

Générateurs sinusoïdaux : FONCTIONNEMENT ET ST.

Un générateur de signaux sinusoïdaux est, par définition, un appareil qui, à partir d'une source d'énergie (pile ou alimentation secteur), délivre un signal de forme sinusoïdale aussi dénué que possible d'harmoniques.

Les valeurs de l'amplitude et de la fréquence du signal doivent être ajustables au gré de l'utilisateur mais doivent rester constantes en dehors de l'intervention de l'opérateur.

Généralités

Considérons un pendule ou une association inductance-capacité. Une fois mis en mouvement (mécanique ou électrique) de tels ensembles sont le siège d'oscillations sinusoïdales.

Abandonné à lui-même, un tel système voit l'amplitude de ces oscillations diminuer suivant une loi exponentielle, jusqu'à leur extinction complète. La cause de cette dégradation réside dans la présence des pertes inévitables (frottements-pertes par effet Joule).

Mais si, par un dispositif extérieur, nous apportons de l'énergie au système afin de compenser les pertes et, ceci, en synchronisme avec ses oscillations propres, celles-ci pourront se poursuivre aussi longtemps que durera l'apport de cette énergie compensatrice. Nous nous trouvons en présence d'un générateur d'oscillations sinusoïdales.

Une autre manière de voir le problème est la suivante :

Considérons le montage représenté sur la figure 1. Quand le commutateur est dans la position 1, l'amplificateur M est alimenté par un générateur qui fournit un signal d'amplitude e_e et de pulsation ω_0 . A travers le circuit N, la tension de sortie E de l'amplificateur est dirigée vers la borne 2 du commutateur. Dans ces conditions, la tension e_s à la sortie du circuit N est égale à :

$$1) e_s = e_e \cdot A \cdot \beta,$$

avec A désignant le gain en tension de l'amplificateur M, et β le coefficient de transmission du circuit N. Dans le cas général A et β sont des grandeurs complexes.

Par un choix convenable des caractéristiques de M et de N, nous pouvons obtenir que les tensions e_e et e_s soient égales entre elles en module et en phase. Ceci est possible si l'on satisfait à la relation :

$$2) A \cdot \beta = 1 + j \cdot 0;$$

nous avons donc une double condition à remplir :

a) le gain global en tension le long de la chaîne amplificateur \rightarrow circuit N \rightarrow doit être égal à l'unité, à la pulsation ω_0 considérée

b) la somme des déphasages produits par l'amplificateur et par le circuit N doit, à cette même pulsation, être égale à $2 k\pi$.

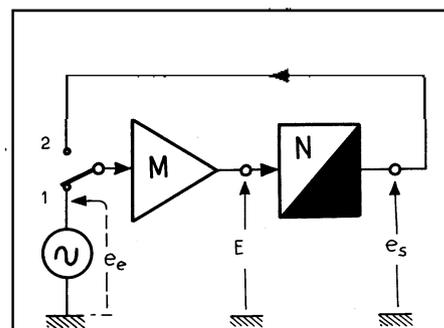


Fig. 1 : Ensemble amplificateur M, source de pilotage et circuit de retour N.

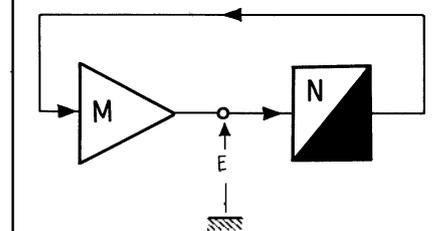


Fig. 2 : Montage en boucles des éléments de la figure 1.

ILITÉ

Imaginons maintenant que le commutateur placé à l'entrée de l'amplificateur soit susceptible de changer de position en un temps nul. Après la commutation, nous obtenons le schéma de la figure 2.

«Vu» par l'amplificateur, aucun changement, en dehors de sa provenance, ne s'est produit en ce qui concerne le signal à son entrée, ni en module ni en phase.

La relation 2), connue sous le nom de « critère de Barkhausen », continue d'être satisfaite et le système continue à fonctionner comme auparavant. Il est devenu « autogénérateur » ou « oscillateur », délivrant un signal E de pulsation ω_0 désirée. L'énergie nécessaire est puisée dans une source d'alimentation non représentée sur le schéma.

Bien entendu, dans la réalité, la commutation décrite plus haut n'existe pas et des dispositions sont prises pour que le système puisse « démarrer » tout seul sans l'aide d'un quelconque générateur extérieur, ni commutateur.

Fonctionnement

Regardons maintenant plus en détail le fonctionnement des principaux éléments du système.

