

CHAPITRE VI

REACTION ET CONTRE-REACTION

Lorsque le signal de sortie réagit sur le signal d'entrée, il y a *réaction* si le signal d'entrée se trouve augmenté, *contre-réaction* si le signal d'entrée se trouve diminué.

Nous n'aimons guère ces termes de réaction et contre-réaction, aussi allons-nous employer dans ce chapitre les termes de *réaction positive* (réaction) et de *réaction négative* (contre-réaction).

Quand une fraction de la *tension* de sortie sera ramenée à l'entrée, nous parlerons de *réaction positive de tension* (R.P.T.) si cette tension ramenée à l'entrée est en phase avec la tension d'entrée ; de *réaction négative de tension* (R.N.T.) si la tension ramenée à l'entrée est en opposition de phase avec la tension d'entrée.

Si la tension, ramenée à l'entrée, est proportionnelle au *courant* de sortie, il y aura suivant les conditions de phase *réaction positive* (R.P.I.) ou *négative d'intensité* (R.N.I.).

La plus utilisée est la réaction négative de tension, aussi allons-nous nous étendre sur cette réaction, plus spécialement.

REACTION NEGATIVE DE TENSION : R.N.T.

Gain en tension

Soit ΔV_g la tension variable appliquée à un tube électronique entre grille et cathode et K_a le coefficient d'amplification dynamique du tube (gain en tension réel), la tension de sortie est $V_s = K_a \Delta V_g$.

Ramenons une fraction n de V_s à l'entrée, en *opposition de phase* avec ΔV_g . La nouvelle tension appliquée à l'entrée sera $\Delta V_g - nV_s$.

Pour obtenir la même tension de sortie, il faudra appliquer à l'entrée, non plus ΔV_g mais $\Delta V_g + nV_s$, la partie nV_s étant destinée à compenser la fraction $- nV_s$ de la tension de sortie ramenée à l'entrée.

L'amplification aura donc diminué, puisqu'il faut augmenter la tension d'entrée pour obtenir la même tension de sortie.

Si l'on remarque que $V_s = K_a \Delta V_g$, on voit que la nouvelle tension d'entrée devra être : $\Delta V_g + nV_s = \Delta V_g + nK_a \Delta V_g = \Delta V_g (1 + nK_a)$ au lieu de ΔV_g sans réaction négative de tension.

Le nouveau coefficient d'amplification dynamique k sera égal à $\frac{V_s}{\Delta V_g (1 + nK_a)}$ ou $\frac{K_a}{(1 + nK_a)}$, si on remarque que $\frac{V_s}{\Delta V_g} = K_a$.

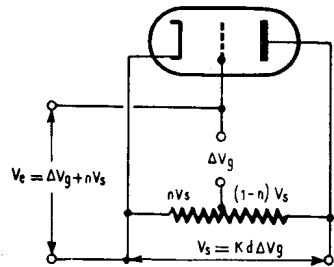


FIG. VI-1

Principe de la réaction négative de tension (R.N.T.). Une fraction nV_s de la tension de sortie est injectée à l'entrée avec une phase opposée à la tension d'entrée primitive ΔV_g . Il faut, si l'on veut obtenir la même tension de sortie qu'avant application de la R.N.T., emprunter à la source fournissant la tension d'entrée la tension compensatrice. La tension d'entrée sera alors : $\Delta V_g + nV_s$

On a donc, en quelque sorte, affaire à un nouveau tube qui aurait un gain en tension égal à $\frac{1}{1 + nK_a}$ fois celui du tube sans réaction négative de tension. Or, K_a dépend de la charge du tube. Dans le cas d'une charge ni ohmique, ni réactive (voir chapitre IV) $K_a = K_s \frac{R}{R + \rho}$, formule dans laquelle K_s est le coefficient d'amplification statique, R la valeur de la charge et ρ la résistance interne du tube.

Dans le cas d'une charge ohmique, K_a pourra être déduit du tracé de la droite de charge sur le réseau des caractéristiques réelles du tube ou trouvé sur les tableaux fournis par les constructeurs donnant K_a pour différentes valeurs de R et de V_{HT} .

Prenons l'exemple d'un tube triode 12AU7. Pour une charge ohmique de 50 kΩ et $V_{HT} = 300$ V, $K_a = 12$.

Faisons $n = 0,1$, ce qui veut dire que 1/10 de V_s est ramené à l'entrée, le gain en tension du tube va devenir $k = \frac{12}{[1 + (0,1 \times 12)]} =$

$\frac{12}{2,2} = 5,4$. Il est facile de le vérifier.

Appliquons 1 V à l'entrée, nous allons avoir en sortie 12 volts :

1/10 de 12 V, soit 1,2 volt, sera ramené à l'entrée et la tension d'entrée devra être $1 \text{ V} + 1,2 \text{ V} = 2,2 \text{ V}$. Le gain en tension sera bien $\frac{12 \text{ V}}{2,2 \text{ V}} = 5,4$.

Si le produit nK_d est très grand, comparé à 1, on pourra négliger 1 devant nK_a et on aura $k = \frac{K_a}{nK_a} = \frac{1}{n}$. Le gain en tension sera seulement déterminé par le pourcentage de V_s ramené à l'entrée.

Pour $n = 0,1$, k sera égal à $\frac{1}{0,1} = 10$.

Avec un tube 12AX7, chargé par une résistance de 220 kΩ, $K_a = 68$ pour $V_{HT} = 300$ V.

Si $n = 0,2$, $nK_a = 0,2 \times 68 = 13,6$.

$k = \frac{1}{1 + 13,6} = 4,65$; on voit qu'il est voisin de $\frac{1}{n} = \frac{1}{0,2} = 5$

Si $n = 1$, toute la tension de sortie est ramenée à l'entrée. On a un circuit à réaction négative de tension totale. (C'est le circuit à charge cathodique que nous étudierons spécialement.) $k = \frac{K_a}{1 + K_a}$ est inférieur à 1.

Ce coefficient k n'indique pas que le tube a perdu une partie de ses propriétés amplificatrices. Par rapport à la tension excitatrice ΔV_g appliquée entre grille et cathode, le gain reste égal à K_a ; il est k par rapport à la tension d'entrée qui doit être supérieure à ΔV_g pour compenser la tension nV_s ramenée à l'entrée. Seule ΔV_g est utile et elle n'est qu'une partie de la tension d'entrée. $\Delta V_g = \frac{V_s}{1 + nK_a}$. Cette remarque est très importante car tout le secret de la compréhension des circuits à réaction réside dans la distinction qu'il faut faire entre la tension d'entrée et la tension grille-cathode ΔV_g qui, seule, subit l'amplification normale.

Si $n = 0$, $V_e = \Delta V_g$; si nV_s est ramené à l'entrée, ΔV_g n'est plus égale à V_e mais à $\frac{V_s}{1 + nK_a}$ ce qui équivaut à une diminution d'amplification

dans le rapport $\frac{1}{1 + nK_a}$.

Impédance de sortie

Un tube chargé par R peut être assimilé à un générateur à courant constant débitant dans R et ρ en parallèle (voir chapitre IV).

$$V_s = \underbrace{S_s \Delta V_g}_{\text{courant constant}} \times \frac{R_\rho}{\underbrace{R + \rho}_{\substack{\text{résistance} \\ \text{équivalente} \\ \text{à } R \text{ et } \rho \\ \text{en parallèle}}}}$$

S_s est la pente statique.

Si'il y a réaction négative de tension, $\Delta V_g = \frac{V_s}{1 + nK_d}$.

$$V_s = S_s \frac{V_s}{1 + nK_d} \frac{R_\rho}{R + \rho}$$

$$V_s = S_s V_s \frac{R_\rho}{(1 + nK_d)(R + \rho)}$$

Si on remplace K_d par sa valeur $K_s \frac{R}{R + \rho}$, on obtient :

$$V_s = S_s V_s \frac{R_\rho}{\left(1 + n \frac{K_s R}{R + \rho}\right) (R + \rho)} = S_s V_s \frac{R_\rho}{\rho + R(1 + nK_s)}$$

L'impédance de sortie est :

$$Z_s = \frac{R_\rho}{\rho + R(1 + nK_s)} = \frac{R \frac{\rho}{1 + nK_s}}{R + \frac{\rho}{1 + nK_s}}$$

Tout se passe comme si la nouvelle résistance interne r était $\frac{\rho}{1 + nK_s}$.

On remarquera qu'ici le coefficient de réduction de ρ qui est $1 + nK_s$ contient K_s coefficient d'amplification *statique* alors que le coefficient de réduction du gain en tension qu'on appelle : *facteur de réaction*, a pour valeur $1 + nK_d$ ou K_d est le coefficient d'amplification *dynamique* dépendant de la charge et plus spécialement du rapport de la charge et de la

résistance interne $\frac{R}{\rho}$. En effet : $1 + nK_d = 1 + n \frac{K_s R}{\rho + R}$.

Le gain en tension est $k = \frac{K_d}{1 + nK_d}$.

Remplaçons K_d par sa valeur $K_s \frac{R}{R + \rho}$.

$$k = \frac{K_s \frac{R}{R + \rho}}{1 + nK_s \frac{R}{R + \rho}} = \frac{K_s R}{R(1 + nK_s) + \rho} = \frac{K_s}{1 + nK_s} \frac{R}{R + \frac{\rho}{1 + nK_s}}$$

Or $\frac{\rho}{1 + nK_s} = r$ et $k = \frac{K_s}{1 + nK_s} \frac{R}{R + r}$.

Caractéristiques nouvelles du tube après application d'une réaction négative de tension

Si on compare le tube en montage normal et le même tube auquel on a appliqué une réaction négative de tension, on a respectivement pour les gains en tension :

$$K_d = K_s \frac{R}{R + \rho} \quad k = \frac{K_s}{1 + nK_s} \frac{R}{R + r}$$

$\frac{K_s}{1 + nK_s}$ joue donc le rôle du coefficient d'amplification statique du tube sans réaction.

L'application d'une réaction négative de tension transforme donc un tube, en un nouveau tube ayant comme résistance interne $r = \frac{\rho}{1 + nK_s}$,

comme coefficient d'amplification statique $k_s = \frac{K_s}{1 + nK_s}$ et comme pente, la pente statique du tube.

En effet, la pente du nouveau tube est :

$$\frac{k_s}{r} = \frac{\frac{K_s}{1 + nK_s}}{\frac{\rho}{1 + nK_s}} = \frac{K_s}{\rho} = S_s$$

La réaction négative de tension ne modifie donc pas la pente d'un tube.

Bien entendu les nouvelles caractéristiques apparentes du tube sont dues au fait qu'on compare les tensions et courants du tube à la tension d'entrée V_e au lieu de les comparer à ΔV_g . (L'application d'une réaction rend ΔV_g différent de V_e .)

Il n'est peut-être pas trop tard pour préciser que V_e est la tension que devra fournir la source de courant variable alimentant le tube : P.U., micro ou autre tube électronique etc..., et qu'en conséquence les nouvelles caractéristiques du tube ne sont pas qu'une vue de l'esprit mais expriment le comportement du tube en fonction de cette tension V_e .

Correction des distorsions par la réaction négative de tension

Un tube électronique n'a pas les caractéristiques idéales qu'on lui attribue pour essayer de mettre ses propriétés et son comportement en équations. Le signal d'entrée sera déformé par le tube qui l'amplifie ; le signal de sortie ne sera pas exactement conforme au signal d'entrée, toutes proportions gardées.

La réaction négative de tension (R.N.T.) introduira à l'entrée une partie du signal de sortie qui sera différente de celle du signal d'entrée utilisée pour la compenser ; la différence entre les deux apparaîtra comme une déformation inverse de celle qui affecte le signal de sortie ; après amplification cette déformation inverse de celle que produit le tube compensera en partie celle-ci. Elle ne peut l'annuler car aucun phénomène ne peut annuler celui qui l'a créé.

Un exemple fera mieux comprendre.

Choisissons un tube triode 12AU7 chargé de telle sorte que $K_a = 10$. Appliquons un signal sinusoïdal de 6 V pointe à l'entrée. La tension de sortie devrait être un signal sinusoïdal de $6 \text{ V} \times 10 = 60 \text{ V}$ si le tube n'apportait aucune déformation. Mais nous allons supposer que la distorsion est 10 % et que la sinusoïde comporte une déformation qui se traduit par un creux de 6 V au sommet de la sinusoïde.

La tension dans le creux sera 54 V et si on applique une R.N.T. ou $n = 0,3$, une tension de $5,4 \text{ V} \times 0,3 = 1,62 \text{ V}$ sera reportée à l'entrée alors qu'elle devrait être de 18 V, soit ($60 \text{ V} \times 0,3 = 18 \text{ V}$) si aucune distorsion n'intervenait. La tension compensatrice fournie par le signal d'entrée aura une amplitude de 18 V car elle n'a pas subi de déformation, n'ayant pas été amplifiée. Si l'on ajoute à ces 18 V les 5,4 V nécessaires pour produire les 54 V obtenus avec le gain prévu de 10, on obtient comme tension d'entrée totale : $18 \text{ V} + 5,4 \text{ V} = 23,4 \text{ V}$.

Vu de la tension d'entrée le gain en tension est :

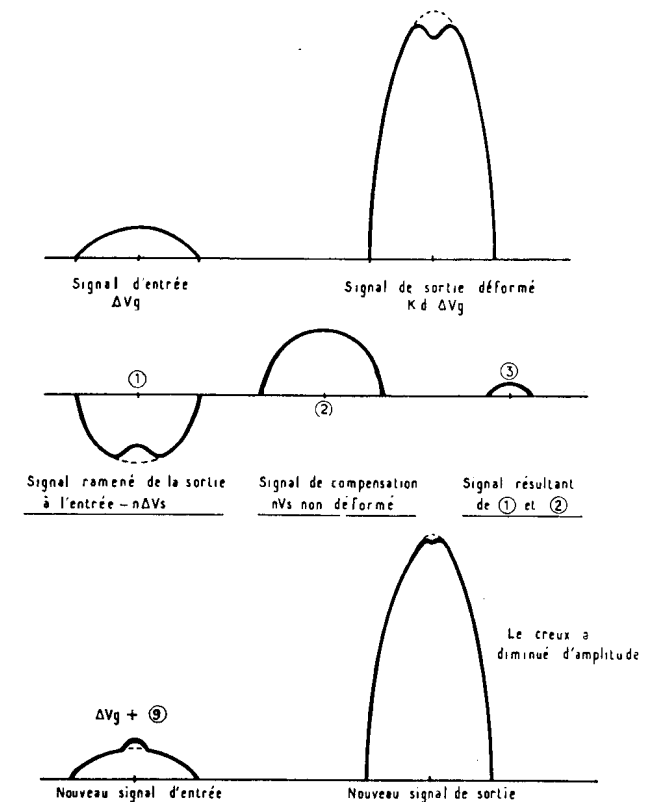
$$k = \frac{K_a}{1 + nK_a} = \frac{10}{1 + (0,3 \times 10)} = 2,5.$$

La nouvelle tension de sortie sera :

$$23,4 \text{ V} \times 2,5 = 58,5 \text{ volts.}$$

Fig. VI-2

Correction des distorsions d'amplitude par la R.N.T. Le dessin parle de lui-même. Le signal d'entrée ΔV_g sort amplifié mais déformé (creux). Une partie de ce signal est injectée à l'entrée avec une phase opposée à ΔV_g . On la compense par une tension égale mais non déformée empruntée à la source et la différence entre la tension de R.N.T. et la tension compensatrice se traduit par une bosse qui vient s'ajouter à ΔV_g . Cette bosse amplifiée compensera en partie le creux primitif observé sur le signal de sortie. La déformation sera réduite d'autant plus que n et K_d seront plus grands.



