

2 Éléments de base

L'asservissement autorise à penser que le HP aura un comportement apériodique entre deux fréquences qu'il faudra définir. Le demi espace dans lequel il devra rayonner correspond à un facteur de directivité $Q = 4.\pi/2.\pi = 2$.

Idéalement, il peut être considéré comme un piston de surface $S_d = 789\text{cm}^2$ monté sur un baffle plan infini.

2-1 Rayonnement du piston

La pression acoustique d'une telle source s'écrit classiquement,

$$P_{ap} = (2.j.\rho.c.k.A/d) . e^{jk(ct-d)} . 2.J_1(k.R_d \sin \theta)/(k.R_d \sin \theta) \quad (\text{sw-1})$$

dans laquelle:

P_{ap} est la pression délivrée par le piston,

ρ est la masse volumique de l'air,

c la célérité du son,

$k = \omega/c$ le nombre d'ondes,

$A = V.S_d/4.\pi$ le potentiel de vitesse,

V l'amplitude maximale de la vitesse.

S_d la surface du piston (ramenée à celle du diaphragme du HP)

d la distance d'observation.

J_1 une fonction de Bessel de première espèce.

R_d le rayon du piston.

θ l'angle d'observation a la normale du centre du plan du piston .

Dans l'axe du piston, le terme $2.J_1(k.R_d \sin \theta)/(k.R_d \sin \theta) = 1$. (sw-2)

Ce qui signifie qu'il n'y a aucune perte occasionnée par déviation angulaire, quelle que soit la fréquence $f = \omega/2.\pi$ si l'observateur est situé dans l'axe.

(sw-1) devient $P_{ap} = (2.j.\rho.\omega.V.S_d/4.\pi.d) . e^{j\omega(t-d/c)}$ (sw-3)

en substituant $k = \omega/c$ et $A = V.S_d/4.\pi$.

Le second terme $e^{j\omega(t-d/c)} = e^{j\omega t} . e^{-j\omega.d/c}$ fait apparaître un terme de modulation sinusoidale de la vitesse V tel que sa valeur instantanée est $v = V . e^{j\omega t}$ (sw-4)

Elle est dérivée du déplacement. Autrement dit il est possible de remplacer V par $p.X$, dans (sw-3) sans changer le terme de modulation.

Le terme $e^{-j\omega.d/c}$ (sw-5)

traduit le retard pris par le signal pour parcourir la distance d à la célérité c . Le rapport d/c est homogène à un temps voir une constante de temps si d est fixe.

Avec $p = d/dt$ l'opérateur d'heaviside et $p = j.\omega$ puisque la modulation est sinusoidale.

$$P_{ap} = (2.p.\rho.V.S_d/4.\pi.d) . e^{p(t-d/c)} = (2.p^2.\rho.X.S_d/4.\pi.d) . e^{p(t-d/c)} . \quad (\text{sw-6})$$

Cette dernière formule peut s'écrire $P_{ap} = - (2.\omega^2 . \rho.X.S_d/4.\pi.d) . e^{p(t-d/c)}$. (sw-7)

ou encore $P_{ap} = - P_{ar} . e^{p(t-d/c)}$. (sw-8)

Dans laquelle P_{ar} est l'amplitude maximale de la pression pour un déplacement X du piston de surface S_d à une fréquence $f = \omega/2.\pi$, à une distance d et dans l'air dont la masse volumique est ρ .

C'est $P_{ar} = 2 . 4.\pi^2 . f^2 . \rho.X.S_d/4.\pi.d = 2.\pi.f^2 . \rho.X.S_d / d$ (sw-9)

dans laquelle on reconnaît le volume d'air brassé $\varphi = X.S_d$ (sw-10)

Dans laquelle le facteur de directivité $Q = 2$. A la distance $d = 1\text{m}$ la formule se simplifie et

$$P_{ar0} = \pi.f^2 . \rho.X.S_d.Q \quad (\text{sw-11})$$

Il est possible d'en déduire le déplacement

$$X = P_{ar0} / \pi \cdot f^2 \cdot \rho \cdot S_d \cdot Q \quad (\text{sw-12})$$

pour une pression donnée, à une fréquence f définie, l'observateur étant situé à 1m dans l'axe du piston.