Un amplificateur, surtout sous la forme d'ampli-OP, est en général un appareil à grande bande passante, c'est-à-dire que dans un large spectre de fréquences, il fournit un gain constant sous réserve de comporter une alimentation stabilisée.

Par ailleurs, si la charge sur laquelle il travaille est purement résistive, ou si le module de l'impédance de la charge, dans le cas où celle-ci est complexe, est grand par rapport à la

résistance interne de sortie de l'amplificateur, celui-ci introduit un déphasage de pratiquement $k\pi$, k représentant le nombre d'étages d'amplification.

Examinons maintenant le rôle du circuit N par l'intermédiaire duquel la tension de sortie de l'amplificateur est renvoyée sur son entrée.

Pour que la condition de Barkhausen soit satisfaite et que les oscillations puissent se produire, ce circuit doit introduire un déphasage voisin de 0 ou π selon que le nombre d'étages de l'amplificateur est pair ou impair. Mais ce déphasage doit varier en fonction de la fréquence de manière que la phase désirée soit obtenue uniquement pour la valeur voulue de ω_0 .

Ce circuit doit donc obligatoirement comporter des éléments réactifs (L, C ou les deux). Il apparaît ainsi comme un élément sélectif contrôlant la pulsation des oscillations produites et il est évident que la stabilité de la valeur de ω_0 va dépendre surtout des caractéristiques du circuit N.

La valeur de la pulsation, pour laquelle le circuit N produit le déphasage désiré, dépend de la valeur de ses éléments constitutifs et nous établirons plus loin, dans les exemples traités, les expressions mathématiques traduisant cette dépendance. Il est évident qu'en premier lieu il faut assurer à ces éléments constitutifs une indépendance aussi complète que possible de variations des conditions ambiantes (température, humidité, etc.) dans lesquelles le circuit se trouve. Mais ces précautions ne sont pas les seules à observer.

En effet, la boucle totale, représentée sur la figure 2, comporte, outre le circuit N, l'amplificateur M ainsi que les branchements aller et retour entre ces éléments.

Mais, dans la réalité physique, il faut encore envisager l'existence d'autres éléments non directement visibles sur le montage, tels que : les couplages parasites à travers les circuits d'alimentation, par capacités mutuelles entre les connexions, etc.

Soit $\varphi_\beta + \varphi_p = 2k\pi$.

Toute modification intempestive d'un quelconque élément en dehors de N peut provoquer une modification de φ_p . Le « critère de Barkhausen » ne peut alors être satisfait que si φ_β varie d'autant, mais en sens contraire. Or ceci n'est possible que si ω varie. L'oscillateur continuera donc de fonctionner mais sur une pulsation différente de celle désirée ; nous constaterons une dérive en fréquence et on aura :

$$4) \omega = \omega_0 + \Delta \omega.$$

Les grandeurs ω et φ_β étant liées entre elles par l'intermédiaire des caractéristiques du circuit N, il est clair que si φ_β varie très rapidement en fonction de ω , la compensation des phases décrite plus loin sera obtenue pour une variation très faible de ω . Le système aura une bonne stabilité en fréquence.

Il est d'usage de caractériser la stabilité en fréquence par le coefficient S tel que :

$$5) S = \omega_0 \left(\frac{d\varphi_\beta}{d\omega} \right) \omega;$$

relation dans laquelle $(d\varphi_\beta/d\omega)\omega$ désigne la pente de la courbe phase-fréquence du circuit N au point ω_0 .

Si ce circuit est réalisé sous la forme d'un classique circuit à bobine-capacité, la relation phase-fréquence est donnée par l'expression bien connue :

$$6) \operatorname{tg} \varphi = \frac{L_\omega - \frac{1}{C_\omega}}{R},$$

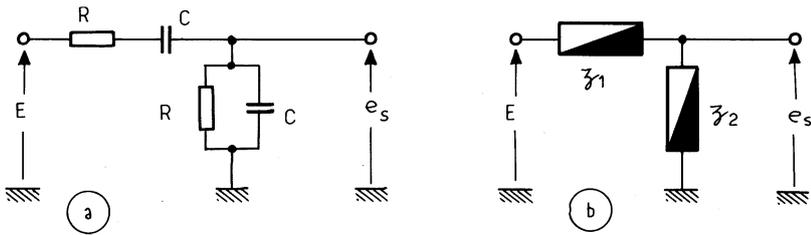


Fig. 3: Éléments constitutifs du circuit N.