Au lieu d'un creux de $60 \text{ V} - 54 \text{ V} = 6 \text{ V}$, on aura un creux de $60 \text{ V} - 58,5 \text{ V} = 1,5 \text{ V}$. Il aura donc été réduit au 1/4 de sa valeur. Or $1 + nK_a = 1 + (0,3 \times 10) = 4$.

La distorsion a donc été divisée par le facteur de réaction $1 + nK_a$.

On peut encore voir le phénomène de la façon suivante. Le creux de 1,8 V présent sur la tension, amenée à l'entrée par la R.N.T., n'existant pas dans la tension compensatrice, une bosse de 1,8 V résultera de la différence entre tension compensatrice et tension de réaction : $18 \text{ V} - 16,2 \text{ V} = 1,8 \text{ V}$.

Amplifiée par $k = 2,5$, elle deviendra 4,5 V.

La bosse de 4,5 V dans le creux de 6 V réduira ce creux à 1,5 volt : $6 \text{ V} - 4,5 \text{ V} = 1,5 \text{ V}$, donc au 1/4 de sa valeur.

On peut encore dire que la tension d'entrée qui serait $18 \text{ V} + 6 \text{ V} = 24 \text{ V}$, s'il n'y avait pas de distorsion, comporte à cause de cette distorsion un creux de $1,8 \text{ V}$. Toutes proportions gardées, comme ΔV_g est $1/4$ de V_o ,

la distorsion de $1,8 \text{ V}$ sur 24 est équivalente à une distorsion de $\frac{1,8 \text{ V}}{4} =$

$0,45 \text{ V}$ sur 6 V .

Le signal d'entrée grille-cathode qui devrait être $5,4 \text{ V}$ sera ainsi porté à $5,4 \text{ V} + 0,45 \text{ V} = 5,85 \text{ V}$ et amplifié 10 fois sans distorsion puisque 10 est K_a sans R.N.T.

[Avec distorsion, il est égal à 9. $\left(\frac{54 \text{ V}}{6 \text{ V}} = 9. \right)$]

Il donnera en sortie : $5,85 \text{ V} \times 10 = 58,5 \text{ V}$.

La distorsion apportée par le signal de sortie ramené à l'entrée est divisée par le rapport $\frac{\Delta V_g}{V_o}$ donc par $1+nK_a$, puisqu'elle se répartit proportionnellement sur ΔV_g et $nV_o = nK_a \Delta V_g$.

Plus ΔV_g représentera une faible proportion de V_o , plus sa part de distorsion sera petite, or cette fraction est conditionnée d'une part par n , d'autre part par K_a .

Si $n = 1$, la distorsion sera divisée par $1+K_a$ et si K_a est grand, elle sera rendue négligeable, mais le facteur de réaction $1+nK_a$ dans le cas général est aussi le facteur de diminution du gain en tension ou ce qui est plus exact de l'augmentation de la tension d'entrée nécessaire pour exciter le tube.

Dans notre exemple, on a réduit la déformation du signal dans le rapport de 1 à 4 mais la tension d'entrée a dû être multipliée par 4.

En dehors des considérations que nous verrons plus tard, on peut dire que l'amélioration maximum possible dépend de la tension d'attaque maximum dont on peut disposer.

n ne pouvant dépasser 1, le facteur de réaction dépendra de K_a ; plus K_a sera grand, plus le facteur de réaction le sera pour une même valeur de n . Or dans les amplificateurs K_a varie avec l'amplitude du signal, nous en avons vu un exemple dans l'exemple précédent (distorsion d'amplitude), mais aussi avec la fréquence.

Correction de la distorsion de fréquence

La courbe représentant la tension de sortie ou le gain en fonction de la fréquence pour une même tension d'entrée n'est pas droite, mais est du type de la VI-3. Elle s'incurve vers le bas aux deux extrémités du registre musical ce qui indique une diminution du gain à ces fréquences.

Supposons-la conforme au tableau suivant :

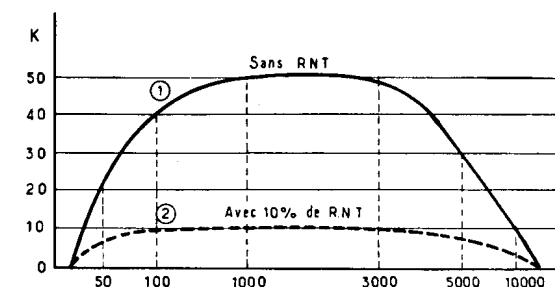
f c/s	50	100	1 000	5 000	10 000
K_a	20	40	50	30	10

et que cette situation ait été créée par un tube auquel nous allons appliquer une R.N.T. où $n = 0,1$.

$$\begin{aligned}
 \text{A } 50 \text{ c/s on aura } k &= \frac{20}{1 + (0,1 \times 20)} = 6,66 \\
 \text{» } 100 \text{ c/s » » } k &= \frac{40}{1 + (0,1 \times 40)} = 8 \\
 \text{» } 1\,000 \text{ c/s » » } k &= \frac{50}{1 + (0,1 \times 50)} = 8,33 \\
 \text{» } 5\,000 \text{ c/s » » } k &= \frac{30}{1 + (0,1 \times 30)} = 7,5 \\
 \text{» } 11\,000 \text{ c/s » » } k &= \frac{10}{1 + (0,1 \times 10)} = 5
 \end{aligned}$$

FIG. VI-3

Correction des distorsions de fréquence par la R.N.T. La diminution de gain en tension produite par la R.N.T. est sensiblement proportionnelle à K_d (si nK_d est grand comparé à 1) et il se produit un nivellement par le bas qui rend plus linéaire, la courbe, amplitude-fréquence. Comme toute correction est accompagnée d'une diminution de gain, il faut s'arranger pour avoir le moins de correction possible à faire, c'est-à-dire pour que l'amplificateur ait une bonne courbe de réponse sans R.N.T.



Après application de la R.N.T., le rapport entre gains extrêmes est 1,66 alors qu'il était avant égal à 5. La fig. VI-3 montre l'aplatissement de la courbe après application de la R.N.T. Celle-ci est donc capable de réduire la distorsion de fréquence.

Cependant elle n'aura pas un effet aussi marqué que l'exemple précédent peut le laisser supposer. En effet, la R.N.T. n'est complètement efficace que si la fraction de tension de sortie est exactement en opposition de phase avec la tension d'entrée. Or, précisément, la distorsion de

fréquence est causée par des éléments réactifs dont l'impédance varie avec la fréquence et qui sont cause de déphasages entre tensions et courants.

Mais il convient de remarquer que, si c'est aux extrémités du registre que le déphasage est maximum, c'est également là que l'effet de la R.N.T. est le moins grand à cause de la faiblesse de K_a .

Aux fréquences médium, le déphasage est en général inexistant et la R.N.T. contribue grandement à la diminution du gain à ces fréquences.

La R.N.T. produit un nivellement par le bas. La correction dépendant de la tension maximum d'attaque disponible, on aura tout intérêt à soigner l'amplificateur pour avoir le moins possible à corriger. Le nivellement se faisant par le bas, il faudra faire en sorte que ce bas soit le moins bas possible !...

On veillera sur les constantes de temps de liaison et de charge pour minimiser les effets des éléments réactifs qui sont le plus souvent des capacités.

La réaction négative de tension est surtout utilisée dans le but de réduire les distorsions provoquées par les tubes amplificateurs.

Il faut remarquer que le tube amplifie avec la même distorsion après, qu'avant application d'une R.N.T. C'est parce qu'on alimente le tube par un signal, déformé en sens inverse de la déformation produite par le tube (cette déformation contenue dans la tension de R.N.T. vient du tube lui-même mais est inversée en phase) que le signal résultant est corrigé.

Cependant du fait même que la déformation introduite à l'entrée provient du tube par l'intermédiaire de la tension de R.N.T., on peut admettre que le tube et son circuit de R.N.T. forment un tout et qu'on a affaire à un nouveau tube dont les constantes sont celles que nous avons

$$\text{déterminées, à savoir } k_a = \frac{K_a}{1+nK_a}, S_a, r = \frac{\rho}{1+nK_a} \text{ et tracer le ré-}$$

seau des caractéristiques de ce nouveau tube sur lequel nous placerons à la façon habituelle la droite de charge.

Tracé des réseaux de caractéristiques d'un tube soumis à une R.N.T.

Le réseau $I_p V_p$ représente ainsi qu'on l'a vu au chapitre précédent les variations de I_p en fonction de V_p pour différentes valeurs de V_g .

Pour un tube donné, les valeurs de k_a et r du tube soumis à une R.N.T. ne dépendront que de n puisque K_a est fixe.

Le gain en tension statique diminuera avec l'augmentation de n ainsi que la résistance interne. Plus n augmentera, plus la résistance interne r diminuera et plus les caractéristiques tendront vers la verticale.

Prenons un tube triode, par exemple un tube 12AU7, et traçons son réseau de caractéristiques $I_p V_p$. Appliquons une R.N.T. au taux de 10 %

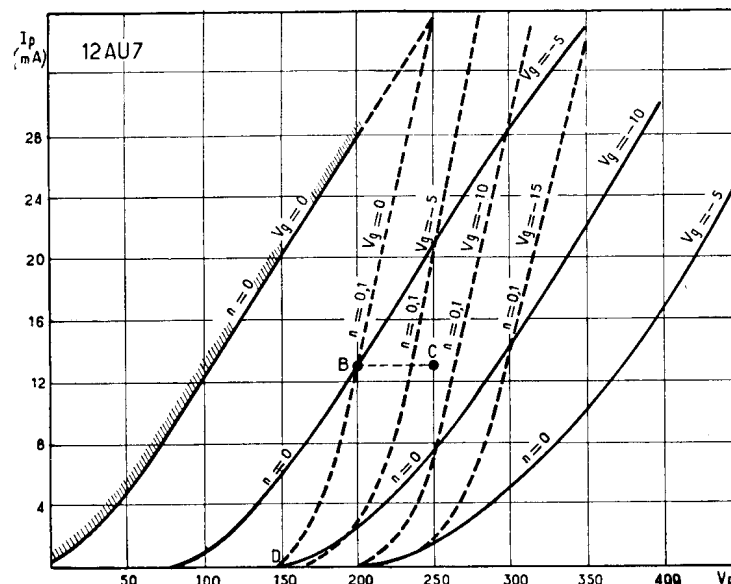


Fig. VI-4

Modification de l'aspect des caractéristiques d'un tube par application d'une R.N.T. au taux de 10 % ($n = 0,1$). Quand V_p varie de 50 v on ramène à l'entrée une tension de 50 v $\times 0,1 = 5$ v. Pour compenser ces 5 volts il faut passer à la caractéristique représentant une tension V_g inférieure de 5 v. D'où le tracé fait pour $V_p = 250$ v. Si V_p passe de 250 v à 200 v, ΔV_p vaut 50 v et $n\Delta V_p$ vaut 5 v. V_g a donc diminué de 5 v et on passe de la caractéristique $V_g = 0$ à 250 v à la caractéristique $V_g = -5$ v pour $V_p = 200$ v puis à la caractéristique $V_g = -10$ v pour $V_p = 150$ v, etc... Les caractéristiques sont plus verticales ce qui indique une diminution de gain et de résistance interne mais plus linéaires et plus équidistantes ce qui diminue les distorsions d'amplitude et d'intermodulation.

($n = 0,1$). Pour un $V_{HT} = 250$ V, par exemple, traçons la caractéristique $V_g = 0$. Si $V_g = 0$, aucune tension grille n'existant, V_p restera inchangée et la caractéristique passera au point $V_p = 250$ V, $V_g = 0$.

Si V_p varie de - 20 volts, donc devient 230 V, la R.N.T. ramènera 20 V $\times 0,1 = 2$ V à l'entrée ; 2 V positifs puisqu'il y a inversion de phase. Si on applique 2 V négatifs sur la grille, on compensera ces 2 V dus à la R.N.T. et on aura toujours $V_g = 0$. Un deuxième point de la caractéristique $V_g = 0$ se trouvera donc au point $V_p = 230$ V, $V_g = -2$ V. On trouverait un 3^e point pour $V_p = 210$ V, $V_g = -4$ V ; $V_p = 190$ V, $V_g = -6$ V, etc...

Si $n = 0,2$, toute variation de V_p de 10 V correspondra à une variation de V_g de 2 V.

On aura les points suivants : $V_p = 250$ V, $V_g = 0$; $V_p = 240$ V, $V_g = -2$ V ; $V_p = 230$ V, $V_g = -4$ V, etc...

De même pour $n = 0,3$ on aurait $V_p = 250$ V, $V_g = 0$; $V_p = 240$ V, $V_g = -3$ V; $V_p = 230$ V, $V_g = -6$ V, etc...

On pourra tracer toutes les caractéristiques $V_g = 0$ pour les valeurs de n de 0 à 1.

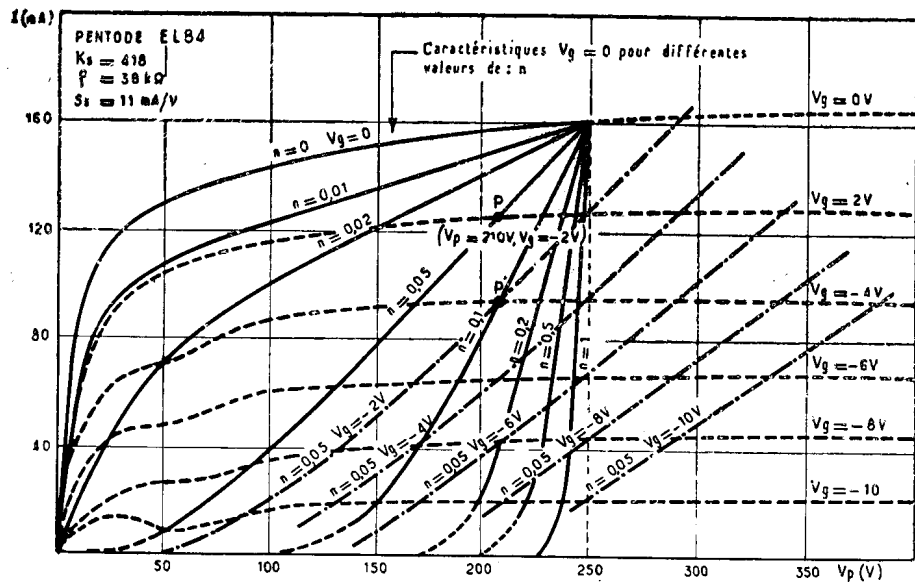


FIG. VI-5

Modifications de l'aspect de la caractéristique $V_g = 0$ d'une pentode soumise à une R.N.T. quand on fait varier n de 0 à 1. Pour le tracé de ces courbes on se reportera à la figure précédente. Quand n augmente, les caractéristiques deviennent de plus en plus linéaires, mais aussi, de plus en plus verticales; le gain en tension est inférieur à 1 pour $n = 1$. Sur la figure ont été tracées également les caractéristiques pour $n = 0,05$. L'amélioration est déjà spectaculaire malgré la faible valeur de n car le coefficient K_s des pentodes est élevé.

