

Modulation d'amplitude (Extrait de Centrale MP 1998)

III.A.1)

On a : $v(t) = v_p(t) + K v_m(t) \times v_p(t)$ soit $v(t) = V_p \cos(\omega_p t) \times (1 + K V_m \cos(\omega_m t))$

Ainsi : $v(t) = V_p (1 + m \cos(\omega_m t)) \times \cos(\omega_p t)$ avec $m = K V_m$

III.A.2)

L'oscillogramme de gauche est réalisé en mode « normal », ou mode « balayage », tandis que celui de droite est réalisé en mode « XY », ou mode « Lissajous ».

Expression de l'indice de modulation :

Comme $\omega_p \gg \omega_m$, $\cos(\omega_p t)$ varie vite par rapport à la quantité $A(t) = V_m (1 + m \cos(\omega_m t))$ qui peut être considérée comme constante sur une durée de $T_p = 2\pi/\omega_p$ et donc interprétée comme l'amplitude locale de l'oscillation $\cos(\omega_p t)$. C'est l'essence même de la modulation d'amplitude !

Ainsi : V_1 est le minimum de $A(t)$ donc $V_1 = V_p (1 - m)$

et : V_2 est le maximum de $A(t)$ donc $V_2 = V_p (1 + m)$

D'où : $V_1/V_2 = (1 - m)/(1 + m)$ puis : $m = (V_2 - V_1)/(V_2 + V_1)$. AN : $m = 16/20 = 0,80$.

III.A.3)

En linéarisant, $v(t)$ peut s'écrire sous la forme :

$$v(t) = V_p \cos(\omega_p t) + \frac{m}{2} V_p \cos((\omega_p - \omega_m)t) + \frac{m}{2} V_p \cos((\omega_p + \omega_m)t)$$

Son spectre contient donc 3 fréquences : $\{f_p - f_m, f_p, f_p + f_m\}$

d'amplitudes respectives : $\left\{ \frac{m}{2} V_p, V_p, \frac{m}{2} V_p \right\}$.

La largeur du spectre est donc : $2f_m$.

III.A.4)

Puisqu'on admet que l'antenne équivaut à un résistor, dont on peut noter R_0 résistance, la puissance (sous-entendu moyenne) rayonnée s'apparente à une puissance Joule et s'écrit : $P = \langle v(t)^2 \rangle / R_0$.

* En l'absence de modulation : $v(t) = V_p \cos(\omega_p t)$

$$\text{d'où : } P_{(m=0)} = \frac{V_p^2}{2R_0} \quad \left(\langle \cos^2(\omega_p t) \rangle = 1/2 \right)$$

* Avec modulation : $v(t) = V_p \cos(\omega_p t) + \frac{m}{2} V_p \cos((\omega_p - \omega_m)t) + \frac{m}{2} V_p \cos((\omega_p + \omega_m)t)$

Ceci est un développement en série de Fourier pour lequel on peut utiliser l'identité de Parseval.

$$\text{Ainsi : } \langle v(t)^2 \rangle = \frac{1}{2} V_p^2 + \frac{1}{2} \left(\frac{m}{2} V_p \right)^2 + \frac{1}{2} \left(\frac{m}{2} V_p \right)^2 = \frac{1}{2} V_p^2 \left(1 + \frac{m^2}{2} \right)$$

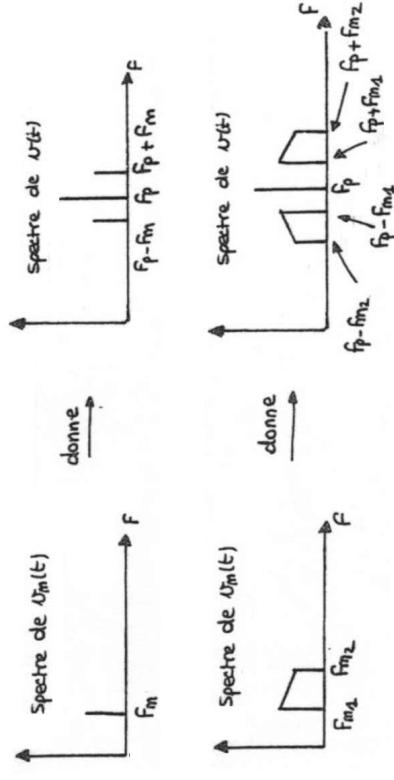
$$\text{d'où : } P_t = \frac{V_p^2}{2R_0} \left(1 + \frac{m^2}{2} \right) \quad \text{et donc : } P_t = P_{(m=0)} \left(1 + m^2/2 \right) \quad \text{AN : } P_t = 2,8 \cdot 10^3 \text{ kW}.$$