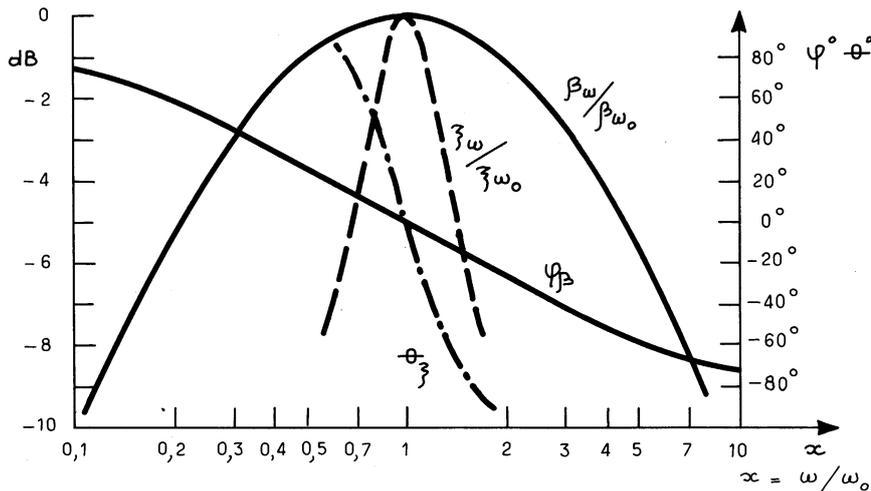


Fig. 4: Courbes d'atténuation et du déphasage du circuit N.

le déphasage passant par nul pour la valeur ω_0 telle que $LC\omega_0^2 = 1$. Au voisinage de ω_0 la valeur de la tangente étant faible, on peut la confondre avec son arc, d'où l'on tire :

$$d\varphi/d\omega = \frac{LC\omega^2 + 1}{RC\omega^2},$$

et pour $\omega = \omega_0$:

$$7) (d\varphi/d\omega)_{\omega_0} = \frac{2}{RC\omega_0^2} = 2Q \frac{1}{\omega_0},$$

de telle sorte que l'on a :

$$8) S = 2Q.$$

La stabilité en fréquence est ainsi directement liée à la valeur Q, coefficient de qualité du circuit M.

Lors de l'étude d'un oscillateur, on doit donc toujours évaluer le coefficient de qualité du circuit définissant la fréquence des oscillations.

Quand il s'agit de produire des signaux sinusoïdaux dans la gamme des fréquences élevées, il est relativement facile de trouver des éléments L et C pour constituer des circuits de très bonne qualité.

Dans le domaine de fréquences basses, la solution LC est à rejeter car elle conduit à des éléments très encombrants, très onéreux et difficilement modifiables si l'on désire faire varier la fréquence du signal produit.

Des montages ont été élaborés qui permettent de produire des signaux même sur des fréquences très faible (fractions de hertz par seconde), en utilisant des éléments R et C et ceci avec une excellente stabilité en fréquence.

L'étude d'un exemple concret de réalisation d'un tel montage va illustrer ce qui vient d'être dit plus haut.

L'oscillateur de Wien

Considérons le montage connu sous le nom d'oscillateur de Wien. La chaîne de transmission sélective, circuit N, de ce montage est constituée par des résistances et capacités assemblées selon la figure 3 (a).

Désignons par z_1 et z_2 les impédances des éléments longitudinaux et

transversaux. On a :

$$z_1 = R_1 - j/C_1\omega = \frac{R_1C_1\omega - j}{C_1\omega} \text{ et,}$$

$$9) z_2 = \frac{R_2 \left(\frac{-j}{C_2\omega} \right)}{R_2 - \frac{j}{C_2\omega}} = \frac{-jR_2}{R_2C_2\omega - j}$$

Si l'impédance d'entrée de l'amplificateur est très élevée, la tension e_s de sortie du circuit N ne débite aucun courant et le coefficient de transmission de cet ensemble s'écrit

$$10) \beta = \frac{e_s}{E} = \frac{z_2}{z_1 + z_2}$$

En portant dans cette expression les valeurs de z_1 et de z_2 , on obtient, après simplification et regroupement des termes :

$$11) \beta =$$

$$\frac{-j\omega R_2 C_1}{(R_1 R_2 C_1 C_2 \omega^2 - 1) - j\omega(R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_2 C_1)}$$

On remarque deux choses :