On aura ainsi une idée de l'effet produit par la R.N.T. sur le comportement du tube.

On obtiendra une série de caractéristiques en éventail partant du point $V_p = 250$ V, $V_g = 0$ et devenant de plus en plus verticales quand n augmente.

Les pentodes ont un coefficient d'amplification statique très élevé.

Ainsi pour un tube EF86, $K_s = 4 625$.

Avec 10 % de R.N.T. :

$$k_s = \frac{4 625}{1 + 462,5} = 10$$

Avec 20 % de R.N.T. :

$$k_s = \frac{4 625}{1 + 925} = 5$$

$$k_s = \frac{1}{n} \text{ puisque } nK_s \text{ est très grand comparé à } 1.$$

Avec 10 % seulement de R.N.T. le k_s du tube tombe à 10, c'est-à-dire qu'il est inférieur à celui des triodes genre 6J5, 12AU7, 12AT7.

La résistance interne avec 10 % de R.N.T. deviendra $r = \frac{2 500 000}{1 + 462,5} = 5 400 \Omega$; avec 20 % de R.N.T. : $2 700 \Omega$; avec 50 % de R.N.T. : $1 080 \Omega$; avec 100 % de R.N.T. : 540Ω .

Même avec 10 % de réaction, sa résistance interne est inférieure à celle des triodes 6J5, 12AU7, 12AT7. On aura donc transformé une pentode, lampe à grand K_s et grande ρ en une lampe à faible K_s et faible ρ , c'est-à-dire une triode.

Avec 1 % de R.N.T., on aurait un tube dont le k_s serait 100 et $r = 54 000 \Omega$, tout à fait semblable à la triode 12AX7 (ECC83).

Les pentodes ayant un très grand K_s , on pourra la plupart du temps négliger 1 devant nK_s et on aura alors :

$$k_s = \frac{K_s}{nK_s} = \frac{1}{n} \text{ et } r = \frac{\rho}{nK_s} = \frac{1}{nS_s}, S_s \text{ étant la pente statique}$$

du tube.

Cependant cette simplification ne pourra être faite que si nK_s est grand. Avec des pentodes de puissance ayant un K_s de l'ordre de 150, on ne pourra l'appliquer que si $n > 0,1$.

Réalisations pratiques d'une réaction négative de tension

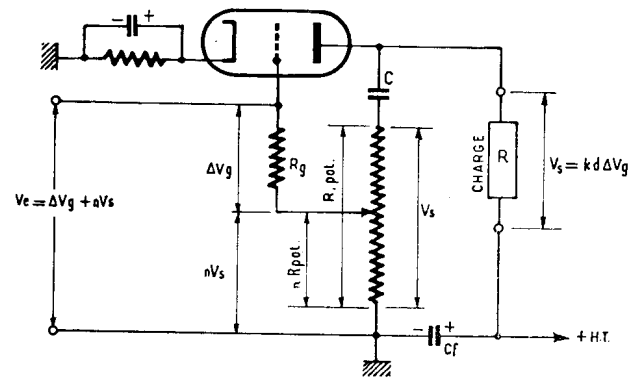
L'application d'une R.N.T. est surtout utile pour la correction des caractéristiques des tubes et en particulier des tubes de puissance, car si on arrive à utiliser la presque totalité de la caractéristique $I_p V_g$ on tirera du tube la puissance maximum. (Il s'agit là de puissance exploitable, c'est-à-dire affectée du minimum de distorsion pour lequel l'écoute reste satisfaisante.)

On réalise un dispositif potentiométrique à grande résistance pour que l'effet de shunt sur la charge soit négligeable et on règle la valeur de n en déplaçant le curseur du potentiomètre ou en variant le rapport des résistances qui le composent, si celles-ci sont fixes. Comme la plaque

est réunie à la source haute tension et la grille à la masse, une capacité est nécessaire pour séparer ces deux électrodes qui sont à des potentiels différents. Cette capacité aura une valeur telle que son impédance

soit faible devant la résistance du potentiomètre servant à appliquer la R.N.T. jusqu'aux plus basses fréquences à transmettre.

Fig. VI-6



Moyen pratique d'appliquer une R.N.T. à un tube. Un dispositif potentiométrique à grande résistance R_{pot} , isolé de la HT par la capacité C permet le dosage de n . Avec la disposition adoptée la tension d'entrée apparaît clairement comme la somme de $\Delta V_g + nV_s$. La tension de sortie d'un tube, étant de phase opposée à la tension d'entrée, se trouve dans les conditions propres à assurer une R.N.T. quand elle est reportée sur la grille. La résistance du potentiomètre doit être grande devant la charge R .

S'il n'en est pas ainsi, la partie du potentiomètre située côté plaque sera augmentée par suite de l'apport de l'impédance de C et n sera diminué, donc le facteur de réaction sera plus faible aux fréquences pour

lesquelles $\frac{1}{C\omega}$ ne peut plus être négligée devant R_{pot} . On pourra utiliser

systématiquement ce fait pour renforcer les fréquences basses en choisissant convenablement la valeur de C . (Voir : commandes de tonalité, chapitre VIII.)

Montages à charge cathodique

Une autre manière de réaliser une R.N.T. sur un tube amplificateur consiste à insérer tout ou partie de la charge dans la cathode. Ce système mérite une attention spéciale, car il est à la base de certains déphaseurs et du circuit à charge cathodique.

On trouvera tous les détails sur ce circuit au chapitre VI bis.

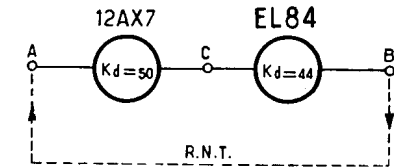
Application de la réaction à plusieurs étages

La réaction négative de tension joue un rôle efficace dans la diminution des différents types de distorsion, mais cette efficacité dépend du facteur de réaction $(1 + nK_d)$.

Examinons le cas d'un tube EL84 qui fournit dans les conditions suivantes : $V_p = V_{g2} = 250$ V ; $V_g = -7,3$ V ; $R_p = 4,5$ k Ω , une puis-

Fig. VI-7

R.N.T. appliquée sur deux étages. Le facteur de réaction : $1 + nK_d$, valable pour un seul étage devient $1 + nG$, G étant le produit des gains en tension des deux tubes. Avec ce système, les bienfaits de la R.N.T. se font sentir sur les deux tubes. Comme G est grand, on peut obtenir le même facteur de correction en diminuant n par rapport au montage à tube unique.



sance de 5,7 W pour une tension d'entrée de 6,2 volts pointe avec une distorsion de 10 %.

Si nous voulons ramener cette distorsion à 1 %, il va falloir que $(1 + nK_d) = 10$; comme $K_d = 44$, il faudra faire $n = 0,2$ soit 20 %.

Ceci n'est pas grave, mais il va falloir que la tension d'entrée soit multipliée par 10, soit 62 V. C'est une tension énorme que peu d'étages amplificateurs de tension à résistances-capacité peuvent fournir sans distorsion, surtout avec une VHT de 250 V, et on aura alors, pour vouloir diminuer la distorsion sur l'étage final, créé une nouvelle source de distorsion dans l'étage préamplificateur.

Supposons que le tube EL84 soit précédé d'un étage préamplificateur de tension du type ECC83 (12AX7) chargé par 100 k Ω sous une VHT de 250 V, le gain en tension de ce tube sera de 50 environ. Pour attaquer à fond le tube EL84, il suffira de mettre à l'entrée du tube 12AX7 une tension de $6,2V : 50 = 0,124$ V.

Le gain entre grille du tube 12AX7 et plaque du tube EL84 sera : $50 \times 44 = 2\,200$.

Si nous ramenons la tension de réaction à l'entrée du tube 12AX7, dans l'expression $(1 + nK_d)$ on pourra prendre pour valeur de $n = 0,004$ pour que $(1 + n \cdot 2\,200) = 10$.

La tension d'entrée à appliquer au tube 12AX7 sera $0,124 \times 10 = 1,24$ V, ce qui sera facile à obtenir.

Il sera possible d'intercaler dans le circuit de réaction le transformateur de sortie, mais il faudra tenir compte de son rapport abaisseur.

Le gain de l'ensemble sera : $g = 2\,200 \times \frac{1}{30}$ pour une bobine mobile

d'impédance 5Ω , soit $g = 73$, et pour que $(1 + ng) = 10$, on fera $n = \frac{9}{73} = 0,12$.

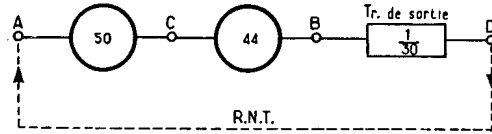


FIG. VI-8

La R.N.T. englobe ici le transformateur de sortie qui bénéficie ainsi des avantages de la R.N.T. mais son rapport abaisseur diminue la valeur de G et oblige à augmenter n pour conserver le même facteur de réaction.

Ce système aura l'avantage de corriger les distorsions produites par tous les éléments incorporés dans la chaîne de R.N.T., soit les tubes 12AX7, EL84 et le transformateur de sortie.

Influence des déphasages

Ceci suppose que la tension que l'on prendra sur le secondaire du transformateur de sortie sera en opposition de phase avec celle que l'on appliquait à l'entrée du premier tube.

Il n'en est malheureusement pas ainsi : les éléments réactifs des circuits de liaison, des tubes et du transformateur de sortie provoquant des rotations de phase.

Si le facteur de réaction $(1 + ng)$ est positif tout ira bien, mais si ng change de signe et devient égal à -1 , le facteur de réaction sera nul et le gain deviendra infini, autrement dit, il y aura amorçage d'oscillation.

Plus le nombre d'étages incorporés dans la chaîne de réaction sera grand, plus les risques d'autooscillation seront élevés. Il faudra faire la chasse à tout ce qui peut provoquer ces rotations de phase et notamment faire en sorte que les constantes de temps de liaison soient grandes et les constantes de temps parallèles faibles.

Il est souhaitable de stabiliser un amplificateur soumis à une R.N.T. globale par des R.N.T. partielles s'appliquant sur 2 étages au plus et produisant une diminution locale des déphasages.

Les risques d'autooscillation dépendent du facteur $(1 + nK_a)$ qui est fonction de la grandeur de la correction à effectuer, aussi faut-il faire en sorte, en étudiant chaque circuit, qu'il produise le moins possible de distorsion, de façon à avoir moins à corriger, ce qui sauvegardera son gain et sa stabilité.

La R.N.T. n'est pas la panacée universelle capable de tout remettre en ordre.

Son efficacité dépendant de g , si aucun gain n'existe à une certaine fréquence, aucune correction n'aura lieu et elle ne sera vraiment utile que dans l'amélioration d'un amplificateur déjà convenable sans R.N.T.

Impédance de sortie d'un amplificateur soumis à une R.N.T. globale

Que deviendra l'impédance de sortie d'un amplificateur soumis à une R.N.T. de taux n ? Si g est le gain en tension, depuis le tube d'entrée de l'amplificateur jusqu'à la grille du tube final, et K_a le coefficient d'ampli-

fication statique du tube final, on aura $r_s = \frac{\rho}{1 + ngK_a}$. r_s joue le rôle de

la résistance interne apparente r du tube final. Si la R.N.T. n'est appliquée

que sur l'étage final, $g = 1$, et on a $r_s = \frac{\rho}{1 + nK_a}$ qui est la résistance

interne apparente de l'étage final.

Réaction positive de tension R.P.T.

Disons quelques mots de la réaction positive de tension. Si la tension nV_s est en phase avec la tension ΔV_g , elle permettra, pour avoir la même tension de sortie, de diminuer la tension d'entrée. On aura : $V_s = \Delta V_g - nV_s = \Delta V_g - nK_a \Delta V_g = \Delta V_g (1 - nK_a)$.

Si on calcule le gain, on aura : $k = \frac{K_a}{1 - nK_a}$. Si $nK_a < 1$ le gain

sera augmenté. Si $nK_a = 1$, il sera infini et il y aura autooscillation.

Tout ce qui a été dit à propos de la R.N.T. sera inversé. La résistance interne du tube augmentera, les distorsions seront augmentées, l'amplificateur deviendra sélectif, au lieu de devenir apériodique comme c'est le cas avec la R.N.T.

La R.P.T. est surtout utilisée pour produire des oscillations et donc de peu d'utilité en B.F. où on est plus souvent appelé à la combattre qu'à la mettre en œuvre.

REACTION D'INTENSITÉ

La réaction de tension laisse intacte la pente S_s du tube. La réaction d'intensité va faire intervenir cette pente. On sait que c'est le rapport

$\frac{\Delta I_p}{\Delta V_g}$ quand le tube est en court-circuit.

La tension de réaction est produite aux bornes d'une faible résistance insérée dans le circuit et introduite en série dans le circuit d'entrée. Elle peut augmenter le courant d'entrée, c'est une réaction positive d'intensité ; on imagine qu'alors l'impédance interne du circuit diminuera ;

si au contraire le courant diminue, la réaction sera négative et augmentera la résistance interne. Les effets sont inverses de ceux produits par la réaction de tension.

La réaction d'intensité n'est le plus souvent comme on le verra qu'une certaine forme de réaction de tension.

Réaction négative d'intensité (R.N.I.)

C'est une réaction dans laquelle la tension ramenée à l'entrée est proportionnelle au courant de sortie et tend à diminuer le courant du tube.

Dans l'application d'une réaction négative de tension, le dispositif potentiométrique recueillant la fraction n de V_s ne doit pas perturber la charge, donc avoir une grande impédance (théoriquement infinie).

Avec la réaction d'intensité, il faudra que l'impédance parcourue par le courant et donnant la tension de réaction soit assez faible pour ne pas augmenter l'impédance série du circuit d'une façon sensible.

Un dispositif couramment utilisé consiste à utiliser une résistance cathodique R_k non shuntée par une capacité. Ce peut être la résistance assurant la polarisation du tube, mais ce peut-être aussi une résistance placée spécialement à cet effet.

La tension aux bornes de R_k est proportionnelle au courant du tube. D'autre part, si ΔI_p augmente, la tension de réaction aux bornes de R_k augmente aussi : ce qui augmente le potentiel cathode-masse, donc augmente le potentiel cathode-grille qui fait diminuer I . Il y a bien réaction négative d'intensité.

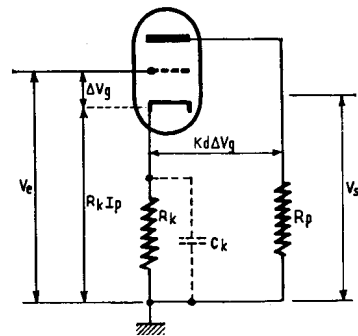


FIG. VI-9

Quand la résistance de polarisation de cathode d'un tube n'est pas shuntée par une capacité qui la court-circuite pratiquement pour le courant variable, il y a réaction négative car il faut augmenter la tension d'entrée d'une valeur égale à $R_k I_p$. Cette augmentation proportionnelle au courant I_p compense la réaction négative d'intensité produite par la tension variable aux bornes de R_k .

