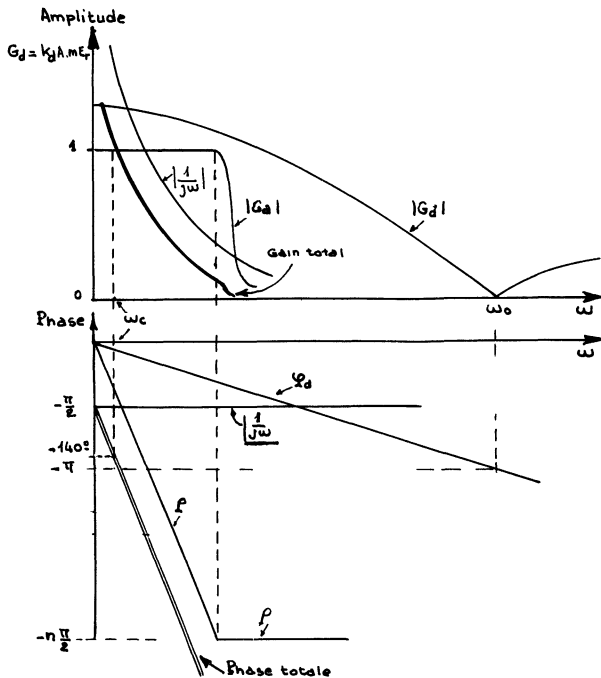


FIG. 13.

Elle contient un facteur constant $2\pi \cdot k_l$, une intégration ($1/j\omega$) et la superposition des courbes de G_d et G_a (fig. 8 et 11). Voir figure 13.

Dans la courbe de gain, le terme d'intégration est prédominant jusqu'au point de coupure de l'amplificateur. Pour des fréquences très basses par rapport à ω_0 , l'influence de G_d sur la variation de gain est négligeable.

La courbe de phase présente un terme constant de -90° dû à l'intégration et une partie variable due à la courbe de phase ρ de l'amplificateur.

BANDE PASSANTE EN BOUCLE FERMÉE. — La bande passante en boucle fermée est à peu près égale à la fréquence de coupure en boucle ouverte. Dans le cas sans filtre, la fréquence de coupure est limitée, par les conditions de stabilité, à la valeur où la courbe de réponse harmonique de phase s'approche de -180° . En général, on prend comme marge de phase environ 40° pour que le système soit suffisamment amorti. Sur la figure 13, ce point est indiqué par ω_0 .

On peut calculer la valeur approchée de ω_0 . Si on néglige les variations de $|G_d|$ et de $|G_a|$ pour les basses fréquences, $G_d = k_d \cdot A \cdot m \cdot E_r = \text{cte}$ et $G_a = 1$, le gain global devient :

$$|G| = \frac{2\pi}{\omega} k_d \cdot A \cdot m \cdot E_r \cdot k_l. \quad (16)$$

La fréquence de coupure ($|G| = 1$) est donc :

$$\omega_0 = 2\pi k_d k_l A m E_r. \quad (17)$$

ou

$$f_0 = k_d k_l A m E_r. \quad (18)$$

On peut voir, dans l'exemple de la figure 13, qu'il est inutile d'avoir un amplificateur M.F. à bande très large si la phase tourne trop vite. C'est notamment le cas où l'amplificateur est calculé avec un gain excessif. On peut résoudre le problème avec un amplificateur M.F. de faible gain en ajoutant un amplificateur de courant continu à large bande après le discriminateur.

AVEC FILTRE. — Cependant, dans les cas où il s'agit de réduire le bruit aux hautes fréquences plutôt que de chercher un système à réponse rapide, on peut utiliser un filtre du type « lag » ou de compensation intégrale [17].

On doit choisir le zéro (ω_2) et le pôle (ω_1) du circuit « lag » de façon à ce qu'ils se trouvent suffisamment loin de la fréquence de coupure antérieure ω_0 , pour éviter des retards de phase dangereux dans la région de la nouvelle fréquence de coupure ω'_0 .

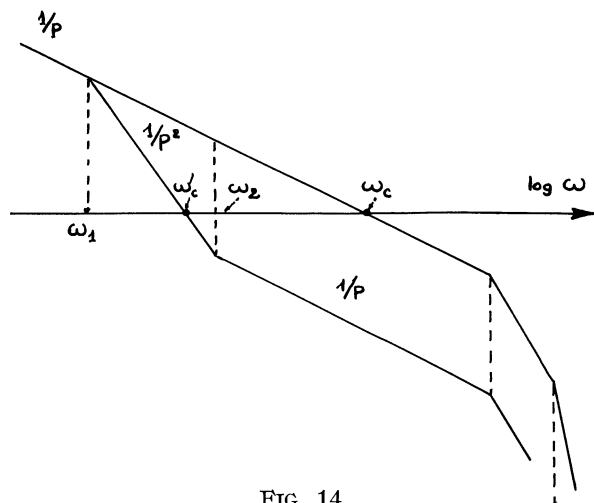


FIG. 14.