- a) si ω tend vers 0 ou vers ∞ , la valeur de β tend vers zéro.
- b) pour une valeur particulière $\omega = \omega_0$ telle que $R_1 C_1 R_2 C_2 \omega_0^2 = 1$, le coefficient β est réel et égal à :

$$12) \beta_{(\omega_0)} = \frac{R_2 C_1}{(R_1 C_2 + R_2 C_2 + R_2 C_1)}$$

Si pour simplifier, on choisit $R_1 = R_2 = R$ et $C_1 = C_2 = C$, les expressions s'écrivent :

$$13) RC\omega_0 = 1;$$

$$14) \beta_{(\omega_0)} = \frac{1}{3};$$

et pour une valeur quelconque de ω :

$$15) \beta = \frac{-j\omega RC}{(R^2 C^2 \omega^2 - 1) - j\omega 3RC} = \frac{1}{3}$$

$$\left[\frac{1}{1 + j/3 \left(\frac{R^2 C^2 \omega^2 - 1}{RC\omega} \right)} \right] = \frac{1}{3}$$

$$\left[\frac{1}{1 + j \frac{1}{3} \left(\frac{x^2 - 1}{x} \right)} \right],$$

$$\text{en posant } x = \frac{\omega}{\omega_0}$$

L'examen de ces expressions montre que le circuit de la figure 3 se comporte comme un classique circuit accordé LC. Il est caractérisé par une

pulsation « de résonance » ω_0 pour laquelle son coefficient de transmission est réel et maximal. Pour toutes les pulsations autres que ω_0 , le coefficient de transmission β est atténué par rapport à la valeur $\beta_{(\omega_0)}$ dans un rapport donné par le quotient des expressions 15) et 14).

La courbe donnant cette atténuation (exprimée en décibels) en fonction de x (en coordonnées logarithmiques) est donnée figure 4).

Le signal de sortie e_s du circuit qui, à la pulsation ω_0 est en phase avec le signal d'entrée E , se trouve déphasé, pour toute autre valeur de ω , d'un angle φ_β tel que :

$$16) \operatorname{tg} \varphi_\beta = \frac{-(R^2 C^2 \omega^2 - 1)}{3 RC \omega} = \frac{-(x^2 - 1)}{3x}$$

La courbe donnant l'évolution de φ_β en fonction de x est également représentée figure 4.

Il est commode pour juger de l'évolution de β de représenter ce coefficient en grandeur et en phase dans le plan complexe. Selon les expressions 15) et 16), le module de β s'écrit :

$$17) |\beta| = \frac{1}{3} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{(x^2 - 1)^2}{9x}}} = \frac{1}{3}$$

$$\frac{1}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_\beta}} = \frac{1}{3} \cos \varphi_\beta = \beta_{\omega_0} \cos \varphi_\beta$$

D'après cette dernière relation quand le vecteur β évolue en fonction de ω , son extrémité décrit un arc de cercle construit sur $\beta_{(\omega_0)}$ comme diamètre, ce qui est représenté sur la figure 5. Le cercle porte l'indication de positions de l'extrémité du vecteur β pour un certain nombre de valeurs caractéristiques de x .

Si l'on utilise le circuit RC décrit comme chaîne de liaison entre la sortie et l'entrée d'un amplificateur, on aboutit au schéma représenté figure 6.

Le critère de Barkhausen $A \cdot \beta = 1 + j \cdot 0$; implique que :

1) le déphasage du vecteur β étant nul à la pulsation ω_0 , l'amplificateur M doit comporter un nombre pair d'étages (tension de sortie déphasée de $2k\pi$ par rapport à la tension d'entrée)

2) le module de $\beta_{(\omega_0)}$ étant de $1/3$, le gain en tension de M doit être égal à

3 (~ 10 dB) ce qui est très facile à obtenir.

La construction de résistances ou des capacités, variables dans de grandes limites des valeurs, ne pose aucun problème; il est donc facile de construire un oscillateur RC couvrant une très large plage de fréquences.

Par ailleurs, ces composants existent avec des coefficients de température positifs et négatifs, ce qui permet de réaliser une très bonne compensation et de rendre la fréquence des signaux pratiquement indépendante des variations de la température ambiante.

Continuons l'examen des caractéristiques de ce montage.

Selon la figure 6, l'amplificateur M fournit de l'énergie au circuit N. Calculons l'impédance présentée par ce circuit à la pulsation ω_0 . Tous calculs faits et après simplification on trouve :

$$18) Z_{N(\omega_0)} = \frac{3}{2} R (1 - j)$$

Désignons par ρ la résistance interne de sortie de l'amplificateur; l'ensemble peut être assimilé à une source de courant débitant sur une charge Z_s constituée par p en parallèle avec $Z_{N(\omega_0)}$ voir figure 7. Cette impédance comporte une partie réactive non nulle, son angle de phase Θ_s peut être facilement calculé; on trouve :

$$\operatorname{tg} \Theta_s = \frac{-\rho}{(\rho + 3R)}$$

ou, en introduisant un paramètre auxiliaire :