La tension d'entrée, au lieu d'être égale à ΔV_g va devoir augmenter de $R_k \Delta I_p$, pour donner la même tension de sortie.

Le gain en tension va donc devenir plus faible. Il va être multiplié par le rapport $\frac{\Delta V_g}{\Delta V_g + R_k \Delta I_p}$.

Dans le circuit série du tube on a :

$$K_s \Delta V_g = \Delta I_p (R + \rho + R_k).$$

$$I_p = \frac{K_s \Delta V_g}{R + \rho + R_k}.$$

R_k étant petite devant R et ρ et à plus forte raison devant $R + \rho$, peut être négligée devant $R + \rho$, et on aura $\Delta I_p = \frac{K_s \Delta V_g}{R + \rho}$.

Le gain sera multiplié par :

$$\frac{\Delta V_g}{\Delta V_g + R_k \left(\frac{K_s \Delta V_g}{R + \rho} \right)} = \frac{1}{1 + R_k \frac{K_s}{R + \rho}}$$

Or $K_s = \rho S_s = \rho S_a \frac{1}{\rho} = S_a (R + \rho)$ et $\frac{1}{R + \rho} = S_a$ (pente dynamique).

On trouvera pour le facteur de diminution du gain : $\frac{1}{1 + R_k S_a}$.

Pour les pentodes, comme R est petit devant ρ , $S_a = S_s$ et le gain sera divisé par $\frac{1}{1 + R_k S_s}$, mais ceci n'est applicable qu'aux pentodes. Avec les triodes pour lesquelles R est généralement égale à plusieurs fois ρ , S_a n'est qu'une faible fraction de S_s .

Le courant plaque ΔI_p est égal à :

$$\Delta I_p = \frac{K_s \Delta V_g}{R_p + \rho + R_k}$$

Comme $\Delta V_g = V_s - R_k \Delta I_p$, on a :

$$\Delta I_p = \frac{K_s (V_s - R_k \Delta I_p)}{R_p + \rho + R_k};$$

$$\Delta I_p (R_p + \rho + R_k) = K_s V_s - K_s R_k \Delta I_p;$$

$$\Delta I_p [R_p + \rho + R_k (1 + K_s)] = K_s V_s;$$

$$\Delta I_p = \frac{K_s V_s}{R_p + \rho + (1 + K_s) R_k}.$$

Le courant plaque va donc diminuer du fait de la présence de R_k non shuntée et on peut imaginer que tout se passe comme si ρ se trouvait augmentée de $(1 + K_s) R_k$.

Prenons l'exemple d'un tube 12AT7 (1 triode) : $\rho = 10 \text{ k}\Omega$; $K_a = 50$; $S_a = 5 \text{ mA/V}$; et supposons $R_k = 1\,000 \text{ }\Omega$ et $R_p = 50 \text{ k}\Omega$.

La résistance interne aura une valeur apparente de :
 $10 \text{ k}\Omega + (1 + 50) 1 \text{ k}\Omega = 61 \text{ k}\Omega$

Le gain en tension qui est de 40 environ avec une V_{HT} de 300 V passera à :

$$40 \times \frac{1}{1 + (1\,000 \times 0,0008)} = 22 \text{ environ.}$$

(0,0008 étant la pente dynamique approximative du tube ainsi chargé.)

On peut voir le phénomène d'une autre façon et considérer R_k comme faisant partie de la charge.

On a alors $K_a \Delta V_g = \Delta I_p [(R_p + R_k) + \rho]$ et $\Delta V_{pk} = K_a \Delta V_g$. Le taux n de réaction de tension est $\frac{R_k}{R_k + R_p}$.

Dans l'exemple choisi $n = \frac{1 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega + 50 \text{ k}\Omega} = 0,02$ environ ; comme

$K_a = 40$, le gain sera :

$$\frac{40}{1 + K_a n} = \frac{40}{1 + 40 \times 0,02} = \frac{40}{1,8} = 22.$$

On retrouve le même résultat que précédemment. Bien entendu, pour que ce raisonnement reste valable, il faut que R_k soit faible devant R_p , car on a confondu ΔV_{kp} avec V_s et cela ne peut se faire que si ΔV_s est faible devant ΔV_p , car $\Delta V_{kp} = \Delta V_k + \Delta V_p$. Or dans l'exemple choisi ΔV_k est $\frac{1}{50}$ de ΔV_p puisque R_k est $\frac{1}{50}$ de R_p et que le courant qui les parcourt est le même.

Dans la réaction négative de tension, la tension de sortie n'est pas affectée par l'application de la R.N.T. puisque le potentiomètre a une très grande valeur. Dans le cas de la R.N.I., le fait d'incorporer R_k dans la charge modifie la charge du tube et comme V_s n'est prélevée qu'aux bornes de R_p , une partie de la tension de sortie ΔV_{kp} est perdue sur R_k .

Il n'en est pas de même dans les montages déphaseurs à charge répartie où les tensions sur R_k et R_p sont toutes deux utilisées, ou dans le montage à charge cathodique où toute la charge est bloquée dans la cathode.

La résistance interne apparente se trouve augmentée par suite de la présence de R_k dont l'effet se trouve multiplié par $(1 + K_a)$ et qui vient diminuer le courant circulant dans le circuit.

R_p voit le reste du circuit comme la résistance interne du tube.

Habituellement $K_a \Delta V_g = \Delta I_p (R_p + \rho)$.

Ici encore, le phénomène est dû à la différence entre V_s et ΔV_g .

Quand R_k est shuntée par une capacité suffisante, elle est court-circuitée pour le courant BF et $V_s = \Delta V_g$. En l'absence de capacité en shunt, $V_s + \Delta V_g + R_k \Delta I_p$, ainsi qu'on l'a vu.

ρ qui habituellement est en parallèle sur R_p (ρ impédance plaque-cathode) se trouve ici en parallèle sur R_p par l'intermédiaire de R_k dont l'effet est équivalent à une résistance $(1 + K_a)$ fois plus grande du fait qu'elle agit sur la tension d'entrée au lieu d'agir sur celle de sortie.

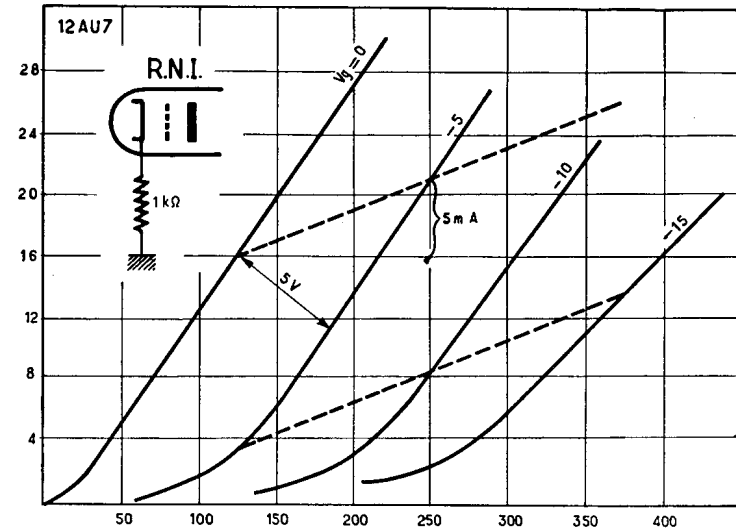


FIG. VI-10

Tracé des caractéristiques d'un tube soumis à une réaction négative d'intensité. Une diminution du courant plaque de 5 mA crée dans la résistance de polarisation de 1 kΩ une chute de tension de 5 v qui diminue le potentiel de cathode de 5 v par rapport à la masse donc diminue de 5 v la tension Vgk ce qui revient à passer sur la caractéristique Vg + 5 v. Pour Vp = 250 v, Vg = -5 v, Ip est voisin de 21 mA ; s'il baisse de 5 mA et devient 16 mA, tout se passe comme si Vg avait augmenté de 5 v et était devenue -5 v + 5 v = 0 v. La nouvelle caractéristique passe par le point Vg = 0 et Ip = 16 mA et devient plus horizontale ce qui indique une augmentation de résistance interne.

Nous avons vu que le gain est divisé par $1 + S_a R_k$, lorsque R_k est faible comparaison de R_p , ce qui est habituellement le cas puisque R_k est déterminée pour assurer la polarisation correcte du tube.

On sait que $S_a = K_a R_p$. Si on néglige R_k devant R_p et si on confond la tension aux bornes de R_p avec $K_a \Delta V_g$, alors que cette tension apparaît aux bornes de l'ensemble $R_k + R_p$, on trouve comme valeur du gain avec R_k non découplée.

$$G = \frac{K_a}{1 + S_a R_k} = \frac{K_a}{1 + \frac{R_k}{R_p}}. \text{ Le rapport } \frac{R_k}{R_p} \text{ est donc l'équivalent de}$$

valent de n dans la R.N.T., mais il existe une différence entre ce mode et la vraie R.N.T., c'est que dans le cas de la résistance R_k non découplée, la fraction de la tension de sortie $R_k \Delta I_p$, ramenée à l'entrée est proportionnelle au courant alternatif de sortie.

Lorsque R_k est découplée, on calcule habituellement C_k pour que sa réactance $\frac{1}{C_k \omega}$ soit égale à $\frac{R_k}{10}$.

L'impédance résultante de R_k et C_k en parallèle est pratiquement égale à la réactance de C_k et le déphasage entre ΔI_p et la tension aux bornes de R_k est voisin de 90° . La contre-réaction est donc pratiquement nulle puisqu'il y a une tension de R.N.T., dix fois plus petite que sans C_k , et que cette tension n'est plus en opposition de phase avec la tension d'entrée, mais en quadrature.

Dans le cas d'un étage final, rarement la valeur de C_k est suffisante, car R_k est de faible valeur.

Prenons le cas d'un tube EL84, en montage pentode. La valeur normale de R_k est 135Ω . Pour qu'à 20 Hz la réactance de C_k soit égale à $\frac{R_k}{10}$

soit à $13,5 \Omega$, il faudrait qu'on ait : $\frac{1}{C_k \times 6,28 \times 20} = 13,5 \Omega$, ce qui

donne comme valeur de C_k : 800μ environ. Il y a loin entre cette valeur et les condensateurs de 25 à $50 \mu\text{F}$ généralement utilisés. Dans le cas d'une aussi faible valeur de C_k , le gain aux fréquences basses diminue par rapport à la valeur qu'il a, aux fréquences moyennes et élevées.

Une capacité de $50 \mu\text{F}$ à 20 Hz a une réactance de 160Ω et l'effet de contre-réaction est à 20 Hz équivalent à celui d'une résistance d'environ 75Ω non découplée. Le gain du tube est divisé par $1 + R_k S_a$, soit $1 + (75 \times 0,011) = 1,82$, ce qui n'est pas négligeable ; mais dans le cas d'un amplificateur à étage unique, on ne demande pas, dans la plupart des cas, une reproduction correcte des fréquences aussi basses que 20 Hz ; rares sont les instruments qui les produisent, les microphones qui les captent et les H.P. qui les reproduisent. Il est cependant conseillé de prendre C_k au moins égale à $100 \mu\text{F}$ dans ce cas.

Si le courant produisant la tension de réaction est différent de celui qui circule dans le tube, il faudra en tenir compte dans l'évaluation du coefficient analogue à n . Si par exemple la tension est obtenue par le passage, dans une résistance, du courant du secondaire d'un transforma-

teur de sortie, ce courant est celui du tube divisé par le rapport du transformateur. Ce qui compte, c'est la tension aux bornes de cette résistance qui, étant donnée la faible impédance du secondaire, devra être très faible.

Suivant la phase de cette tension, on aura une réaction négative ou positive d'intensité.

La première diminuera le gain, augmentera la résistance interne apparente, la seconde fera le contraire. Elle est utilisée dans certains amplificateurs pour réaliser un amortissement électrique du haut-parleur, cependant il est préférable de l'obtenir par une R.N.T. que par une R.P.I.

On utilise dans beaucoup d'amplificateurs modernes des combinaisons de divers types de réaction. Il est cependant utile de faire preuve de beaucoup de circonspection dans l'emploi de ces systèmes compliqués si on veut réaliser un amplificateur stable.

On verra au chapitre XVII des amplificateurs utilisant plusieurs types de réaction.

Souvent on est obligé de mettre dans les circuits de réaction des éléments réactifs destinés à neutraliser des déphasages se produisant à certaines fréquences ou à supprimer l'effet de la réaction à certaines fréquences extra-sonores (voir chapitre XVII).

La fig. VI-10 montre les caractéristiques d'un tube auquel est appliquée une réaction négative d'intensité. On les trace de la façon suivante.

Supposons qu'on introduise dans la cathode une résistance de $1\,000 \Omega$ non shuntée, si $I_p = 2 \text{ mA}$, la réaction imposera une tension d'entrée supplémentaire de 2 V . Si I_p diminue de 5 mA , V_g devra augmenter de 5 V , etc...

Réaction sélective

On peut utiliser la réaction pour produire un certain effet de commande de tonalité, comme il sera indiqué dans un chapitre spécial consacré à ces contrôles.

La R.N.T., nous l'avons vu, diminue le gain dans le rapport $\frac{1}{1 + nK_a}$.

Si on applique une R.N.T. à une certaine bande de fréquence, cette bande sera atténuée par rapport au reste du registre ; si au contraire on supprime la R.N.T. à certaines fréquences, celles-ci n'étant pas atténuées par la R.N.T. se trouveront renforcées par rapport au reste du registre.

Pour obtenir cet effet, il suffit d'introduire dans la ligne de R.N.T. des éléments réactifs L ou C dont l'impédance varie avec la fréquence. Ceci sera traité plus en détail au chapitre VIII.

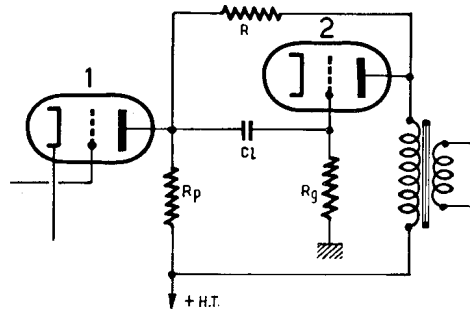
Moyens d'appliquer les divers types de réaction

La fig. VI-6 montre la façon de l'appliquer à un seul tube, de plaque à grille.

Un moyen souvent utilisé consiste, dans un circuit à 2 étages à liaison R.C., à réunir la plaque de l'étage final à celle de l'étage préamplificateur de tension par une résistance (fig. VI-11). La tension de sortie du tube final est appliquée à l'entrée de celui-ci par un potentiomètre dont la partie supérieure est constituée par la résistance R, joignant les 2 plaques et, la partie inférieure, par la résistance équivalente R_e à la charge de grille R_g de l'étage final en parallèle avec la résistance interne ρ et la charge R_p de l'étage amplificateur de tension.

Fig. VI-11

Application d'une R.N.T. sur un tube final alimenté par un étage à charge ohmique.
Une simple résistance entre les plaques des deux tubes est nécessaire. Le taux de R.N.T. appelé n est égal à $r/(R+r)$ ou r est la résistance équivalente à R_p, R_g et ρ en parallèle. Pratiquement r est égale à la résistance interne du tube 1 s'il s'agit d'une triode, à la résistance équivalente à R_p et R_g en parallèle, si le tube 1 est une pentode.