Rq : si on n'a pas pensé au théorème de Parseval, on peut facilement faire le calcul direct de $\langle v(t)^2 \rangle$ puisqu'il n'y a que 3 termes dans le DSF. La moyenne des termes croisés qui apparaissent est alors nulle car, rappelons-le :

$$\langle \cos(\Omega_1 t) \cos(\Omega_2 t) \rangle = \frac{1}{2} \left(\langle \cos((\Omega_1 - \Omega_2)t) \rangle + \langle \cos((\Omega_1 + \Omega_2)t) \rangle \right) = 0 \quad \text{si } \Omega_1 \neq \Omega_2$$

III.A.5)

D'après la question III.A.3), un signal modulant $v_m(t)$ parfaitement sinusoïdal à la fréquence f_m conduit à un signal modulé dont le spectre contient les 3 fréquences $\{f_p - f_m, f_p, f_p + f_m\}$. Pour un signal modulant dont le spectre est étendu entre deux fréquences f_{m1} et f_{m2} , on obtient donc par superposition un signal modulé dont le spectre est également étendu et occupe une plage de fréquences située entre $f_p - f_{m2}$ et $f_p + f_{m2}$, comme schématisé ci-dessous. La largeur de cette plage de fréquence est donc de $2f_{m2}$ et l'écart minimal entre 2 porteurs pour que les spectres de 2 signaux modulés, chacun sur une des porteurs, ne se recouvrent pas, est donc également $\Delta f_{\min} = 2f_{m2}$. AN : $\Delta f_{\min} = 9,0 \text{ kHz}$.

III.B.1)

Il s'agit d'une association R,L,C parallèle dont l'admittance vaut donc :

$$\underline{Y} = \frac{1}{R} + jC\omega + \frac{1}{jL\omega} = \frac{1}{R} \times \left(1 + j \left(RC\omega - \frac{R}{L\omega} \right) \right)$$

Or on sait que : $\frac{1}{LC} = \omega_p^2$ et $\frac{R}{L} = Q\omega_p$, donc : $\frac{R}{L\omega} = \frac{Q\omega_p}{\omega}$ et $RC\omega = \frac{R}{L} \times LC\omega = \omega = \frac{Q\omega}{\omega_p}$

Ainsi, il vient :

$$\underline{Z} = \frac{1}{\underline{Y}} = \frac{R}{1 + j \left(RC\omega - \frac{R}{L\omega} \right)} = \frac{R}{1 + jQ \left(\frac{\omega}{\omega_p} - \frac{\omega_p}{\omega} \right)}$$

Pour des pulsations ω telles que : $\Delta\omega = \omega - \omega_p \ll \omega_p$ on peut écrire : $\omega = \omega_p + \Delta\omega = \omega_p \left(1 + \frac{\Delta\omega}{\omega_p} \right)$ et effectuer un DL du dénominateur de l'expression de $\underline{Z}$ en $\Delta\omega/\omega_p$; on a alors :

$$1 + jQ \left(1 + \Delta\omega/\omega_p - \frac{1}{1 + \Delta\omega/\omega_p} \right) \approx 1 + jQ \left(1 + \Delta\omega/\omega_p - (1 - \Delta\omega/\omega_p) \right) = 1 + 2jQ \Delta\omega/\omega_p$$

soit : $\underline{Z} \approx \frac{R}{1 + 2jQ \Delta\omega/\omega_p}$ qui est bien l'expression demandée.

$\underline{Rq}$: on ne peut pas pousser le DL plus loin et écrire : $\underline{Z} \approx R(1 - 2jQ \Delta\omega/\omega_p)$ car on ne connaît pas la valeur de Q et $\Delta\omega/\omega_p \ll 1$ ne garantit donc pas que $Q \Delta\omega/\omega_p \ll 1$.