$$p = \frac{R}{\rho}$$

$$19) \operatorname{tg} \Theta_s = \frac{-1}{(1 + 3p)}$$

Le courant I débité par l'amplificateur étant en phase avec le signal de com-

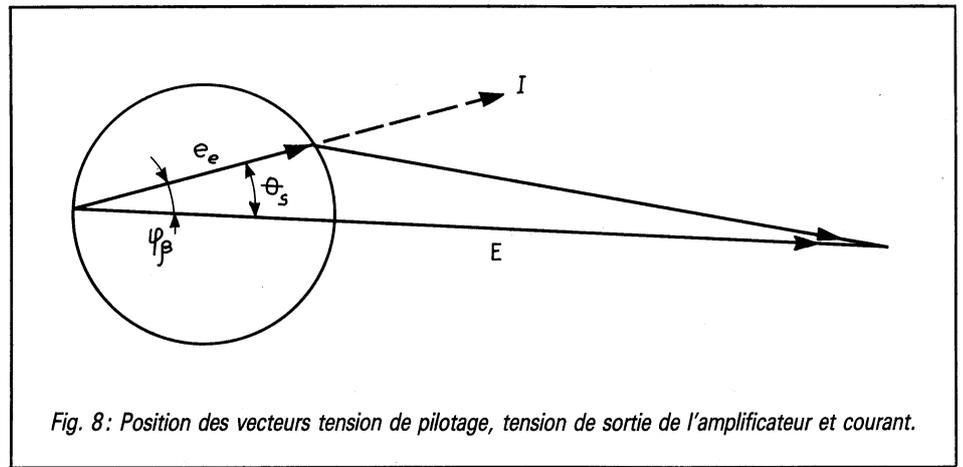


Fig. 8: Position des vecteurs tension de pilotage, tension de sortie de l'amplificateur et courant.

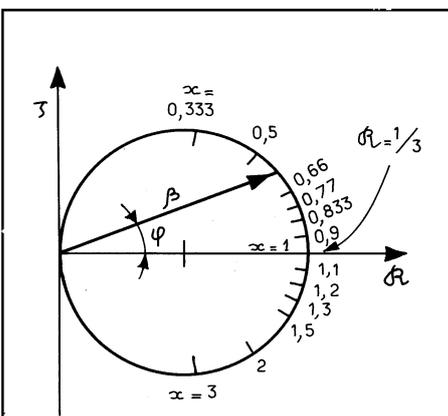


Fig. 5: Loi de variation du coefficient β en fonction de x .

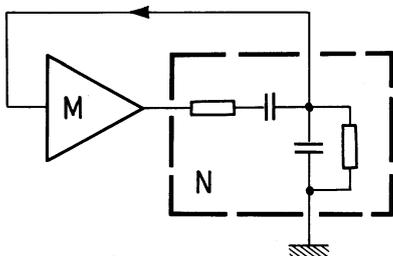


Fig. 6: Montage de base de l'oscillateur de Wien.

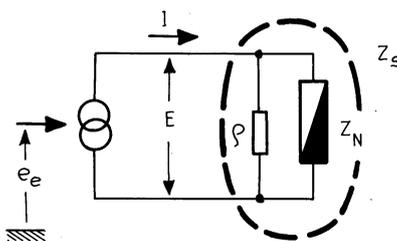


Fig. 7: Charge du circuit de sortie de l'amplificateur M.

mande e_e , il existe donc entre ce signal et la tension de sortie E aux bornes de Z_s un déphasage inévitable Θ_s avec une avance du signal e_e sur E . (fig. 8).

Pour que le critère de Barkhausen soit satisfait il faut donc que le circuit RC introduise à son tour un déphasage φ_β égal mais de signe contraire à Θ_s ; ce dernier angle étant négatif, le déphasage φ_β sera positif et la pulsation ω réelle de fonctionnement sera légèrement inférieure à celle ω_0 de résonance.

Entre les deux existe donc un écart relatif ϵ tel que :

$$\epsilon = \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} = (x - 1);$$

La figure 9 représente (en coordonnées log-log) les valeurs de ϵ et de φ_β en fonction du paramètre p .

Examinons maintenant le problème de la stabilité intrinsèque du montage.

La figure 4 (courbe de l'atténuation très aplatie, pente de la courbe de φ faible), nous suggère un comportement plutôt « mou » du circuit étudié. Evaluons le coefficient de stabilité en fréquence en calculant la pente de la courbe phare-fréquence.

D'après l'expression 16) et pour des faibles valeurs de φ (assimilation de la tangente à son arc) on trouve :

$$\left(\frac{d\varphi}{d\omega}\right) \approx \frac{-(R^2 C^2 \omega^2 + 1)}{3 RC \omega^2};$$

ce qui donne pour $\omega = \omega_0$:

$$20) \left(\frac{d\varphi}{d\omega}\right)_{\omega_0} = -\frac{2}{3} \frac{1}{\omega_0}.$$

En comparant avec l'expression 7), nous constatons que notre ensemble RC se comporte comme un circuit accordé LC dont le coefficient de qualité serait de seulement $\frac{1}{3}$; la sta-

bilité en fréquence du montage de la figure 6 sera donc très médiocre.