Le taux de contre-réaction correspond à la fraction de tension de sortie appliquée à la grille du tube final ou, ce qui revient au même, sur R_p.

Il est égal à

$$n = \frac{R_e}{R_e + R} \text{ avec } \frac{1}{R_e} = \frac{1}{\rho} + \frac{1}{R_p} + \frac{1}{R_g}$$

Si le driver a une faible résistance interne (tube ECC82, ECC81, EF86 en triode), on a, à peu de chose près :

$$n = \frac{\rho}{R + \rho}$$

Pour que le courant de sortie ne soit pas perturbé par la présence du potentiomètre R + R_e, il faut que la résistance de celui-ci soit grande devant l'impédance de charge de l'étage final, ce qui est, en général, le cas.

Pour le courant continu R et R_p sont en parallèle, car la chute de tension dans le transformateur de sortie est faible et la tension de plaque de l'étage final est voisine de la tension d'alimentation. La présence de R augmente donc la tension continue de plaque de l'étage driver. En général, R est grande, 470 kΩ au minimum pour R_p = 100 kΩ et sa présence ne cause pas une grande perturbation.

Avec un tube ECC 83 chargé par 100 kΩ attaquant un tube EL84 et une résistance R égale à 1 MΩ, le taux de contre-réaction est facile à calculer.

$$\frac{1}{R_e} = \frac{1}{\rho} + \frac{1}{R_p} + \frac{1}{R_g} = \frac{1}{10} + \frac{1}{100} + \frac{1}{500}$$

d'où R_e ≈ 40 kΩ.

$$n = \frac{40 \text{ k}\Omega}{40 + 1000 \text{ k}\Omega} \approx 0,04.$$

Le tube EL84 a un gain de 45 environ ; la distorsion et le gain seront divisés par $1 + (45 \times 0,04) = 2,8$ (9 db).

On peut penser à faire R_p infinie en la supprimant purement et simplement ; le tube driver se trouve alors alimenté, à partir de la plaque de l'étage final à travers R, en courant continu. (Fig. VI-12.)

$$\text{Comme } R_g \text{ est grande comparée à } \rho, \text{ on a alors } n = \frac{\rho}{R + \rho}.$$

On peut faire R plus petite pour augmenter le taux n, pourvu que la somme R + ρ reste grande comparée à la charge du tube final.

Avec l'exemple précédent et R = 100 kΩ on a

$$n = \frac{70 \text{ k}\Omega}{70 + 100 \text{ k}\Omega} \approx 0,4.$$

La distorsion et le gain seront alors divisés par $1 + (45 \times 0,4) = 19$ (25 db).

mais pour moduler à fond l'étage final il faudra multiplier par 20 la tension d'entrée soit 94 volts efficaces ou 125 volts pointe. Le driver sera incapable de fournir cette tension. On pourra introduire une tension supplémentaire comme dans l'ampli « PAXIS » décrit au chapitre XVII afin d'augmenter la tension d'alimentation du driver.

Dans ce système, le fait d'augmenter R diminue le taux de réaction négative. Avec une pentode en driver, on pourrait augmenter encore le taux de R.N.T. car la résistance interne de ce tube est grande et le

$$\text{taux serait peu inférieur à } \frac{R_g}{R + R_g} \text{ pour une pentode dont } \rho \text{ est voisine de } 2 \text{ M}\Omega.$$

Un très fort taux de R.N.T. est facile à obtenir mais le problème de la tension d'entrée reste entier.

Nous pensons que ce système peut permettre d'appliquer un taux de R.N.T. important sur un étage final, tout en laissant le transformateur de sortie dans la plaque de l'étage final, ce qui facilite l'alimentation de la grille-écran. La tension de contre-réaction est appliquée à la grille via $C_1 R$ au lieu de l'être directement comme dans un étage

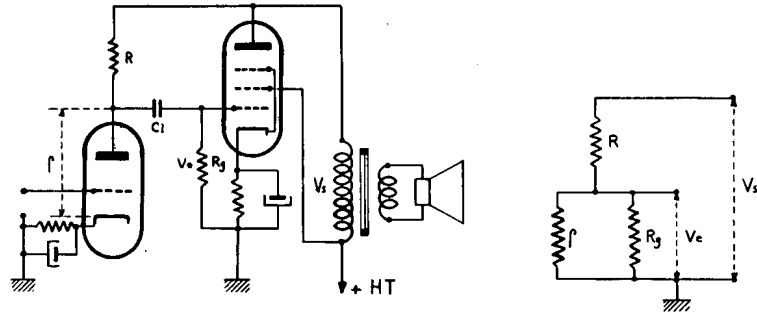


FIGURE VI-12

Dans ce schéma, la plaque du tube préamplificateur de tension est alimentée à partir de la plaque de l'étage final. L'étage final est soumis à une RNT dont le taux est fixé par la valeur de R . Ce système utilisable sur un étage simple ou push-pull permet d'obtenir un taux important de R.N.T. mais la tension d'entrée qui augmente conjointement pose toujours un problème difficile. Le circuit équivalent figuré à droite permet d'apprécier le taux de R.N.T.

à charge cathodique. Il suffirait d'ailleurs de relier le + HT à la plaque pour retrouver l'étage classique à charge cathodique, alimentation de l'écran mise à part.

Le fait d'alimenter le driver, à partir de la plaque de l'étage final, via R , introduit dans la charge de l'étage final un courant de phase opposée dû au driver mais celui-ci est négligeable par rapport à celui de l'étage final (1/40 environ) et la charge du driver reste pratiquement R , la charge supplémentaire apportée par la charge de l'étage final étant petite comparée à R .

Quand on applique une R.N.T. globale sur un amplificateur, on constitue un potentiomètre aux bornes de la bobine mobile et la cathode du tube d'entrée est ramenée sur le point intermédiaire du potentiomètre. On pourrait aussi bien y ramener la grille en inversant la phase, mais les circuits de grille sont chatouilleux, nous entendons par là sensibles aux inductions de toutes espèces et on évite de les allonger.

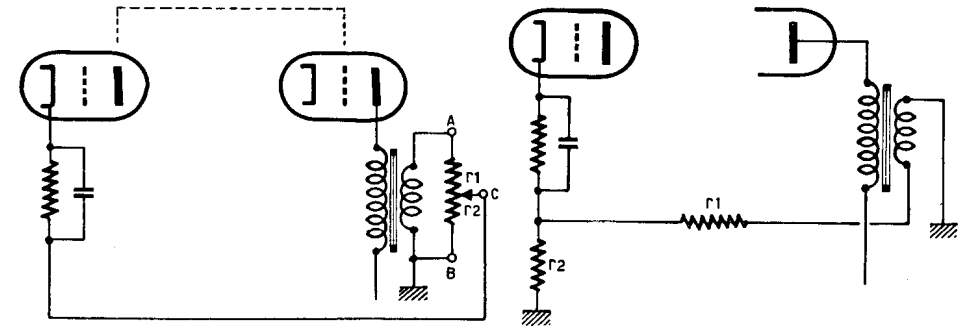


FIG. VI-13 et 13 bis

Application d'une R.N.T. globale à un amplificateur.

La première figure qui est exactement la deuxième mais présentée de façon différente montre, plus clairement que l'autre, le dispositif potentiométrique fixant le taux de R.N.T. La deuxième figure montre la façon habituelle de représenter un circuit de R.N.T. globale.

Le taux n est $r2/(r2 + r1)$. Quant au gain en tension global, il est égal au produit des gains des différents étages divisé par le rapport de transformation du transformateur de sortie.

Il faudra que la somme $(r1 + r2)$ soit grande devant l'impédance connectée au secondaire du transformateur ; mais $r2$ étant insérée dans la cathode du premier étage augmente la polarisation, il faudra la faire la plus faible possible tout en satisfaisant à la condition précédente et tenir compte de sa présence dans le calcul du système de polarisation du tube d'entrée. L'influence de $r1$ en parallèle sur $r2$ pour le courant continu de cathode est négligeable, car $r1$ vaut au moins dix fois $r2$. On inverse la phase de la tension de réaction en inversant les connexions allant à A et B.

Chaque étage normal produisant une inversion de phase, le fait d'intercaler un étage supplémentaire dans la boucle de R.N.T. obligera à inverser la phase, ce qui se fera facilement en inversant les connexions au secondaire du transformateur de sortie. (Les étages à grille à la masse ou à charge cathodique ne produisent pas d'inversion de phase.)

Il faudra regarder avec le plus grand soin les relations de phase entre

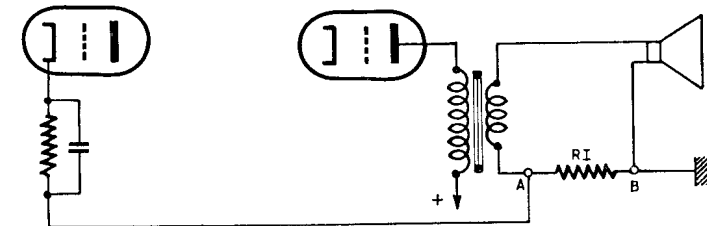


FIG. VI-14

Application d'une réaction d'intensité globale.

Une résistance de faible valeur 0,5 Ω maximum est insérée à la fois dans le circuit de cathode du tube d'entrée et dans le circuit du haut-parleur. La tension de réaction est proportionnelle au courant qui traverse la bobine mobile du H.P. On inverse la phase de la réaction en branchant la masse en A et le circuit de cathode en B.

étages avant d'appliquer une réaction car on risquerait de réaliser une réaction positive au lieu d'une réaction négative.

Le fait de relier les deux plaques de 2 étages consécutifs par une résistance produit une R.N.T.

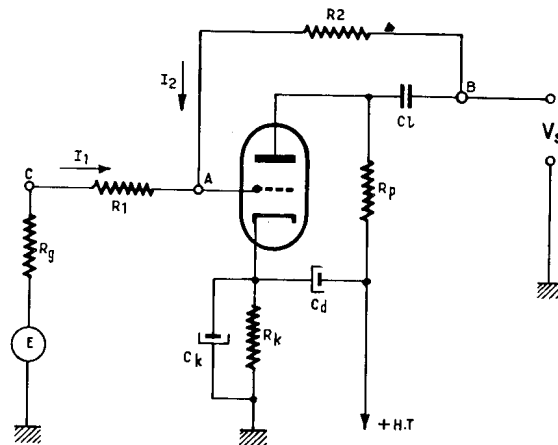
Le fait de relier par une résistance les deux cathodes de 2 étages consécutifs produit une R.P.T. Le 2^e tube étant attaqué par la grille, sa cathode est en phase avec sa grille, donc avec la plaque du premier tube. La réaction étant appliquée sur la cathode du premier tube, ce tube est attaqué par sa cathode, donc la tension appliquée est de phase opposée à celle de la grille, donc en phase avec la plaque, donc en phase avec la cathode du 1^{er} tube. Il y a réaction positive.

Circuit à anode asservie

Examinons le schéma de la figure VI-15 qui comprend un générateur de courant alternatif de F.E.M. : E et de résistance interne R_g, attaquant un tube par l'intermédiaire d'une résistance R₁. Le tube est chargé par une résistance R_p, et entre l'anode et la grille de ce tube, on a placé une résistance R₂. Le condensateur C₁, d'impédance négligeable, évite à R₂ d'être parcouru par une composante continue, du fait que l'anode et la grille ne sont pas au même potentiel continu. Par R₂, la tension de sortie est ramenée en partie sur la grille, il y a phénomène de R.N.T.

FIGURE VI-15

Schéma d'un circuit à anode asservie. Si les résistances R₁ et R₂ sont grandes comparées à R_g et R_p, le gain du tube est égal au rapport R₂/R₁. Ce circuit est à la base de systèmes de commande de tonalité utilisant le principe de la R.N.T.



Nous ferons les hypothèses suivantes : R_p et R_g sont faibles en comparaison de R₁ et R₂.

Le générateur fournit une tension E, qui est appliquée à la chaîne : R_g, R₁, R₂ et R_p placées en série et il apparaît, sur la grille, une fraction de E, égale à $\frac{R_2}{R_g + R_1 + R_2 + R_p}$ qui est peu différente de $\frac{R_2}{R_1 + R_2}$ d'après les hypothèses faites.

On a donc $\Delta V_g \approx E \frac{R_2}{R_1 + R_2}$. Si le gain du tube est K_a, la tension

de sortie est : V_s = K_a Δ V_g ou K_a E $\frac{R_2}{R_1 + R_2}$. Cette tension de sortie,

apparaissant aux bornes de R_p, entre anode et masse (V_{HT} est à la masse pour la composante alternative) apparaît aussi sur la chaîne R₂, R₁ et R_g en série et, sur la grille, la fraction n, de V_s, ramenée à la grille est : $n = \frac{R_1}{R_1 + R_g + R_2} \approx \frac{R_1}{R_1 + R_2}$.

Le gain avec R.N.T. est $\frac{K_d}{1 + n K_d}$ et si on suppose que nK_d est

grand comparé à 1, ce gain tend vers $\frac{1}{n}$. Supposons qu'il en soit ainsi ;

le gain entre grille et anode, c'est-à-dire $\frac{V_s}{\Delta V_g}$ est égal à $\frac{1}{n}$ donc à : $\frac{R_1 + R_2}{R_1}$.

La tension de sortie est alors V_s = Δ V_g $\frac{R_1 + R_2}{R_1}$ ou,

en remplaçant Δ V_g par sa valeur exprimée en fonction de E, $V_s = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times \frac{R_1 + R_2}{R_1} E$, ce qui donne E $\frac{R_2}{R_1}$.

Le gain du générateur : — est donc G = $\frac{R_2}{R_1}$; il est indépendant du tube, mais, évi-

demment faible, puisque le taux de contre-réaction est très élevé. Si on fait R₁ = R₂ le gain sera sensiblement égal à 1. On aura donc un étage qui déphase de 180° sans amplifier, d'où son application dans le déphaseur paraphase ou balançoire. Le déphasage de 180° se produira sans distorsion, étant donné le fort taux de R.N.T. utilisé, et ceci d'autant plus que le gain K_d du tube sera plus grand. Si on remplace R₂ par un

circuit réactif dont l'impédance Z_2 varie avec la fréquence, on pourra faire varier le rapport $\frac{Z_2}{R_1}$ avec la fréquence et réaliser ainsi un amplificateur dont le gain varie avec la fréquence.

Ce circuit est largement utilisé dans les machines à calculer électroniques, où on peut attribuer au circuit un gain bien défini, pourvu qu'on reste dans la limite des restrictions imposées. On pourra d'ailleurs introduire plusieurs tubes dans le circuit de R.N.T. afin d'augmenter le gain interne dans le produit nK_a .

On peut voir ce circuit à anode asservie d'une autre façon.

La tension alternative aux bornes de R_2 est $V_a \times \Delta V_g$, car quand la grille est au potentiel $-\Delta V_g$, à cause du déphasage entre ΔV_g et ΔV_p , la tension de l'anode est $+V_a$ ou $+K_a \Delta V_g$. La différence de potentiel entre B et A est $K_a \Delta V_g - (-\Delta V_g) = (K_a + 1) \Delta V_g$. Le courant dans R_2 est donc :

$$I_2 = \frac{(K_a + 1) \Delta V_g}{R_2}$$

Cherchons le courant dans R_1 . La tension aux bornes de R_1 est, en négligeant R_g , $E - \Delta V_g$. On a : $I_1 = \frac{E - \Delta V_g}{R_1}$.