pour une pression choisie, un débattement X donné ou imposé la fréquence correspondante est:

$$f = (P_{ar0} / \pi \cdot \rho \cdot X \cdot S_d \cdot Q)^{1/2} \quad (\text{sw-13})$$

Ces formules sont établies dans le système SI. L'emploi du m pour la mesure de X et le m^2 pour S_d ne sont pas pratiques. En convenant que X exprime en mm s'écrit X_{mm} et S_d exprimé en cm^2 s'écrit dans ce cas S_{dc}

$$\text{La formule (sw-11) peut s'écrire } P_{ar0} = 10^{-7} \cdot \pi \cdot f^2 \cdot \rho \cdot X_{mm} \cdot S_{dc} \cdot Q \quad (\text{sw-15})$$

$$\text{(sw-13) devient } X_{mm} = P_{ar0} \cdot 10^7 / \pi \cdot f^2 \cdot \rho \cdot S_{dc} \cdot Q \quad (\text{sw-16})$$

$$\text{et (sw-13) } f = 1784,12 \cdot (P_{ar0} / X_{mm} \cdot \rho \cdot S_{dc} \cdot Q)^{1/2} \quad (\text{sw-17})$$

$$\text{Vis à vis du niveau sonore } SPL = 20 \cdot \log(P_{ar0} / 2 \cdot 10^{-5}) = 94 - 3 + 20 \cdot \log(P_{ar0}) \quad (\text{sw-18})$$

Le facteur - 3 ramène la pression maximale à sa valeur efficace

$$SPL = 20 \cdot \log(P_{ar0} / 2 \cdot 10^{-5}) = 91 + 20 \cdot \log(P_{ar0}) \quad (\text{sw-19})$$

$$\text{A un niveau SPL désiré } (SPL-91)/20 = \log(P_{ar0}) \text{ soit } P_{ar0} = 10^{(SPL/20) - 4,55} \quad (\text{sw-20})$$

Pour en revenir à notre projet dans lequel $SPL=110$ qui implique $P_{ar0} = 10^{0,95} = 8,91$ Pascal.

La surface radiante du HP est de $789cm^2$ (Vu sur une autre documentation)

La fréquence minimale possible pour cette pression et un déplacement max conseillé par le fabricant de $X_{mm} = X_{max}/2 = 10,16mm$, est $f = 38,4$ Hz.

Elle est à près de 1 octave de la limite fixée.

En ne dépassant pas le déplacement max conseillé par le fabricant la pression maximale est:

$$P_{ar0} = 2,42 \text{ Pascal, qui correspond à un niveau } SPL = 91 + 20 \cdot \log(2,42) = 98,67dB.$$

Remarque: Le NS15-992-4A de AuraSound dispose d'une excursion $X_{max} = 50mm$ crête à crête.

Sa surface radiante $S_{dc} = 765cm^2$ et permet d'obtenir une fréquence limite de 24,47Hz pour un SPL identique de 110dB.

2-2 Pression délivrée par le HP non asservi dans une enceinte close

L'impédance de sortie de l'amplificateur est considérée nulle.

Le schéma suivant représente le réseau acoustique du HP chargé à l'arrière par son enceinte et à l'avant par son impédance de rayonnement. Toutes les impédances sont considérées sous leur forme complexe (au sens mathématique).

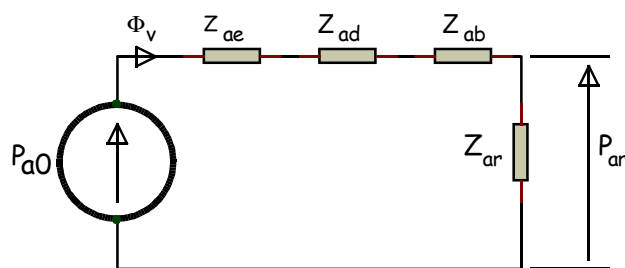


Fig 1

P_{a0} est le générateur .

$$\text{Vis à vis de l'amplificateur qui délivre une tension } U_s, P_{a0} = B \cdot I \cdot U_s / (S_d \cdot Z_e) \quad (\text{sw-21})$$

dans laquelle :

Le produit $B \cdot I$ est le facteur de force

S_d la surface radiante forcément égale à celle du piston précédemment analysé,

$$Z_{e0} = R_e + p \cdot L_e \text{ l'impédance purement électrique .} \quad (\text{sw-22})$$

R_e et L_e sont respectivement sa résistance purement ohmique et son inductance.