Modifions le montage en ajoutant aux impédances z_2 et z_2 de la figure 3 I, deux résistances R_p et R_g branchées selon le schéma de la figure 10. Nous formons ainsi un « pont » qui est alimenté entre les points P et Q par la tension E de sortie de l'amplificateur. Le signal de sortie du pont est prélevé entre les points X et Y.

Considérons V_{z_2} et VR_g comme étant les tensions aux bornes de z_2 et de R_g . Comme précédemment nous

avons $\beta = \frac{V_{z_2}}{E}$ et admettons que $\varphi =$

$$\frac{VR_g}{E}.$$

Le vecteur représentatif de φ est purement réel et sa valeur est égale à :

$$\varphi = \frac{R_g}{R_p + R_g}.$$

L'on suppose bien entendu qu'aucun courant n'est débité par le « pont » vers l'extérieur à partir des points X et Y.

Le signal de sortie est désigné par V_{xy} :

$$V_{xy} = V_{z_2} - V_{R_g},$$

et le coefficient de transmission du système sera défini comme :

$$21) \xi = \frac{V_{xy}}{E} = (\beta - \gamma).$$

Le diagramme vectoriel dans le plan complexe va nous permettre de nous rendre compte très facilement des nouvelles propriétés du circuit « en pont ».

Sur ce diagramme le vecteur γ est placé le long de l'axe horizontal réel. Si nous choisissons R_p et R_g pour avoir $\gamma < 1/3$, l'extrémité de son vecteur se place à l'intérieur du cercle sur son diamètre tel que c'est représenté sur la figure 11. Rien n'est changé en ce qui concerne β .

On voit immédiatement que si pour $\omega = \omega_0$ le vecteur s (différence entre β et γ) a un déphasage nul (tout comme β) pour toute autre valeur de ω différente de ω_0 , ce vecteur est caractérisé par un angle de phase $\Theta_{|\xi|}$ plus grand que φ_β .

Une légère modification de φ_β entraîne une modification nettement plus importante de $\Theta_{|\xi|}$ et ceci d'autant plus que l'extrémité du vecteur γ est plus proche de l'extrémité droite du diamètre du cercle. Effectuons maintenant les calculs correspondant.

D'après 15) nous avons :

$$\beta = \frac{1}{3} \frac{1}{\left[1 + j \frac{1}{3} \left(\frac{x^2 - 1}{X}\right)\right]}$$

$$\frac{1}{3 + j \left(\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}\right)}$$

Calculons la valeur de ξ :

$$22) \xi = \beta - \gamma =$$

$$\frac{\left[(1 - 3\gamma) - j \gamma \left(\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}\right) \right]}{\left[3 + j \left(\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}\right) \right]}$$

Le coefficient de transmission du « pont » est donc un vecteur dont le module est égal à :

$$23) |\xi| =$$

$$\sqrt{\frac{(1 - 3\gamma)^2 + \gamma^2 \left(\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}\right)^2}{9 + \left(\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}\right)^2}}$$

lequel possède un angle de phase $\Theta <$ tel que :

$$24) \text{fg } \Theta < =$$

$$\frac{\left(\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}\right)}{\left[\gamma \left(\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}\right)^2 - 3(1 - 3\gamma)\right]}$$

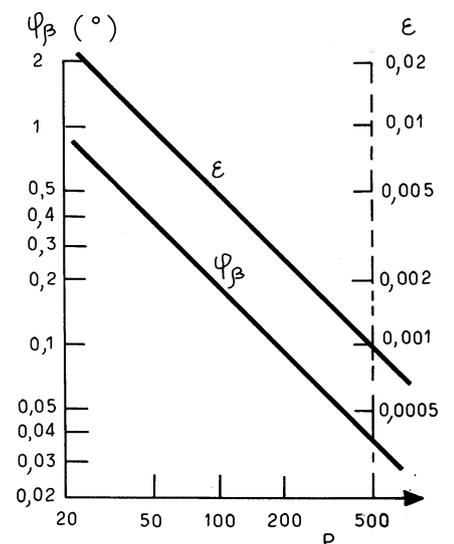


Fig. 9 : Variation du déphasage φ_β et de l'écart relatif en fréquence ϵ en fonction du paramètre p .