Comme la grille est toujours négative par rapport à la cathode, aucun courant alternatif ne circule dans le circuit grille-cathode ; donc, obligatoirement $I_1 = I_2$. Donc $\frac{R_2}{R_1} = \frac{(K_a + 1) \Delta V_g}{E - \Delta V_g}$.

Le rapport $\frac{R_2}{R_1}$ est égal à $\frac{(K_a + 1) \Delta V_g}{E - \Delta V_g}$.

Si K_d est grand comparé à 1 on a :

$$\frac{R_a}{R_1} = \frac{K_a \Delta V_g}{E - \Delta V_g} = \frac{V_a}{E - \Delta V_g} = \frac{1}{\frac{E}{V_s} - \frac{\Delta V_g}{V_s}} = \frac{1}{\frac{E}{V_s} - 1} = \frac{1}{G - K_d}$$

Or on a vu que G était faible et K_a grand. On peut donc négliger G devant K_a et on obtient $\frac{R_a}{R_1} = \frac{G K_a}{K_a} = G$, résultat trouvé précédemment.

La grille est à un potentiel fixe, ainsi qu'on pourra le voir au chapitre des déphaseurs (déphaseur balançoire) où le point O se maintient à un potentiel à peu près constant (fig. VII-5) quoi qu'on cherche à faire pour l'en éloigner ; aussi appelle-t-on ce point une masse virtuelle. On en verra un exemple dans le correcteur Baxandall (fig. VIII-27). Il faudra choisir, comme tube, un tube à grand K_a , genre ECC83 ou une pentode et choisir R_1 et R_2 suffisamment grandes pour que R_p conserve une valeur importante, afin d'obtenir une forte valeur de K_a . Il ne faudra pas oublier le fait que K_a ne dépend pas uniquement de R_p , mais de la charge dynamique, ainsi qu'elle a été définie au chapitre IV.

Réaction involontaire

Lorsqu'un signal est appliqué sur la grille d'un tube, il se retrouve amplifié mais de phase opposée sur la plaque. S'il y a possibilité de couplage entre la tension d'entrée et celle de sortie, il se produira une réaction négative de tension qui diminuera le gain.

Si un deuxième tube suit le premier, il produira à son tour une inversion de phase et le signal à la sortie de ce deuxième tube sera en phase avec le signal d'entrée du premier. Il y aura réaction positive de tension s'il existe un couplage entre ces deux signaux.

Or ce couplage existe par l'alimentation. Les circuits se referment en effet dans une impédance commune, celle du condensateur de filtrage qui se trouve à la sortie du filtre.

Si cette impédance est grande et elle le devient forcément aux fréquences très basses, il y aura un fort couplage dans cette impédance entre le signal d'entrée et le signal de sortie, et réaction positive se traduisant par une entrée en oscillation aux fréquences basses.

Ce phénomène est connu sous le nom de « motor-boating » car il produit un bruit imitant un moteur de bateau.

La solution consiste à isoler les retours de chaque tube à l'alimentation par une cellule de découplage composée d'une résistance et d'une capacité telles que l'ensemble ait une constante de temps RC convenable. Si R est faible, il faudra que C soit grande.

La séparation sera d'autant plus efficace que R_a sera plus grande et C_a également, c'est-à-dire que le produit $R_a C_a$ sera grand.

La réaction se produisant aux fréquences basses et aucun découplage ne pouvant bloquer du courant continu (fréquence zéro), on n'a pas intérêt à donner à l'amplificateur une réponse supérieure, dans les fréquences basses, à celle qui concerne les fréquences audibles.

Il est souhaitable qu'au-delà des fréquences basses audibles (en dessous de 20 c/s) le gain de l'amplificateur tombe brutalement. On augmentera ainsi la stabilité de l'amplificateur.

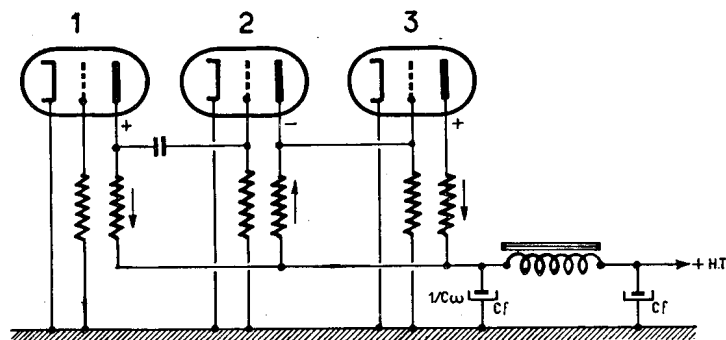


Fig. VI-16

Couplages entre étages produisant un effet de réaction indésirable. S'il y a couplage entre les circuits de sortie des tubes 1 et 2, il y a R.N.T. car les tensions de sortie sont de phases opposées mais s'il y a couplage entre les étages 1 et 3 il y a réaction positive. Ce couplage se produit dans une impédance commune aux différents étages. Cette impédance commune est celle de la capacité de sortie du filtre. Aux fréquences très basses, cette impédance devient importante et la tension de réaction qui y prend naissance provoque l'entrée en oscillation du circuit. Il faut donc donner à Cf la plus grande valeur possible mais il y aura toujours une fréquence basse où l'oscillation se produira si le gain à cette fréquence est suffisant.

(Sur le schéma une capacité de liaison a été oubliée entre les tubes 2 et 3.)

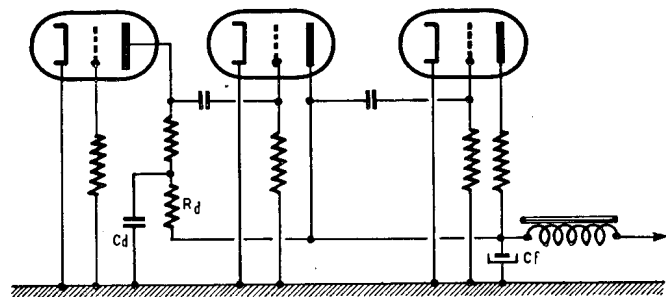


Fig. VI-17

Le découplage constitué par l'ensemble Cd Rd empêche le couplage entre les étages 1 et 3. Son rôle peut s'expliquer ainsi. La charge de plaque du tube 1 se trouve ralliée à sa base au curseur d'un potentiomètre, constitué par Rd et Cd, branché aux bornes de Cf. Si l'impédance de Cd est faible comparée à celle de Rd, une faible fraction de la tension de couplage qui existe sur Cf, sera reportée sur la charge du tube 1 : ce qui diminuera énormément les possibilités d'autooscillation par R.P.T. Plus Rd sera de grande valeur, plus le découplage sera efficace mais Rd crée une chute de tension qui diminue le potentiel effectif de plaque du tube 1 aussi ne peut-on l'augmenter exaorément. En général elle varie entre la moitié et le cinquième de la résistance de charge. La capacité Cd devra avoir une valeur telle qu'aux fréquences les plus basses son impédance soit au plus 1/10 de Rd. Ainsi, à ces fréquences, 1/11 au plus de la tension de couplage sera reportée sur le tube 1. A l'aide de cellules Cd Rd en cascade, on pourrait réduire autant qu'on le voudrait les risques de réaction positive, chaque cellule ne prenant qu'une fraction de la tension fournie par celle qui la précède.

Les constantes de temps de liaison devront avoir la valeur juste nécessaire pour assurer la bonne transmission des transitoires graves. Si même elles sont un peu inférieures, la réaction négative de tension se chargera d'assurer le nivellement.

Si le condensateur de découplage de cathode est insuffisant, ce qui arrive aux fréquences très basses, il y aura diminution du gain aux fréquences basses par effet de réaction négative d'intensité, aussi préfère-t-on souvent le supprimer totalement ce qui assure la même perte de gain à toutes les fréquences. Dans un étage push-pull cette capacité peut être supprimée, aucun courant B.F. n'étant sensé traverser la résistance de polarisation.

L'insuffisance d'un découplage de grille écran diminue également le gain car le tube fonctionne alors dans un état intermédiaire entre pentode et triode aux fréquences basses.

	R.N.T.	R.P.T.	R.N.I.	R.P.I.
GAIN	—	+	—	+
DISTORSION	—	+	—	+
STABILITÉ	+	—	+	+
IMPÉDANCE D'ENTRÉE	+	—	+	+
RÉSISTANCE INTERNE	—	+	+	—

Fig. VI-18

Tableau résumant les propriétés des différents types de réaction. Les signes + indiquent une augmentation, les signes moins une diminution. Ainsi la R.N.T. diminue le gain, la distorsion, la résistance interne, augmente la stabilité et l'impédance d'entrée du circuit auquel elle est appliquée.

CONDITIONS DE STABILITE D'UN AMPLIFICATEUR SOUMIS A UNE CONTRE-RÉACTION

Diagrammes de Nyquist

La contre-réaction a une efficacité totale quand la tension d'entrée et la fraction de la tension de sortie, injectée à l'entrée, sont en opposition de phase.

Dans le cas idéal, la tension d'entrée V_e et la fraction n de la tension de sortie : V_s , appliquée à l'entrée, peuvent être représentées par deux vecteurs opposés. Si G est le gain de l'amplificateur $V_s = GV_e$ et la tension de RNT est nGV_e . Ce qui importe étant le rapport entre les deux vecteurs, on peut prendre $V_e = 1$ et ainsi le vecteur figurant la RNT aura pour valeur nG . La somme des deux vecteurs : $1 + nG$ représentera la tension d'entrée nécessaire après application de la RNT pour obtenir la même tension de sortie que sans RNT.

Le vecteur unité représentera la phase de la tension d'entrée et le vecteur nG celle de la tension de sortie. Si les tensions ne sont pas en phase, la tension résultante sera la somme géométrique des deux vecteurs 1 et nG , c'est-à-dire le troisième côté du triangle formé par les extrémités des vecteurs 1 et nG (fig. VI-19).

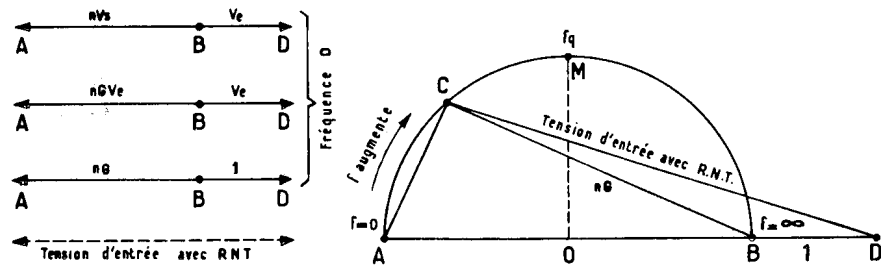


FIGURE VI-19

Dans le cas idéal, la tension grille-cathode et la fraction de tension de sortie ramenée à l'entrée sont déphasées de 180° et la tension d'entrée avec R.N.T. est la somme algébrique de ces deux tensions. En pratique s'il y a un élément réactif entre l'entrée et la sortie il y a un déphasage entre la tension grille cathode et la tension de R.N.T. et la tension d'entrée est la somme géométrique de ces deux tensions. L'angle de déphasage avec R.N.T. : C.D.A. est inférieur à l'angle de déphasage CBA sans RNT ; c'est une preuve de l'amélioration apportée par la R.N.T.

Pour donner un exemple simple nous allons supposer qu'un élément R et C en parallèle existe entre entrée et sortie de l'amplificateur et pour trouver la phase de V (qui est celle de I dans R) par rapport au courant total arrivant au circuit RC, nous allons revenir au diagramme en demi-cercle étudié au début de cet ouvrage (chapitre III). Nous donnerons à ce demi-cercle un diamètre égal à la valeur de nG à la fréquence zéro pour laquelle C est sans action. Quand la fréquence passe de zéro à l'infini, le point C parcourt le demi-cercle de A en B et la phase de nG , qui est celle de la tension de sortie, change ; l'angle des tensions d'entrée et de sortie n'est plus 180° mais diminue rapidement quand la fréquence augmente jusqu'à la fréquence quadrantale f_q pour laquelle $RC\omega = 1$; la tension de sortie, proportionnelle à nG donc au vecteur BC (puisque

$nG = \frac{nV_s}{V_e}$), diminue seulement de 3 db de A à M (qui correspond à la fréquence quadrantale).

De M en B, par contre, l'angle de phase varie moins vite mais la tension de sortie diminue rapidement. On se reportera aux courbes donnant la variation de la grandeur de la tension et de la phase en fonction de $\frac{f}{f_q}$ (fig. III-16 et III-17). La nouvelle tension d'entrée sera représentée par le vecteur DC qui est la somme géométrique de la tension d'entrée 1 et de la tension de R.N.T. : nG , déphasée de φ par rapport à sa valeur pour $f = 0$.

La fig. VI-19 représente la variation des vecteurs « tension de sortie » et « tension d'entrée » avec R.N.T. quand la tension de R.N.T. augmente, autrement dit, la valeur de n (ωCR restant constant). L'angle que fait la tension de sortie avec la tension d'entrée diminue quand le taux de R.N.T. augmente : $\alpha'' < \alpha' < \alpha < \varphi$.

Le rapport $\frac{BC}{DC}$ diminue : ce qui indique que le gain de l'amplificateur diminue quand n diminue mais ce rapport varie moins, pour une grande valeur de n , quand la fréquence varie.

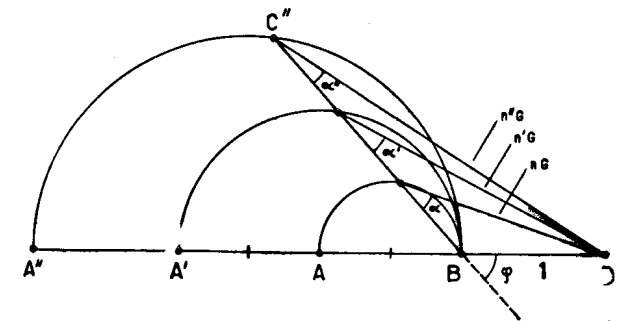


FIGURE IV-19 bis

Cette figure montre que quand le taux n de R.N.T. augmente l'angle de déphasage diminue.

A la fréquence quadrantale f_q , le déphasage est 45° . Prenons un exemple : soit un amplificateur dont le gain aux fréquences moyennes est 50. Si on lui applique une R.N.T. pour laquelle $n = 1/10$, pour une tension d'entrée de 1 V, la tension de sortie sera 50 V dont 5 seront reportés à l'entrée ; la tension d'entrée devra être augmentée d'autant, donc portée à 6 V.

A la fréquence quadrantale $nG = \frac{5}{\sqrt{2}} = 3,5$ et la tension d'entrée

avec R.N.T. est $\sqrt{2,5^2 + 3,5^2} = 4,3$ V.

Sans R.N.T., le gain varie de 50 à 35, soit un affaiblissement de 3 dB. Avec R.N.T., le gain est sans déphasage égal à $50/6$ et avec un déphasage de 45° correspondant à f_q , il devient $35/4,3$. Le rapport est

$\frac{50}{6} \frac{35}{4,3} = 1,02$, ce qui correspond 0,2 dB et le déphasage passe de 45° à 9° (fig. VI-20).