$Z_{ae} = B^2 \cdot L^2 / (Z_e \cdot S_d^2)$ est l'image acoustique de l'impédance purement électrique. (sw-23)

$Z_{ad} = Z_{md} / S_d^2$ est l'image acoustique des éléments purement mécaniques. (sw-24)

Z_{ab} l'impédance acoustique de l'enceinte considérée infiniment rigide, dont les éléments essentiels sont: $C_{ab} = V_b / \rho \cdot c^2$ la compliance de l'air contenue dans l'enceinte de volume V_b . (sw-25)

et M_{arb} la masse de rayonnement arrière du HP, qui dépend des proportions de l'enceinte.

Si S_b est la surface interne de la face avant, supportant le HP et d_b la profondeur de la boîte parallélépipédique

$$b = S_d / S_b \quad (\text{sw-26})$$

et $M_{arb} = \rho \cdot (8 \cdot R_d \cdot (1-b) / 3 \cdot \pi \cdot S_d) + (d_b \cdot b^2 / 3 \cdot S_d)$. (sw-27)

Remarque: le produit $\rho \cdot c^2$ est indépendant de la température

$Z_{ar} = (\rho \cdot c / S_d) (R_i(2 \cdot k \cdot R_d) + jX_i(2 \cdot k \cdot R_d))$ est l'impédance de rayonnement avant du HP (sw-28)

$R_i(2 \cdot k \cdot R_d)$ en est la partie réelle, et $X_i(2 \cdot k \cdot R_d)$ la partie réactive,

Remarque: $k = \omega / c$, est le nombre d'ondes.

Le produit $k \cdot R_d = 1$ implique une pulsation caractéristique $\omega_a = c / R_d$, et (sw-29)

$2 \cdot \pi \cdot f_a \cdot R_d = c$ soit une fréquence caractéristique $f_a = c / 2 \cdot \pi \cdot R_d$ (sw-30)

considérée comme fréquence de coupure acoustique du HP.

C'est la fréquence limite de comportement du HP en piston rigide.

Au delà la surface se fragmente et fait apparaître des lignes et cercles nodaux.

Le terme $2 \cdot \pi \cdot R_d$ représente la circonférence du piston. (sw-31)

Pour clore cette remarque le produit $k \cdot R_d = \omega / \omega_a = f / f_a = x$ (sw-32)

Les parties réelle et réactive de Z_{ar} satisfont aux égalités

$$R_i(2 \cdot x) = 1 - [J_1(2 \cdot x) / x] \quad (\text{sw-33})$$

$$X_i(2 \cdot x) = 2 \cdot K_1(2 \cdot x) / (2 \cdot x)^2 \quad (\text{sw-34})$$

Elles font appel à une fonction de Bessel de 1^o espèce pour J_1 , et une fonction de Struve pour K_1 .

$$R_i(2 \cdot x) = [x^2 / 2] - [x^4 / 2^2 \cdot 3] + [x^6 / 2^2 \cdot 3^2 \cdot 4] - \dots \quad (\text{sw-35})$$

$$X_i(2 \cdot x) = (4 / \pi) \cdot [[(2 \cdot x) / 3] - [(2 \cdot x)^3 / 3^2 \cdot 5] + [(2 \cdot x)^5 / 3^2 \cdot 5^2 \cdot 7] - \dots] \quad (\text{sw-36})$$

C'est à partir de ces deux formules qu'il est possible d'établir un schéma équivalent à Z_{ar}

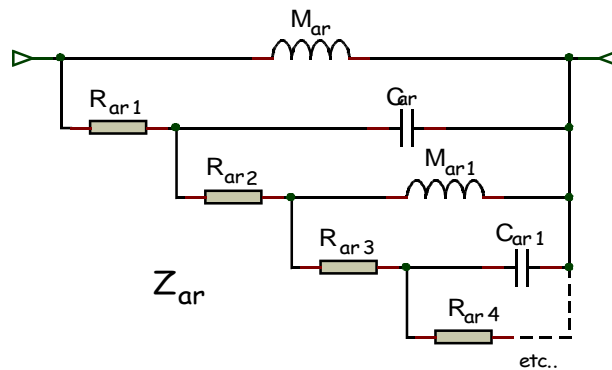


fig:2

En posant $M_{ar1} = 0$, le reste du réseau est court-circuité et l'on obtient sa forme réduite