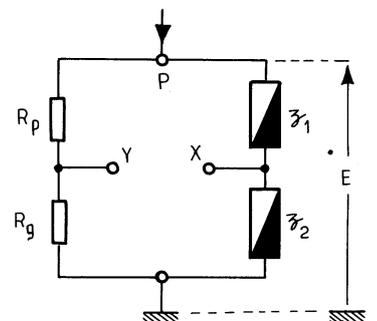


Fig. 10 : L'adjonction de résistances R_p et R_g transforme le montage primitif en pont.

$$= \frac{\left(\frac{x^2-1}{x}\right)}{\left[\gamma\left(\frac{x^2-1}{x}\right)^2 - 3(1-3\gamma)\right]}$$

Pour juger la stabilité en fréquence d'un oscillateur dans lequel le circuit en pont serait utilisé comme liaison entre la sortie et l'entrée de l'amplificateur, calculons la pente de la courbe phase fréquence.

Tous calculs (assez lents) faits, on trouve :

$$25) \frac{d\theta}{d\omega} < \frac{-(\omega^2 + \omega_0^2) \left[3(1-3\gamma) + \gamma \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2 \right]}{\omega_0 \omega^2 \left[\gamma \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) - 3(1-3\gamma) \right]^2}$$

Expression qui pour la valeur particulière $\omega = \omega_0$ se réduit à :

$$26) \left(\frac{d\theta}{d\omega} \right)_{\omega_0} = -\frac{2}{3} \frac{1}{\omega_0} \frac{1}{(1-3\gamma)}$$

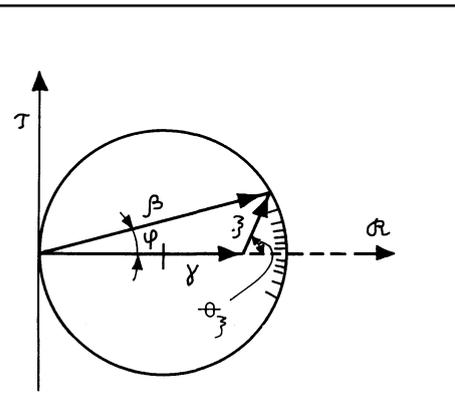


Fig. 11 : Positions relatives de différents vecteurs en jeu.

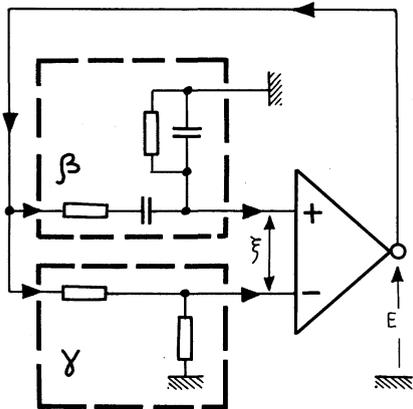


Fig. 12 : « Montage en pont » définitif d'un oscillateur R.C.

Le comportement du circuit en pont est donc analogue à celui d'un circuit accordé possédant un coefficient de qualité Q_p tel que :

$$27) Q_p = \frac{1}{3(1-3\gamma)}$$

En choisissant γ voisin de $1/3$, on peut obtenir un coefficient de qualité très élevé, d'où une excellente stabilité en fréquence.

A titre d'illustration, on trouvera sur la figure 4 la courbe de réponse en

fréquence d'un « pont » ainsi que celle de l'angle de phase (graphiques en pointillé) établies pour une valeur

de $\gamma = \frac{1}{3,5}$, ce qui correspond à un $Q_p = 2,3333...$

Du fait que la tension de sortie du pont apparaît comme une différence de potentiels entre deux points « chauds » X et Y, il est nécessaire d'utiliser un amplificateur à entrées différentielles ce qui nous conduit au schéma de la figure 12.

En ce qui concerne les amplitudes, la condition de Barkhausen nous conduit à la relation :

$$A / \angle = 1.$$

D'après 23), à la pulsation ω_0 , le module du coefficient de transmission prend la valeur :

$$28) | \angle | = \frac{(1-3\gamma)}{3}$$

Le gain que doit fournir l'amplificateur doit donc être égal à :

$$29) A = \frac{3}{(1-3\gamma)}$$

grandeur que nous pouvons également exprimer en fonction de la valeur du coefficient de qualité que nous désirons obtenir et qui s'écrit : 29 bis) $A = 9 Q_p$.

Stabilité en amplitude et démarrage spontané

Jusqu'à maintenant nous n'avons pas parlé de deux problèmes importants relatifs au fonctionnement d'un oscillateur.

Le premier concerne la *stabilité en amplitude*.

Supposons que l'oscillateur soit en marche. L'ensemble a été ajusté pour produire un signal de fréquence voulue avec un niveau de sortie E tel qu'en tous points de la chaîne d'amplification, les signaux ne dépassent pas les parties linéaires des caractéristiques correspondantes.