On en déduit :

$$\boxed{Z = |\underline{Z}| \approx \frac{R}{\sqrt{1 + 4Q^2 (\Delta\omega/\omega_p)^2}}} \quad \text{et} \quad \boxed{\varphi = \arg(\underline{Z}) \approx -\arctan(2Q \Delta\omega/\omega_p)}$$

III.B.2)

Supposons que le signal d'entrée de l'amplificateur soit une tension purement sinusoïdale de la forme : $v(t) = V \cos(\omega t)$; le courant délivré par l'amplificateur serait alors $i(t) = gV \cos(\omega t)$ et, ce courant alimentant le dipôle RLC parallèle d'impédance $\underline{Z}(\omega)$, la tension aux bornes de ce dipôle qui est aussi la tension de sortie de l'amplificateur serait de la forme :

$$v'(t) = g \times |\underline{Z}|(\omega) \times V \cos(\omega t + \arg(\underline{Z}(\omega)))$$

$$[\text{ car } \underline{v}(t) = \underline{Z} \times \underline{i}(t) = \underline{Z} \times g \underline{v}(t) \text{ en notations complexe }]$$

Or, le signal d'entrée est un signal modulé qui est la somme de trois termes sinusoïdaux :

$$v(t) = V_p \cos(\omega_p t) + \frac{m}{2} V_p \cos((\omega_p - \omega_m)t) + \frac{m}{2} V_p \cos((\omega_p + \omega_m)t)$$

Le signal de sortie s'obtient donc par le principe de superposition et il nous faut calculer $|\underline{Z}|$ et $\arg(\underline{Z})$ pour les trois pulsations $\{\omega_p - \omega_m, \omega_p, \omega_p + \omega_m\}$; utilisons les expressions et notations de la question III.B.1) et rassemblons les résultats dans un tableau :

Pulsation ω	Valeur de $\Delta\omega = \omega - \omega_p$	$ \underline{Z} (\omega)$	$\arg(\underline{Z}(\omega))$
$\omega_p - \omega_m$	$-\omega_m$	$\approx \frac{R}{\sqrt{1 + 4Q^2 (\omega_m/\omega_p)^2}}$	$\approx \arctan(2Q \omega_m/\omega_p)$
ω_p	0	R	0
$\omega_p + \omega_m$	ω_m	$\approx \frac{R}{\sqrt{1 + 4Q^2 (\omega_m/\omega_p)^2}}$	$\approx -\arctan(2Q \omega_m/\omega_p)$

(on a bien pour chaque valeur $\Delta\omega \ll \omega_p$)

Ainsi, en notant temporairement $Z = \frac{R}{\sqrt{1 + 4Q^2 (\omega_m/\omega_p)^2}}$ et $\varphi = \arctan(2Q \omega_m/\omega_p)$, il vient :

$$v'(t) = g \times \left\{ R \times V_p \cos(\omega_p t) + Z \times \frac{m}{2} V_p \times \left[\cos((\omega_p - \omega_m)t + \varphi) + \cos((\omega_p + \omega_m)t - \varphi) \right] \right\}$$

Afin d'obtenir la forme demandée, il faut écrire ¹ :

$$\cos((\omega_p - \omega_m)t + \varphi) + \cos((\omega_p + \omega_m)t - \varphi) = 2 \cos(\omega_p t) \cos(\omega_m t - \varphi)$$

Il vient : $v'(t) = g R V_p \cos(\omega_p t) \times \left\{ 1 + \frac{Z}{R} \times m \times \cos(\omega_m t - \varphi) \right\}$

$$\text{soit : } \boxed{v'(t) = g R V_p \cos(\omega_p t) \times \left\{ 1 + \frac{m}{\sqrt{1 + 4Q^2 (\omega_m/\omega_p)^2}} \times \cos(\omega_m t - \arctan(2Q \omega_m/\omega_p)) \right\}}$$

Il s'agit bien de la formule demandée avec :

$$\boxed{V'_p = g R V_p, \quad m' = \frac{m}{\sqrt{1 + 4Q^2 (\omega_m/\omega_p)^2}} \quad \text{et} \quad \varphi' = -\arctan(2Q \omega_m/\omega_p)}$$

Commentaires : la tension est bien amplifiée d'un facteur gR , ce qui était souhaité, mais cette amplification s'accompagne d'une modification de l'indice de modulation ($m' \neq m$) et d'un déphasage du signal modulant par rapport à la porteuse ($\varphi' \neq 0$).