Dans le cas de la figure 14, la bande passante en boucle fermée a été réduite à la valeur ω'_c sans modifier ni le gain en boucle ouverte ni la stabilisation de phase pour des basses fréquences. On peut aussi, avec un circuit « lag », simultanément réduire la bande passante et augmenter le gain basse fréquence, ou encore simplement augmenter le gain basse fréquence sans réduire la bande passante (fig. 15).

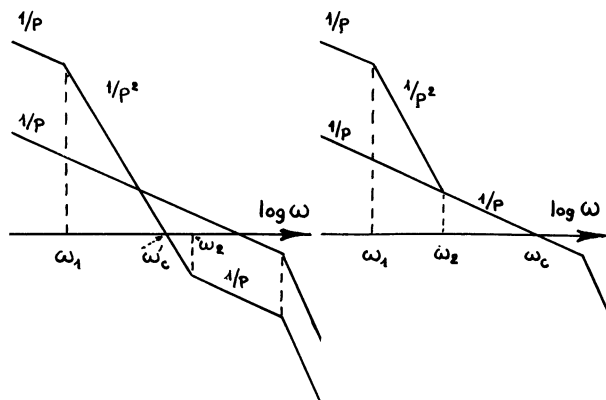


FIG. 15.

PLAGE DE FONCTIONNEMENT. — Une fois accroché, le système peut être décroché si :

- 1) Les variations lentes de fréquence de l'onde de référence sont trop grandes pour que le discriminateur fournisse la tension de correction nécessaire à cause de la non-linéarité.
- 2) Les variations de fréquence (ou de phase) de l'onde de référence sont trop rapides pour la bande passante disponible.

Le premier cas définit la *plage de synchronisation* du système. On appelle ainsi la plage des fréquences de l'onde de référence dans laquelle le système *reste* accroché. Dans notre cas, elle est de

$$(2 \cdot k_1 \cdot k_d \cdot E_a) = (2 \cdot k_1 \cdot k_d \cdot A \cdot m \cdot E_r)$$

et correspond à la variation maximum de fréquence que le discriminateur est capable de produire au klystron local quand on parcourt la courbe de discrimination de crête-à-crête.

Le deuxième cas définit la *plage de capture*. Lorsque le système est initialement décroché, on peut l'accrocher (le capturer) en faisant tendre la fréquence de référence vers la fréquence de fonctionnement normal. La fréquence f_m de l'onde à la sortie du mélangeur tend vers la fréquence f_0 du quartz, et à la sortie du discriminateur la tension varie à la fréquence $f_m - f_0$, puisque le déphasage entre les ondes introduites au discriminateur varie à la « vitesse » de $2\pi(f_m - f_0)$. Dans ces conditions, pour que la boucle soit capable de « capturer », il faut que la fréquence de l'onde à la sortie du discriminateur $|f_m - f_0|$ soit inférieure à la fréquence de coupure du système f_c (ou f'_c dans le cas avec filtre). Donc, pour que la capture se produise, il faut que la fréquence de référence se trouve à $\pm \omega_c$ de la fréquence de fonctionnement normal. La largeur de la plage de capture est $2\omega_c$ (ou $2\omega'_c$).

Dans le cas sans filtre, la plage d'accrochage est à peu près égale à la plage de capture, car, d'après l'expression (18) : $2f_0 \cong 2 \cdot k_d \cdot k_1 \cdot A \cdot m \cdot E_r$.

Dans le cas avec filtre, la plage de capture est plus petite que la plage de synchronisation.

3. Vérification expérimentale. — La réalisation a été faite dans le but d'obtenir une bande passante supérieure à 100 kHz. L'amplificateur moyenne fréquence 30 MHz est le modèle EV 3002 de fabrication RHG, avec une bande passante de 2 MHz et 6 circuits accordés (fig. 16).

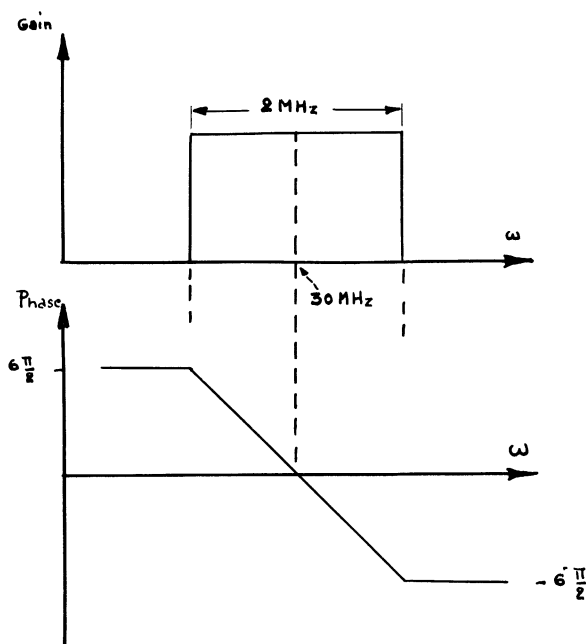


FIG. 16.