L'oscillation obtenue sera bien sinusoïdale car la condition de Barkhausen n'est satisfaite que pour une seule valeur de $\omega = \omega_0$, telle que nous ne dépassons nulle part le domaine linéaire (pas de création d'harmoniques par déformation du signal).

Admettons que sous l'influence de facteurs divers (alimentation, température, etc.) le gain de l'amplificateur ou les valeurs des résistances R_p et R_g se soient modifiés. Deux éventualités possibles se présentent :

a) le gain de l'amplificateur est devenu légèrement supérieur à celui strictement nécessaire (voir 29). Les amplitudes iront en croissant; très rapidement les oscillations dépasseront les parties linéaires; le signal de sortie sera écreté, déformé.

b) inversement, si le gain devient légèrement inférieur à celui nécessaire, les amplitudes iront en diminuant jusqu'au « décrochage » complet du système.

Ce problème a été résolu vers 1945 par Hewlett qui a suggéré de constituer la résistance R_g du pont par un élément thermosensible à coefficient positif.

En régime normal, sous l'influence du courant fourni par E et circulant dans R_p et R_g , cette dernière présente une valeur telle que le coefficient γ possède la valeur voulue correspondant au gain désiré de l'amplificateur.

Si par suite d'une dérive quelconque le gain dépasse la valeur nominale, l'amplitude va augmenter; donc augmentation de E et du courant circulant dans R_g entraînant une augmentation de sa valeur.

Ceci entraîne également une augmentation de γ (car $\frac{d\gamma}{dR_g} > 0$). Ce qui, d'après 29), correspond bien à un fonctionnement avec un gain plus élevé que celui prévu initialement.

Le système va se stabiliser avec un niveau de sortie légèrement plus élevé que la valeur nominale et, sous

Technique appliquée

réserve de non-dépassement des parties linéaires, le signal sera toujours bien sinusoïdal.

L'inverse est également vrai et une légère baisse du gain sera combattue par une légère diminution de R_g et par une légère baisse du niveau de sortie.

Le tout est évidemment accompagné par une légère modification du coefficient de qualité Q_p .

Un raisonnement analogue montre qu'une résistance R_g thermosensible compense également une dérive éventuelle de γ (par suite d'une modification de R_p p.ex.).

Le deuxième problème concerne le *démarrage spontané* du système. Or l'insertion dans le circuit d'une résistance thermosensible apporte également une solution.

En effet, à l'instant de la mise sous tension du montage, un « bruit » apparaît dans la chaîne d'amplification. Ce « bruit », très faible, couvre une très large étendue du spectre de fréquences et contient par conséquence une composante à la pulsation ω_0 .

Elle seule sera transmise vers l'entrée de l'amplificateur avec une phase convenable $2k\pi$ et sera amplifiée.

Or, en absence d'un signal de sortie E , la valeur de la résistance R_g est plus faible que la normale et le coefficient γ est également plus petit.

Le gain réel de l'amplificateur est donc plus grand que celui exigé par la relation (29) pour assuré un gain de boucle unité.

La composante spectrale à ω_0 du bruit sera donc renvoyée vers l'entrée de l'amplificateur avec une amplitude accrue.

D'où effet cumulatif et les oscillations s'établissent, plus ou moins rapidement, jusqu'à ce que le niveau normal soit atteint.

J.ZAKHEIM
Ingénieur E.S.E.

Toute l'Electronique présentera

En mai :
l'opto-électronique

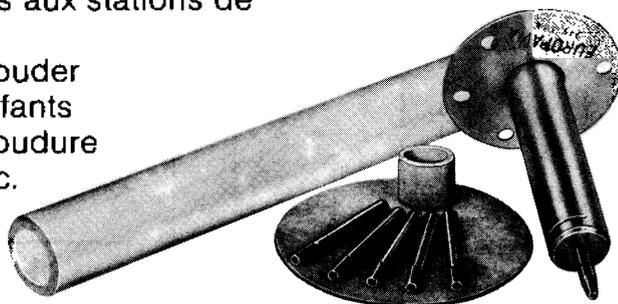
En juin-juillet :
Les transmissions de données

VOUS DESSOUDEZ... ...nous remplaçons vos pièces d'usure !

EUROPAVIA fabrique, en France, des pièces d'usure destinées aux stations de dessoudage :

- pannes à dessouder
- éléments chauffants
- réservoirs de soudure
- filtres, joints, etc.

Fiabilité assurée
Excellent rapport
qualité/prix



 **Europavia**
FRANCE

6-8, rue Ambroise Croizat • Z.I. des Glaises
91120 PALAISEAU • Tel. (6) 930.50.50
Télex Euravia 692 113 F