III.B.3)

Dans le cas d'un signal modulant polychromatique, le signal $v'(t)$ est une image non déformée de $v(t)$ si la modification de l'indice de modulation et le déphasage introduits par l'amplification sont approximativement indépendants de ω_m dans toute la gamme $[\omega_m; \omega_{m2}]$.

C'est bien le cas si dans cette gamme $(\omega_m/\omega_p) \ll 1/2Q$ car alors : $\forall \omega_m \quad m' \approx m \quad \text{et} \quad \varphi' \approx 0$.

IV.A.1)

On constate que F_2 est un filtre RC suivi d'un montage « suiveur » ; la tension de sortie de F_2 coïncide donc avec la tension aux bornes de la résistance R et filtre RC est en sortie ouverte car la borne d'entrée E^+ de l'A.L.I. n'appelle pas de courant. On peut alors, en RPS, remarquer un diviseur de tension et obtenir :

$$\underline{H}_2(j\omega) = \frac{R}{R + 1/jC\omega} = \frac{j\omega/\omega_0}{1 + j\omega/\omega_0} \quad \text{avec} \quad \omega_0 = \frac{1}{RC}$$

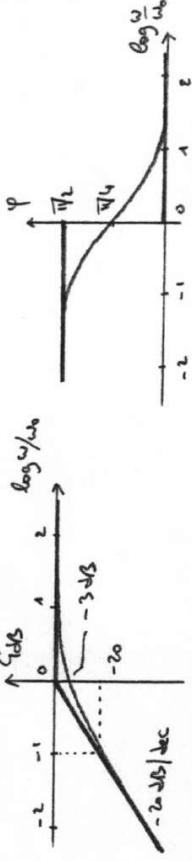
On reconnaît ainsi un filtre passe haut du 1^{er} ordre de gain en bande passante $\boxed{K_2 = 1}$ et de pulsation de coupure $\omega_c = \omega_0 = 1/RC$ (propriété des filtres d'ordre 1), i.e. de fréquence de coupure : $\boxed{f_c = 1/2\pi RC}$.

Pour obtenir $f_c = f_{mi}/10$ il faut donc choisir : $\boxed{R = 10/2\pi f_{mi} C = 53,1 \text{ k}\Omega}$.

¹ On utilise la formule bien connue : $\cos(p) + \cos(q) = 2 \cos\left(\frac{p+q}{2}\right) \cos\left(\frac{p-q}{2}\right)$.

Comme dit plus haut, le rôle de l'A.L.I. (monté en suiveur) est d'obtenir la tension aux bornes de la résistance R tout en maintenant le filtre RC en sortie ouverte afin de rendre sa transmittance indépendante de l'impédance du dipôle de charge.

Et voici les diagrammes de Bode :



IV.A.2)

Le montage comporte d'abord un multiplieur qui fournit en sortie le signal :

$$u(t) = k v_0(t) \times v''(t) \quad \text{soit} \quad u(t) = k V_0 V_p'' \cos^2(\omega_p t) \times (1 + m' \cos(\omega_m t))$$

Afin de connaître l'effet du filtre F_1 il nous faut linéariser cette expression :

$$\begin{aligned} u(t) &= k V_0 V_p'' \left(\frac{1 + \cos(2\omega_p t)}{2} \right) \times (1 + m' \cos(\omega_m t)) \\ &= \frac{k V_0 V_p''}{2} \left\{ 1 + \cos(2\omega_p t) + m' \cos(\omega_m t) + m' \cos(2\omega_p t) \times \cos(\omega_m t) \right\} \\ &= \frac{1}{2} \left(\cos((2\omega_p + \omega_m)t) + \cos((2\omega_p - \omega_m)t) \right) \end{aligned}$$

soit en reclassant les termes par fréquences croissantes :

$$u(t) = \frac{k V_0 V_p''}{2} \left\{ 1 + m' \cos(\omega_m t) + \frac{m'}{2} \cos((2\omega_p - \omega_m)t) + \cos(2\omega_p t) + \frac{m'}{2} \cos((2\omega_p + \omega_m)t) \right\}$$