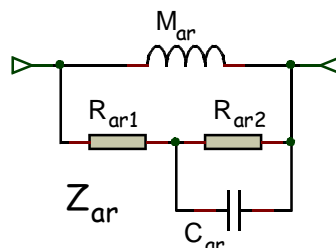


fig:3

dont l'admittance est $Y_{ar} = 1/Z_{ar} = 1/p.M_{ar} + 1/(R_{ar1} + (1/(p.C_{ar} + 1/R_{ar2})))$ (sw- 37)

En appelant $R_{arS} = R_{ar1} + R_{ar2}$ l'équivalent des deux résistances en série (sw- 38)

et $R_{ar//} = R_{ar1}.R_{ar2}/R_{ar1}+R_{ar2} = R_{ar1}.R_{ar2}/R_{arS}$ la résultante des deux résistances en parallèles, (sw- 39)

$$Y_{ar} = (1/p.M_{ar}) + (1+ p.C_{ar}.R_{ar2})/(R_{arS}.(1+p.C_{ar}.R_{ar//}))$$
 (sw- 40)

d'où l'on peut dégager une fonction de transfert à l'image de la transmittance.

$$T_{yar} = Y_{ar}/R_{arS} = (1/(p.M_{ar}/R_{arS})) + (1+ p.C_{ar}.R_{ar2})/(1+p.C_{ar}.R_{ar//})$$
 (sw- 41)

Les constantes de temps qui s'en dégagent sont:

$$\tau_{Ma} = M_{ar}/R_{arS}$$
 (sw- 42)

$$\tau_{Ca} = C_{ar}.R_{ar2}$$
 (sw- 43)

La constante de temps $C_{ar}.R_{ar//} = \tau_{Ca} . R_{ar1}/R_{arS}$ (sw- 44)

en posant $k_{Rar} = R_{ar1}/R_{arS} .$ (sw- 45)

k_{Rar} est inférieur à 1 $C_{ar}.R_{ar//} = \tau_{Ca} . k_{Rar}$ (sw- 46)

La transmittance image de l'admittance acoustique simplifiée de rayonnement devient.

$$T_{yar} = (1/p.\tau_{Ma}) + (1+ p.\tau_{Ca})/(1+p.\tau_{Ca} .k_{Rar})$$
 (sw- 47)

Vis à vis de la fréquence de coupure acoustique f_a , à laquelle correspond la constante de temps caractéristique $\tau_a = 1/(2.\pi. F_a)$ (sw- 48)

Les constantes de temps de rayonnement: $\tau_{Ca} = 0,83349.\tau_a$, $\tau_{Ma} = 0,589. \tau_a$, et $k_{Rar} = 0,694$ (sw- 49)

Il est maintenant possible de définir le comportement du HP chargé à l'arrière par Z_{ab} , et à l'avant par Z_{ar} en utilisant le schéma de la figure 1

Ce modèle n'inclus pas le mode de rayonnement du dôme cache poussières qui ne correspond pas à celui du cône.

$$P_{ar} = P_{a0} . Z_{ar}/(Z_{ae}+Z_{ad}+Z_{ab}+Z_{ar})$$
 (sw- 50)

L'étude de l'asservissement doit permettre de se rendre des effets de l'inclusion d'une boucle de contrôle et voir son incidence sur cette formule.

3 L'asservissement

Son rôle premier est de contrôler la pression acoustique P_{ar} délivrée par le HP de telle sorte qu'elle soit à l'image du signal d'entrée. Le but idéal est d'obtenir $P_{ar} = k. V_c$ (sw- 51)

Le coefficient k , est un facteur de conversion. Il est constant, donc indépendant de la fréquence et de l'amplitude du signal entrant.