Dans les pires conditions pour $f = \infty$, le déphasage, même sans R. N. T., ne peut dépasser 90°. La tension de R. N. T. ne peut donc être en phase avec la tension d'entrée et provoquer une R. P. T.

Pour $f = \infty$, le gain étant nul, la R.N.T. est sans action.

On peut chercher à voir ce qui se passe dans un étage à R. N. T. total (cathode-follower) ou $n = 1$. Le vecteur BC est égal au gain du tube G sans R. N. T et représente la tension de sortie puisque la tension d'entrée BD vaut 1. Le gain avec RNT du tube est le rapport $\frac{BC}{CD}$. Il est facile de voir qu'il est toujours inférieur à 1.

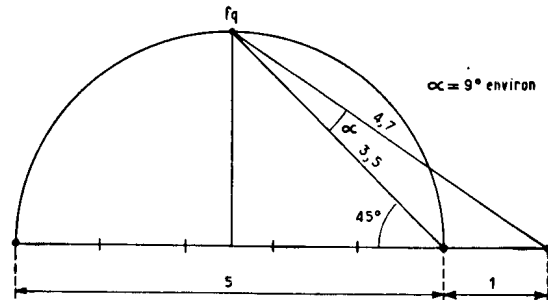


FIGURE VI-20
Cette figure montre l'amélioration obtenue grâce à l'application d'une R.N.T. ou $n = 1$. La perte de gain passe de 3 à 1 db et le déphasage de 45° à 9°.
(Lire 4,3 au lieu de 4,7.)

Nous allons prendre un exemple concret (fig. VI-21). Un tube ECC82 chargé par 100 kΩ et une capacité parallèle de 50 nF est alimenté par une H.T. de 250 v. Dans ce cas, son gain K_a , aux fréquences ou C est sans action, est 14 et sa résistance interne $\rho = 17 \text{ k}\Omega$.

La fréquence quadrantale est celle pour laquelle l'impédance de C est égale à celle de ρ et R en parallèle soit 14,5 kΩ. Elle est égale à 222 Hz. La chute à 18 db aurait lieu à 1,7 KHz environ. La réponse aux fréquences élevées serait catastrophique sans R.N.T.

Si nous traçons le diagramme pour la fréquence zéro, $BD = 1$ et $AB = 14$. A cette fréquence le gain est AB/AD . Quand la fréquence croît, le gain est égal BC/DC . A la fréquence 0 le gain est ∞ ; à la fréquence quadrantale, est égal à BC_q/DC_q .

$BC_q = 14/\sqrt{2} \approx 10$; $DC_q = \sqrt{7^2 + 8^2} = 10,6$, la chute est inférieure à 0,1 dB. Le déphasage passe de 45° à 3,5°. L'amélioration est considérable.

Alors que la chute de 3 dB se produit à 220 Hz environ sans R.N.T. avec la R.N.T. totale, cette chute à 3 dB se produirait aux environs de 3 kHz, ce qui fait un gain voisin de 4 octaves. Nous avons choisi une

capacité de 50 nF qui est énorme. En effet, si nous utilisons, à la sortie du tube, un câble blindé de 10 m de longueur ayant une capacité de 300 pF par mètre (le co-ax. utilisé en T.V. a une capacité inférieure à 100 pF/m), la capacité sera $300 \text{ pF} \times 10 = 3000 \text{ pF}$ ou 3 nF, ce qui fait dix-sept fois moins que la valeur de 50 nF utilisée dans l'exemple. La fréquence quadrantale sera 17 fois plus grande soit de l'ordre de 50 kHz. On peut donc dire que la capacité du câble est négligeable, quant à son action sur la réponse dans la gamme des fréquences audibles.

Nous avons pris, en exemple, un tube ECC82 à cause de son faible gain pour que le diagramme puisse être construit facilement. Avec un tube ECC83 qui aurait un gain K_a de 55 dans les mêmes conditions, il aurait fallu prendre AB, 55 fois plus grand que BD et le diagramme n'eût pas été très clair mais l'amélioration eût été beaucoup plus impor-

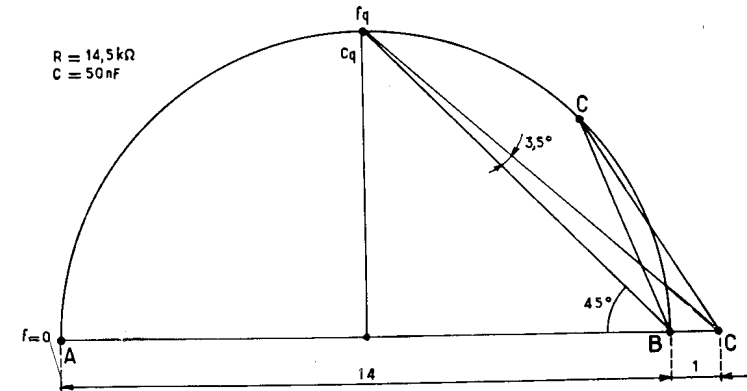
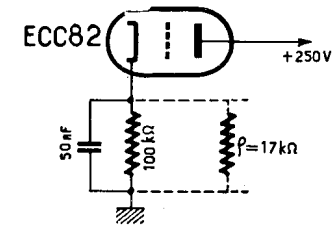


FIGURE VI-21

Ce diagramme correspond au cas d'un tube ECC82 fonctionnant à R.N.T. totale $n = 1$, avec une charge cathodique de 100 kΩ shuntée par une capacité de 50 nF. Le produit nG est égal à 14. A la fréquence quadrantale 222 Hz, la chute devrait être de 3 db et le déphasage de 45° sans R.N.T. Après application de la R.N.T. totale, le gain est pratiquement constant et le déphasage ramené de 45° à 3,5°. Le gain en tension exprimé par le rapport BC/DC est toujours légèrement inférieur à 1.
(A l'extrémité du segment AB, côté B, lire D au lieu de C.)



tante car, plus encore que dans l'exemple choisi, on aurait vu que, $\frac{CB}{BD}$ étant négligeable devant AB, le rapport $\frac{BC}{CD}$ ne dépend pratique-

ment (dans de très larges limites) que de n . Comme, dans l'exemple, $n = 1$, le rapport CB/CD est constamment très voisin de 1.

Nous allons examiner le cas où plusieurs étages successifs apportent un déphasage.

Le diagramme va se compliquer. Considérons le cas de deux étages semblables, c'est-à-dire composés des mêmes éléments RC et ayant par conséquent la même fréquence quadrantale. Pour chaque valeur de ρ , le déphasage sera double de celui qui serait produit par un seul étage. A une chute de 3 db par étage, correspond un déphasage de 45° par étage, donc de 90° en tout, et une perte de gain totale de 6 db, soit la moitié du gain primitif. A la fréquence quadrantale f_q la tension de sortie (ou tout au moins la fraction reportée à l'entrée qui lui est proportionnelle) qui était, pour un seul étage, représentée par un vecteur BC faisant un angle de 45° avec BA, sera représentée par un vecteur faisant 90° avec BA et

de longueur égale à $\frac{AB}{2}$.

VALEURS UTILES AU TRACÉ DU DIAGRAMME DE NYQUIST

Angle ABC			nG en % de AB		
1 étage	2 étages	3 étages	1 étage	2 étages	3 étages
10°	20°	30°	99	98	97
15°	30°	45°	96	92	88
30°	60°	90°	86	74	63
45°	90°	135°	70	50	35
60°	120°	180°	50	25	12
75°	150°	225°	24	5,7	1,3
90°	180°	270°	0	0	0

Pour remplir ce tableau, il suffit de tracer un cercle de diamètre $AB = 100$ mm. Pour un angle de 10° , mesurer $BC = 99$ mm, sa valeur en mm donne nG en % de AB pour un étage.

Pour deux étages, doubler l'angle de déphasage, élever $\frac{99}{100}$ au carré.

Pour trois étages, tripler l'angle de déphasage, élever $\frac{99}{100}$ au cube, etc., etc.

La chute de 6 db qui intervenait, pour un étage, pour un déphasage de 60° , produira avec deux étages une chute de 12 db et un déphasage de 120° . Le vecteur aura une longueur égale au $\frac{1}{4}$ de AB et fera un angle de 120° avec BA .

On peut tracer ainsi, points par points, le parcours de l'extrémité du vecteur nG (ou G est le gain total des deux étages). Il passera évidemment par A et par B . Il aura l'allure représentée sur la figure VI-22 et l'on dépasse le cap dangereux du déphasage de 90° .

Quand le diagramme ACB rencontre en F le cercle de rayon 1, la tension d'entrée avec réaction devient égale à la tension d'entrée sans réaction. De F en B la réaction devient positive mais le vecteur DC proportionnel à la tension de sortie diminue très vite; il représente nG et comme n reste constant, cela prouve que G diminue considérablement. Le déphasage de 180° , qui est le point d'entrée en oscillation, ne peut être atteint car il faudrait que CD soit dans le prolongement de BD donc que ce diagramme englobe le point D , ce qui n'est pas le cas.

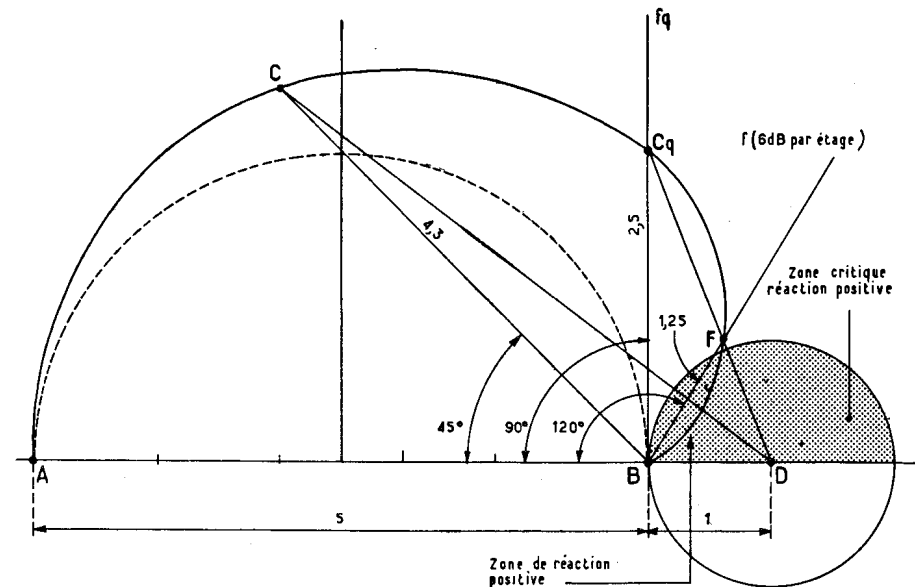


FIGURE VI-22

Ce diagramme est celui qu'on obtient, s'il se produit, entre entrée et sortie, deux déphasages égaux, produits par deux éléments réactifs semblables. La réaction devient positive au-delà de la fréquence quadrantale mais le déphasage n'atteint jamais 180° ; point d'entrée en oscillation, et le gain au delà de f_q s'amenuise rapidement.

Traçons le diagramme pour trois étages (on procédera de la même façon que pour deux); pour f_a , le déphasage est 135° et l'amplitude —

$$\frac{AB}{2\sqrt{2}}$$

Pour la fréquence correspondant à $2 f_a$ le déphasage est 60° par étage dont 180° pour les trois étages et l'amplitude est $1/8$ de AB. Si on ne veut pas que le diagramme passe par le point D ou l'englobe, il faut que AB soit inférieur à 8. Dans ce cas, le diagramme passera à gauche de D et descendra sous BD pour regagner B pour $f = \infty$ (fig. VI-23 et 23 bis).

Alors que pour un ou deux étages, l'entrée en oscillation est impossible, quel que soit le taux de R. N. T., il n'en est pas de même pour trois étages. Il faudra choisir n pour que nG soit inférieur à 8.

Ainsi, avec trois étages ECC82 ayant chacun un gain maximum de 14, le gain total est $14 \times 14 \times 14 = 2.744$. Pour que nG ne dépasse pas 8, il faut que $2.744 n < 8$ ou $n < 3/1.000$. La fréquence critique (6 db par étage) est $1,73 f_a$. Avec des triodes ECC82 alimentées sous 250 v, $R_p =$

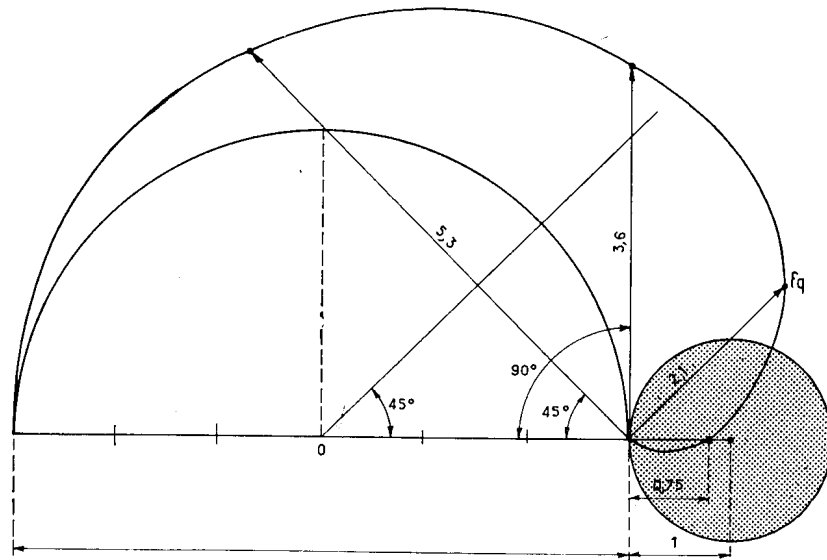


FIGURE VI-23

Avec trois éléments réactifs semblables produisant trois déphasages cumulatifs, le déphasage total atteint 180° si chaque déphasage vaut 60° . Il y a danger d'oscillation si le diagramme englobe le point D (voir figure VI-22 pour la position des points ABD) ce qui arrive si AB est supérieur à 8. Dans cette figure $AB = 6$, le point critique n'est pas atteint.

100 K Ω , $R_g = 330$ K Ω , $\rho = 17$ K Ω , $C = 50$ pF, la fréquence quadrante est $f_c = 235\,000$ KHz et la fréquence pour le déphasage de 180° $235\,000$ KHz $\times 1,73 = 406\,000$ KHz.

On peut se demander s'il n'y a pas moyen de pousser davantage le taux de contre-réaction aux fréquences audibles, car il est limité à cause d'une fréquence ultrasonique inutile. Il suffirait de diminuer le gain, à cette fréquence dangereuse, ou de diminuer n, à cette fréquence. On pourrait penser à augmenter C pour diminuer le gain aux fréquences élevées, mais on diminuerait f_a et le problème se représenterait à une fréquence plus basse. Ce qu'il faut, c'est diminuer le gain sans augmenter le déphasage dans les mêmes proportions. Dans l'amplificateur « Williamson » décrit plus loin dans cet ouvrage, on a shunté la charge de 47 K Ω du premier étage par un ensemble RC en série 4,7 K Ω et 200 pF. On verra au chapitre « commande de tonalité » qu'un tel ensemble a une impédance variant entre 47 K Ω aux fréquences ou C a une impédance énorme et 47 k Ω en parallèle avec 4,7 k Ω , soit 4,3 k Ω environ aux fréquences où l'impédance de C est infinie.