Comme le filtre F_1 supprime toutes les composantes sinusoïdales de pulsations supérieures à ω_p , on obtient en sortie :

$$u'(t) = \frac{k V_0 V_p''}{2} \{ 1 + m' \cos(\omega_m t) \}$$

Enfin, le filtre passe haut F_2 supprime la composante continue d'où :

$$v_d(t) = \frac{k V_0 V_p''}{2} m' \cos(\omega_m t)$$

IV.A.3)

D'après ce qui précède : $|U| = k V_0 V_p'' / 2$.

Intérêt : le CAG est sensé fournir un signal $v''(t)$ d'amplitude V_p'' constante, même si l'amplitude du signal capté par l'antenne varie progressivement au cours du temps (on entend par là sur des durées très longues devant celles mises en jeu jusqu'ici) ; k et V_0 étant supposés constants, la valeur moyenne U doit donc théoriquement être parfaitement fixe, c'est-à-dire ne pas dériver lentement au cours du temps, ce qui traduirait une dérive de V_p'' . Le contrôle de U permet ainsi de suivre en temps réel le fonctionnement du CAG et, si nécessaire, de corriger son gain en temps réel afin de maintenir V_p'' parfaitement fixe.

La suite du problème est plus délicate...

IV.B.1)

* On reprend exactement la démarche de la question IV.A.2 avec la nouvelle forme de $v_0(t)$, en commençant par l'effet du multiplieur :

$$\begin{aligned} u(t) &= k v_0(t) \times v''(t) = k V_0 V_p'' \cos(\omega_p t + \varphi_0(t)) \times \underbrace{\cos(\omega_p t) \times (1 + m' \cos(\omega_m t))}_{= \frac{1}{2} (\cos(2\omega_p t + \varphi_0(t)) + \cos(\varphi_0(t)))} \\ &= \frac{k V_0 V_p''}{2} \times (\cos(2\omega_p t + \varphi_0(t)) + \cos(\varphi_0(t))) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{soit :} \quad u(t) &= \frac{k V_0 V_p''}{2} \times (\cos(2\omega_p t + \varphi_0(t)) + \cos(\varphi_0(t))) \\ &\quad + m' \cos(\omega_m t) \cos(2\omega_p t + \varphi_0(t)) + m' \cos(\omega_m t) \cos(\varphi_0(t)) \end{aligned}$$

* Après avoir linéarisé les 2 derniers termes et reclassé les termes sinusoïdaux par fréquences croissantes, le terme $\varphi_0(t)$ correspondant à une fréquence très basse puisque variant très lentement, on obtient :

$$\begin{aligned} u(t) &= \frac{k V_0 V_p''}{2} \times \left(\cos(\varphi_0(t)) + \frac{m'}{2} \cos(\omega_m t - \varphi_0(t)) + \frac{m'}{2} \cos(\omega_m t + \varphi_0(t)) \right) \\ &\quad + \frac{m'}{2} \cos((2\omega_p - \omega_m)t + \varphi_0(t)) + \cos(2\omega_p t + \varphi_0(t)) + \frac{m'}{2} \cos((2\omega_p + \omega_m)t + \varphi_0(t)) \end{aligned}$$

Rq : Pour formaliser ce qui se passe en termes de fréquences, on peut écrire, localement autour d'un instant t_0 quelconque :

$$\varphi_0(t) \approx \varphi_0(t_0) + \frac{d\varphi_0}{dt}(t_0) \times (t - t_0) \quad \text{soit :} \quad \varphi_0(t) \approx \varphi_0(t_0) + \omega_0 \times (t - t_0) \quad \text{avec} \quad \omega_0 = \frac{d\varphi_0}{dt}(t_0)$$

Ceci nous montre que $\cos(\varphi_0(t))$ s'apparente à chaque instant à un signal de **pulsation** « instantanée » $\omega_0 = d\varphi_0/dt(t_0)$ dont l'énoncé nous dit qu'elle est très faible devant ω_p et dont on peut supposer, pour simplifier², qu'elle est également faible devant ω_m [si $d\varphi_0/dt(t_0) < 0$, on posera plutôt : $\omega_0 = |d\varphi_0/dt(t_0)|$].