La pente de la courbe de phase sera de l'ordre de : de référence de l'ordre de 500 kHz, au rythme de 50 Hz, soit une fluctuation de phase de

$$\frac{6\pi}{2} / \text{MHz} \quad \text{ou} \quad 540^\circ / 10^6 \text{ Hz.} \quad 5 \times 10^5 / 50 \text{ rd} = 10^4 \text{ rd}$$

Si l'on néglige l'influence du discriminateur, pour le cas sans filtre, la fréquence de coupure pour une marge de phase de -30° sera :

$$\frac{540^\circ}{10^6 \text{ Hz}} \cong \frac{60^\circ}{f_0} \quad f_0 \cong 110 \text{ kHz.}$$

La réponse harmonique en boucle fermée a été déterminée expérimentalement, nous avons trouvé une fréquence de coupure de 200 kHz. Pour cet essai, l'onde de référence a été modulée en fréquence et nous avons mesuré les variations correspondantes de tension sur le réflecteur du klystron local.

Un circuit « lag » avec $f_1 = 100 \text{ c/s}$ et $f_2 = 1\,000 \text{ c/s}$ a été ajouté au système pour augmenter le gain en basse fréquence. La mesure de la tension de sortie du discriminateur aux limites de la plage de synchronisation a permis de tracer la caractéristique statique.

Les deux points limites de la plage de synchronisation correspondent aux déphasages de $-\pi/2$ et $+\pi/2$. La lecture des fluctuations à la sortie du discriminateur a fourni, à travers la courbe du discriminateur, la valeur des fluctuations de phase entre les deux klystrons. Pour une fluctuation de la fréquence

l'erreur de phase mesurée à la sortie est de

$$2^\circ = 0,035 \text{ rd.}$$

A 50 Hz, le facteur de stabilisation de phase est de l'ordre de 3×10^5 .

Conclusion. — Dans les systèmes de CAP, le facteur de stabilisation est déterminé, comme dans tous les systèmes de régulation à contre-réaction, par le gain total de la boucle : $S = 1 + G$. Étant donné que G contient une intégration, la valeur du gain est conditionnée par le facteur de stabilisation en fonction de la fréquence, la bande passante détermine le choix de l'amplificateur de moyenne fréquence et les paramètres du filtre. Pour les systèmes à large bande, l'amplificateur doit introduire le minimum de rotation de phase possible.

Remerciements. — Nous remercions M. Servoz-Gavin pour l'appui et l'attention constants qu'il nous a témoignés. Nous remercions aussi M. Jacques Reynaud qui a effectué la vérification expérimentale.

Manuscrit reçu le 9 janvier 1967.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] BENJAMINSON (A.), « Phase-locked microwave oscillator systems », *The Microwave Journal*, 1964, 65-69.
- [2] BERSHTEIN (I. L.) et SIBIRYAKOV (V. L.), « Phase stabilization of microwave oscillators », *Radio-tekhnika i Elektronika*, 1957, 2, 7, 944.
- [3] BLORE (W. E.), ROBILLARD (P. E.), PRIMICH (R. I.), « 35 and 70 Gc phase-locked CW Balanced-Bridge Model Measurement Radars », *The Microwave Journal*, 1964, 61-65.
- [4] PETER (M.) et STRANDBERG (M. W. P.), « Phase stabilization of microwave oscillators », *Proc. IRE*, 1955, 869-873.
- [5] HOLTON (W. C.) et BLUM (H.), « Paramagnetic resonance of F-Centers in Alkali Halides », *Phys. Rev.*, 1962, 125, 1, 89-103.
- [6] JUNG (W.) et NOWELL (G. S.), « Spin-1 Centers in neutron-irradiated Silicon », *Phys. Rev.*, 1963, 132, 2, 648-662.
- [7] ZIMMERER (R. W.), « Precision Zeeman Modulation microwave spectrometer », *Rev. Sci. Instr.*, 1960, 31, 2, 106-111.
- [8] GEORGE (T. S.), « Analysis of synchronizing systems for dot-interlaced color television », *Proc. IRE*, 1951, 39, 124-131.
- [9] GRUEN (W. J.), « Theory of AFC synchronization », *Proc. IRE*, 1953, 1043-1048.
- [10] PRESTON (G. W.) et TELLIER (J. C.), « The lock-in performance of an AFC Circuit », *Proc. IRE*, 1953, 41, 249-251.
- [11] LAY (R.), « Synchronisation en phase d'un oscillateur. Application à un pilote à variation continue à haute stabilité », *Ann. Radio-Électr.*, 1958, 212-223.
- [12] REY (T. J.), « Automatic phase control : theory and design », *Proc. IRE*, 1961, 48, 10, 1760-1771.
- [13] MCALDER (H. T.), « A New Look at the phase-locked oscillator », *Proc. IRE*, 1959, 1137-1143.
- [14] DORR (R.), « Design and construction of high-frequency phase-sensitive detectors », Rept UCRL-5016, Instruments, 1957.
- [15] RAGAZZINI et FRANKLIN, « Sampled data control systems », McGraw-Hill, 1958, 35-36.
- [16] ITR, « Reference Data for Radio Engineers, 4th ed., 533.
- [17] LANGILL (Jr.), « Automatic control system engineering », vol. II, chap. 14, Prentice Hall, 1965.