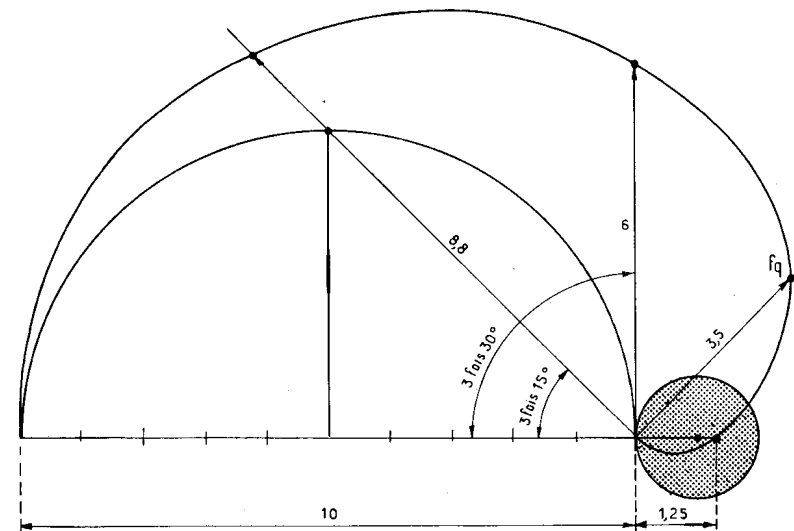


FIGURE VI-23 bis

Dans ce diagramme correspondant comme celui de la figure VI-23 au cas de trois déphasages semblables, le segment AB correspondant à nG est supérieur à 8. Il y a autooscillation si chaque déphasage passe le cap des 60° . Le diagramme englobe le point D. (Voir figure VI-22 pour la position des points A, B, D.)

Le déphasage varie entre deux paliers et est moins rapide que si la résistance de 4,7 K Ω n'existait pas.

On utilise aussi très couramment une capacité en parallèle sur la résistance qui va du transformateur de sortie à la cathode du tube d'entrée et qui fixe le taux n de R. N. T. En choisissant la valeur de C on

peut faire en sorte qu'à partir d'une certaine fréquence l'ensemble R et C en parallèle ait une impédance qui diminue avec la fréquence, diminuant ainsi le taux de R. N. T. aux fréquences élevées ; d'autre part le déphasage produit par cette capacité, étant inverse de celui qu'on corrige, diminue l'écart de phase entre la tension de R. N. T. et la tension d'entrée.

On détermine, en général, cette capacité expérimentalement en regardant à l'oscillographe les signaux rectangulaires à 10 000 Hz sortant de l'amplificateur qui sont le plus souvent affectés de petites oscillations parasites ; une valeur convenable de C permet de les éliminer plus ou moins complètement.

Si l'on veut qu'un amplificateur soit stable quand on lui applique un certain taux de R. N. T., il faut ne pas s'approcher trop près des conditions d'oscillation et disposer d'une marge de sécurité. Pour cela il est prudent de fuir le point D et d'éviter de pénétrer trop avant dans le cercle de rayon 1 (BD) ou la réaction devient positive. Le cercle de rayon 1/2 assurera une marge de 6 db mais c'est le minimum qu'on pourra se permettre.

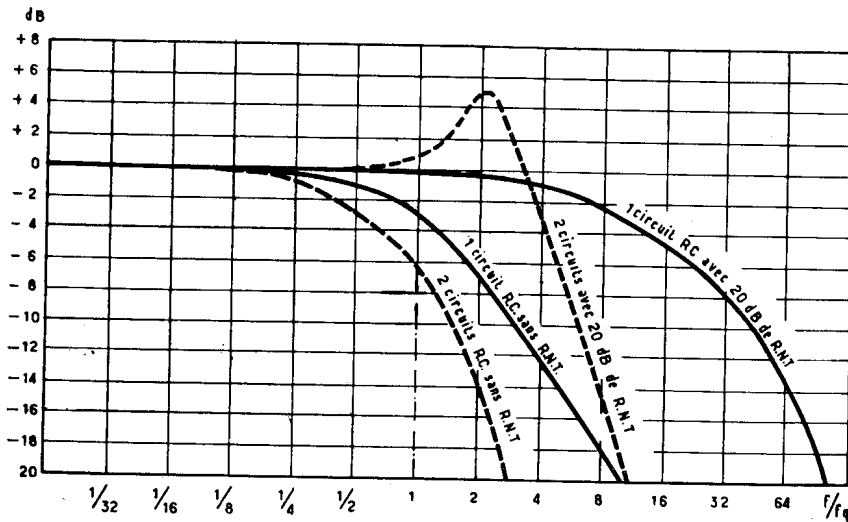


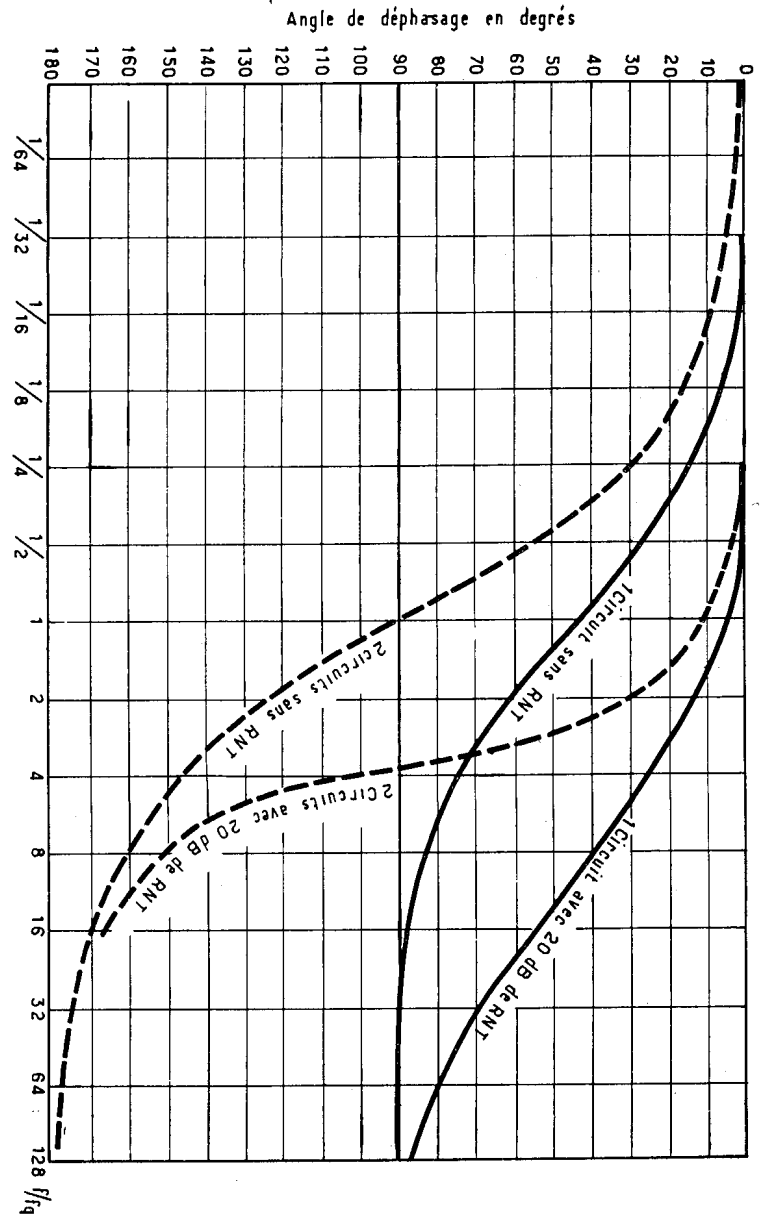
FIGURE VI-24

Ces courbes semblables à celle de la figure III-16 montrent en fonction de f/f_q l'amélioration obtenue avec une R.N.T. au taux de 20 db, c'est-à-dire pour laquelle $nG = 10$, pour un ou deux étages à éléments réactifs semblables. On remarquera la pointe obtenue avec deux étages dont il est facile de comprendre la cause en regardant le diagramme de la figure VI-26.

Les exemples que nous avons donnés sont plus théoriques que pratiques car un amplificateur n'est pas composé d'étages ayant le même déphasage et quiconque a pâli sur la mise au point d'amplificateurs BF

Ces courbes analogues à celles de la figure III-17 montrent les variations du déphasage pour un ou deux étages avec ou sans R.N.T. A déphasage égal, la R.N.T. permet d'atteindre une fréquence beaucoup plus élevée que si le circuit en est dépourvu.

FIGURE VI-25



sait que, déjà avec deux étages, on ne peut pousser le taux de R. N. T. au-delà d'une certaine valeur. C'est que l'étage final est le siège de deux déphasages, celui qui existe dans son circuit d'entrée et celui qui est produit par l'inductance de fuite du transformateur de sortie. Un amplificateur à deux tubes se comporte donc comme un circuit théorique à trois étages.

Aux fréquences basses les déphasages sont produits par les liaisons RC, et par l'inductance primaire du transformateur de sortie, mais on a, en général, moins de soucis de ce côté du registre, car on peut agir sur la valeur de C_1 et de L_p (on ne peut en général rien sur les capacités parallèles); on peut supprimer en partie ces déphasages par une liaison directe et dans un amplificateur à deux tubes on n'aura qu'un ou deux déphasages par RC série, alors qu'on en aura trois, infailliblement, par RC parallèles.

Pour ces raisons, on se préoccupe surtout de la réponse de l'amplificateur aux fréquences élevées et plus la R.N.T. englobe d'étages, plus la difficulté d'obtenir un taux important de R. N. T., pour corriger les distorsions, augmente.

Il est souvent fait appel à un système de R.N.T. par boucles locales n'englobant qu'un seul étage pour diminuer le déphasage de chaque étage. Un taux de réaction $1 + nG$ divise la distorsion par $1 + nG$ et multiplie par $1 + nG$ la fréquence à laquelle se produit un certain déphasage. Si $1 + nG = 10$ (20 db) la fréquence f_a par exemple passera de 2 000 Hz sans R. N. T à 22 000 Hz avec R. N. T.

On peut le voir en traçant les courbes donnant l'atténuation en db en fonction du rapport f/f_a avec et sans R. N. T. ainsi qu'on l'a fait au début de l'ouvrage (sans R.N.T.).

Pour 20 dB de R.N.T., il faut faire AB (le diamètre du cercle) égal à 10.

CB

On mesure le gain en faisant $\frac{CB}{CD}$ et la chute en db est le rapport de

CD

CB/CD et du gain maximum AB/AD exprimé en db (voir tableau à la fin de l'ouvrage).

On peut le faire pour 1 ou 2 circuits R.C correspondant à 1 ou 2 étages couplés par résistances-capacité (la capacité de liaison C_1 ayant une impédance telle qu'elle puisse être négligée). On pourra également comparer le déphasage avec et sans R.N.T., ce déphasage étant représenté par l'angle BCD (fig. VI-24 et 25).

On sera peut-être surpris de constater la bosse qui apparaît avec deux circuits et 20 db de RNT.

Si on observe le diagramme de Nyquist pour deux étages (ou deux circuits) on s'aperçoit que le gain AB/BD est égal à 10/11 aux fréquences basses. Si on élève la perpendiculaire au milieu de BD, le point C_m où elle rencontre le diagramme, donne un gain de 1 supérieur à 10/11. Le

rapport 1/10/11 donne une valeur de 1,1 qui correspond à + 0,8 db. Le segment BC devient alors supérieur à DC et le gain devient supérieur à 1 et plafonne à + 5 db environ pour retomber à 0,8 db quand la perpendiculaire coupe le diagramme plus bas. A la fréquence quadrantale, le

gain a déjà augmenté : $\frac{DC'}{BC'} = \frac{10}{11}$ (fig. VI-26).

La réponse de l'amplificateur est améliorée par la R.N.T, mais la pointe de 5 db environ n'est pas négligeable et il sera souhaitable qu'elle ait lieu en dehors de la gamme audible. Alors de $f = 0$ à $f = f_a$, la courbe de réponse variera de moins de 1 db alors que sans R. N. T. elle descendait à - 6 db pour $f = f_a$.

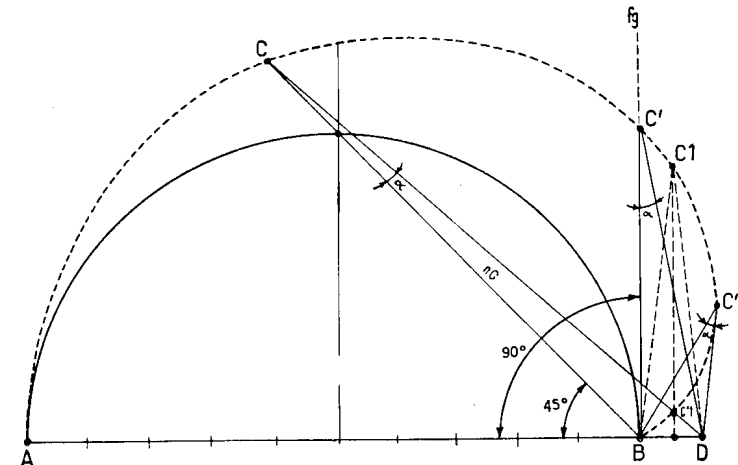


FIGURE VI-26

Dans ce diagramme, on remarque que entre C_1 et C_2 , la tension d'entrée avec R.N.T. est inférieure à la tension sans R.N.T. ce qui explique la bosse de la courbe de la figure VI-24. Il y a réaction positive mais jamais le déphasage n'atteint 180° , si ce n'est au point B où le gain est nul. On remarquera que $nG = 10$, ce qui correspond à 20 db de R.N.T. donc au cas de la figure VI-24.

Le diagramme de Nyquist peut apparaître relativement simple si on en juge par ce qui vient d'être dit, mais nous avons choisi des exemples simples et la réalité est tout autre. Les déphasages diffèrent d'un étage à l'autre et il n'est pas facile de les mesurer. On peut apprécier le gain de chaque étage en fonction de la fréquence et en déduire les déphasages mais l'opération est longue et fastidieuse. Cependant, ce qui vient d'être dit permet de voir dans quel sens il faut agir pour augmenter le taux de R. N. T., tout en restant dans une marge convenable de stabilité. Les moyens employés pourront être divers : 1° réduire les déphasages locaux

par des boucles de R. N. T. locale : étage final à charge cathodique totale ou partielle (Ampli : Quad), R. N. T. par résistance entre plaques de deux étages consécutifs ; 2° utiliser des circuits de corrections de phase ; pour les fréquences élevées : résistance en série avec une capacité shuntant une résistance de charge ; pour les fréquences basses : résistance shuntée par une capacité en série avec la capacité de liaison, diminution de celle-ci... capacité en parallèle sur la résistance de R. N. T. globale.

On peut cependant dire que, plus l'amplificateur sera étudié avec soin pour réduire les déphasages, plus la qualité de son transformateur de sortie sera grande, autrement dit, moins l'amplificateur sera malade, plus il sera facile à soigner.

Les artifices proposés pourront, pourtant, permettre d'améliorer la qualité d'un amplificateur utilisant du matériel plus ordinaire.