Si on procède ainsi, on a donc pour les termes ci-dessus les pulsations instantanées suivantes : $\{\omega_0, \omega_m - \omega_0, \omega_m + \omega_0, 2\omega_p - \omega_m + \omega_0, 2\omega_p + \omega_m + \omega_0\}$.

* Comme précédemment, le filtre F_1 supprime toutes les composantes sinusoïdales de pulsation supérieure à ω_p , d'où :

$$\begin{aligned} u'(t) &= \frac{k V_0 V_p''}{2} \times \left(\cos(\varphi_0(t)) + \frac{m'}{2} \cos(\omega_m t - \varphi_0(t)) + \frac{m'}{2} \cos(\omega_m t + \varphi_0(t)) \right) \\ &= \frac{k V_0 V_p''}{2} \times \left(\cos(\varphi_0(t)) + m' \cos(\omega_m t) \cos(\varphi_0(t)) \right) \end{aligned}$$

² En réalité rien n'est dit sur la position de ω_0 vis-à-vis de ω_m et on pourrait envisager $\omega_0 \approx \omega_m$; on aurait alors pour pulsations, par ordre croissant : $\{|\omega_m - \omega_0|, \omega_0, \omega_m + \omega_0, 2\omega_p - \omega_m + \omega_0, 2\omega_p + \omega_m + \omega_0\}$. Nous verrons dans la prochaine note de bas de page que cela ne change rien à la conclusion de la question.

* Puis le filtre passe haut F_2 supprime les éventuelles composantes sinusoïdales de pulsation inférieure à $\omega_{m1}/10$; si on suppose pour simplifier que $\varphi_0(t)$ correspond à une pulsation beaucoup plus basse que f_{m1} , le terme $\cos(\varphi_0(t))$ est coupé et on obtient³ :

$$v'_d(t) = \frac{k V_0 V''_p}{2} \times m' \cos(\varphi_0(t)) \cos(\omega_m t)$$

On retrouve bien le signal modulant en $\cos(\omega_m t)$ mais avec une amplitude proportionnelle à $\cos(\varphi_0(t))$ qui est donc fluctuante aléatoirement !⁴ CQFD.

IV.B.2)

Par propriété de l'OCT : $d\varphi_0/dt(t) = a v_c(t)$ où $v_c(t)$ est la tension de sortie du filtre F_3 .

Or, formellement, la portion de circuit formée du multiplieur et du filtre passe bas F_3 est la même que celle étudiée précédemment : le filtre s'appelait F_1 mais était également passe bas, coupant les signaux de fréquence supérieur à f_p et de gain égal à 1 en bande passante, et l'un des signaux d'entrée du multiplieur était $v_0(t)$ et non $v'_0(t)$ mais ces deux signaux ont même expression formelle depuis la question IV.B1). Ainsi, $v_c(t)$ a même expression que la tension $u'(t)$ de la question précédente, i.e. :

$$v_c(t) = \frac{k V_0 V''_p}{2} \times \left(\cos(\varphi_0(t)) + m' \cos(\omega_m t) \cos(\varphi_0(t)) \right)$$

On obtient donc l'équation différentielle suivante sur $\varphi_0(t)$:

$$\frac{d\varphi_0(t)}{dt} = a \frac{k V_0 V''_p}{2} \times \left(1 + m' \cos(\omega_m t) \right) \times \cos(\varphi_0(t))$$

IV.B.3)