Ce qui signifie, que *l'asservissement à pour but de rendre la restitution du HP apériodique et à linéariser ses déplacements.* Il s'ensuit que les distorsions harmonique et d'intermodulation doivent s'en trouver réduites. Si ces espoirs sont légitimes pour les surfaces de rayonnement importantes, les faibles nécessitant de grands déplacements seront soumises à un effet Doppler qui limitera les effets purificateurs du système

Le schéma de principe adopté est le suivant :

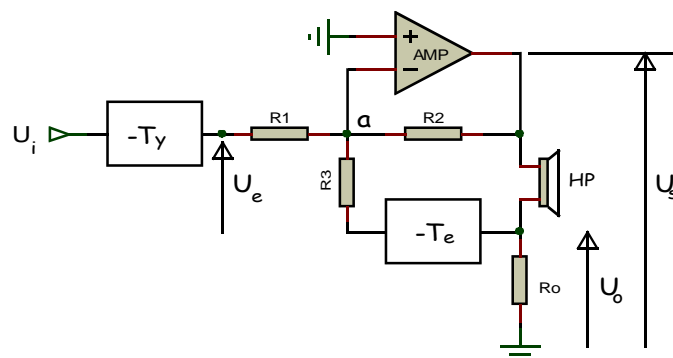


fig:4

Le système se compose de trois étages distincts .

Un étage de simulation de l'admittance de rayonnement du HP dont la fonction de transfert

$$T_y = 1/T_{ar} = R_{ar}/Z_{ar}. \quad (\text{sw- 52})$$

R_{ar} et Z_{ar} sont respectivement, la résistance et l'impédance de rayonnement du HP

Ce premier étage est suivi de l'étage d'asservissement en vitesse.

Le troisième, invisible sur le schéma est le couplage HP, air ambiant. Cet élément trop souvent négligé est déterminant.

La première remarque qui s'impose est que simulateur, Amplificateur, HP et air ambiant sont indissociables.

3-1 L'étage d'asservissement en vitesse.

Elle emploie un amplificateur de puissance à structure opérationnelle dont il va falloir déterminer la puissance normalisée pour aboutir à nos fins. Il est soumis à une boucles de réaction (positive), et une boucle de contre réaction (réaction négative).

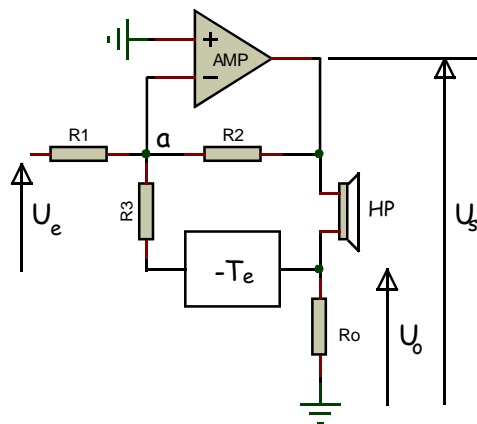


fig: 5

Le HP et une résistance série R_0 de faible valeur, chargent l'amplificateur

L'ampli voit donc $R_e, L_e, Z_{em},$ et R_0 .

Z_{em} est l'impédance motionnelle, ou électrocinétique du HP .

La tension $U_0 = U_s \cdot R_0 / (R_0 + R_e + p \cdot L_e + Z_{em})$

(sw- 53)

La structure opérationnelle de l'amplificateur et les très faibles courants d'entrée des amplificateurs modernes de ce type permet d'écrire :

$$(U_e/R_1) + (U_s/R_2) - U_0 \cdot T_e/R_3 = 0 \quad (\text{sw- 54})$$

soit

$$(U_e/R_1) = -(U_s/R_2) \cdot [1 - T_e \cdot R_0 \cdot R_2 / (R_3 \cdot (R_0 + R_e + p \cdot L_e + Z_{em}))] \quad (\text{sw- 55})$$

Le signe - indique que le montage est inverseur de phase.

$$(U_e/R_1) = -(U_s/R_2) \cdot [1 - ((R_2/R_3) \cdot (R_0/R_0 + R_e) \cdot (T_e / (1 + p \cdot L_e / (R_e + R_0) + Z_{em} / (R_e + R_0))))] \quad (\text{sw- 56})$$

En posant $(R_2/R_3) \cdot (R_0/R_0 + R_e) = 1$ ce qui implique $R_2/R_3 = (R_0 + R_e) / R_0$

(sw- 57)

Cette dernière formule est l'une des conditions d'équilibre du réseau

$$(U_e/R_1) = -(U_s/R_2) \cdot [1 - ((T_e / (1 + p \cdot L_e / (R_e + R_0) + Z_{em} / (R_e + R_0))))]$$

• Hypothèse idéale

En imaginant que la fonction de transfert $T_e = 1 + p \cdot L_e / (R_e + R_0)$ soit réalisable.