Intégrons cette équation en séparant les variables et en posant $K = akV_0V''_p/2$ pour alléger :

$$\begin{aligned} \int_{\varphi_0(-\infty)}^{\varphi_0(t)} \frac{d\varphi_0}{\cos(\varphi_0)} &= \int_0^t K \times \left(1 + m' \cos(\omega_m t) \right) dt \\ \text{d'où : } \ln \left(\frac{\tan(\varphi_0(t)/2 + \pi/4)}{\tan(\varphi_0(0)/2 + \pi/4)} \right) &= K \times \left(t + \frac{m'}{\omega_m} \sin(\omega_m t) \right) \\ \text{ou encore : } \tan(\varphi_0(t)/2 + \pi/4) &= \tan(\varphi_0(0)/2 + \pi/4) \times \exp \left[K \times \left(t + \frac{m'}{\omega_m} \sin(\omega_m t) \right) \right] \end{aligned}$$

Comme le membre de droite tend vers $+\infty$ aux temps longs, on en déduit que $\varphi_0(t)/2 + \pi/4$ tend vers $\pi/2$, donc que $\varphi_0(t)$ tend vers $\pi/2$: cette phase a priori fluctuant est ainsi stabilisée / verrouillée à la valeur $\pi/2$, d'où la dénomination « verrouillage de phase ».

La pulsation de l'OCT qui est $\omega_p + d\varphi_0/dt$ tend donc vers ω_p .

³ Si on envisage le cas $\omega_0 \approx \omega_m$, c'est plutôt le terme en $\cos(\omega_m t - \varphi_0(t))$ qui est coupé mais il n'en reste pas moins que la tension de sortie fluctue aléatoirement puisqu'elle dépend de $\varphi_0(t)$.

⁴ Le fait que l'on puisse qualifier d'« amplitude » le terme $(kV''_pV_0/2)m' \cos(\varphi_0(t))$ signifie que ses variations temporelles sont lentes devant les oscillations à ω_m et conforte notre hypothèse $\omega_0 \ll \omega_m \dots$

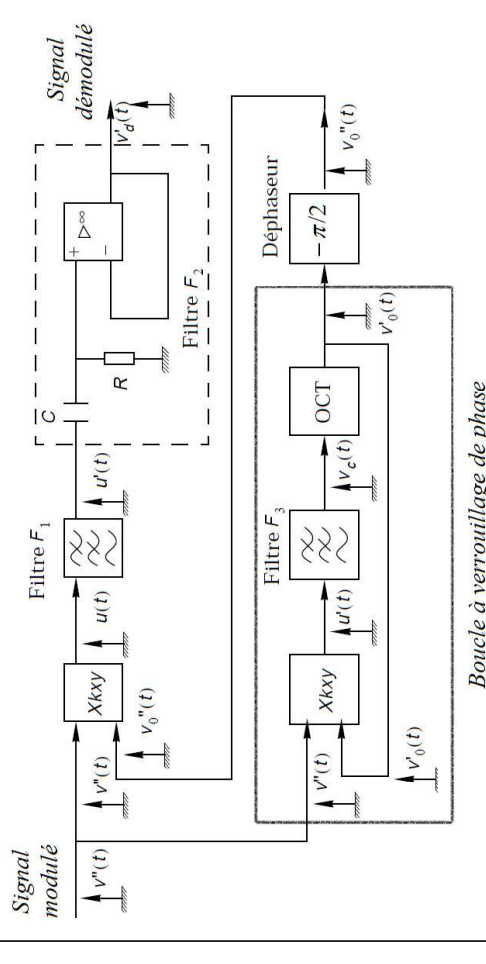
IV.B.4)

Bien que $v'_0(t)$ soit un signal de pulsation stable égale à ω_p comme souhaité, on ne peut pas le substituer directement à $v_0(t)$ dans le circuit de la figure 8 ; en effet, $\varphi_0(t)$ tend vers $\pi/2$ donc, d'après les calculs de la questions IV.B.1), on aurait en sortie un signal démodulé nul :

$$v'_d(t) = \frac{k V_0 V''_p}{2} \times \underbrace{m' \cos(\varphi_0) \cos(\omega_m t)}_{=0}$$

Le déphaseur doit permettre de transformer $v'_0(t) = V''_p \cos(\omega_p t + \varphi_0) = V''_p \cos(\omega_p t + \pi/2)$ en $v''_0(t) = V''_p \cos(\omega_p t)$ qui peut être substitué à $v_0(t)$.

Rq : En guise de bilan, on peut proposer un schéma global du fonctionnement du démodulateur :



FIN