(sw- 58)

$$(U_e/R_1) = -(U_s/R_2) \cdot [(Z_{em} / (R_e + R_0)) / (1 + p \cdot L_e / (R_e + R_0) + Z_{em} / (R_e + R_0))]. \quad (\text{sw- 59})$$

$$U_e = -(U_s \cdot R_1 / R_2) \cdot [Z_{em} / (R_0 + R_e + p \cdot L_e + Z_{em})] \quad (\text{sw- 60})$$

Or la force contre électromotrice

$$B \cdot l \cdot v = Z_{em} \cdot I_s \quad (\text{sw- 61})$$

v est la vitesse de déplacement de la membrane et

$I_s = U_s / (R_0 + R_e + p \cdot L_e + Z_{em})$ est le courant qui circule dans le HP.

(sw- 62)

Ainsi

$$U_e = -(R_1/R_2) \cdot B.l.v \text{ soit } v = U_e \cdot R_2 / (R_1 \cdot B.l)$$

(sw- 63)

Dans ce cas idéal, La vitesse est indépendante de la fréquence.

Remarque: Si l'on supprime la boucle de réaction positive le schéma devient

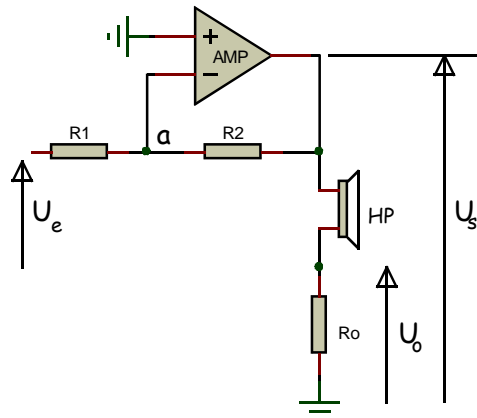


fig:6

En dehors qu'il soit inverseur, c'est un schéma classique. Vis à vis de celui qui précède (fig:5)

Le rapport entre la tension exprimé en valeur absolue est $|U_s/U_e| = A = |R_2/R_1|$

(sw- 64)

A est le gain de l'amplificateur. Nous le qualifierons de gain en boucle ouverte.

A partir de cela (sw- 63) peut se formuler $v = U_e \cdot A / B.l$

(sw- 65)

3-2 Analogie avec un amplificateur à impédance de sortie négative

Ce même résultat est obtenu avec un amplificateur dont l'impédance de sortie est négative.

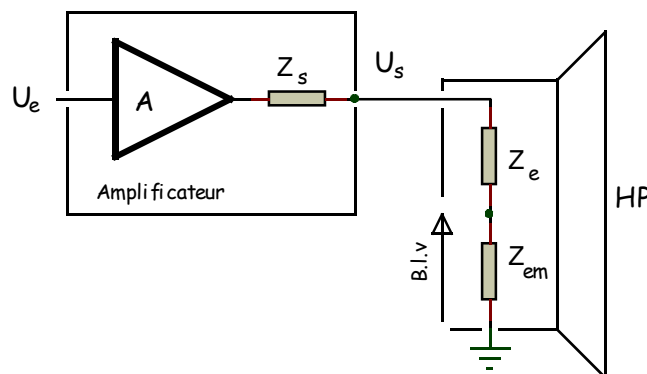


Fig:7

Sur ce schéma théorique, l'amplificateur de gain A dispose d'une impédance de sortie Z_s .

Sa tension de sortie $U_s = A \cdot U_e \cdot (Z_e + Z_{em}) / (Z_e + Z_s + Z_{em})$.

(sw- 66)

Si l'impédance de sortie $Z_s = -Z_e$ alors:

(sw- 67)

$$U_s = A \cdot U_e \cdot (Z_e + Z_{em}) / Z_{em} \text{ soit } U_s \cdot Z_{em} / (Z_e + Z_{em}) = A \cdot U_e$$

(sw- 68)

d'ou l'on tire $B.l.v = A \cdot U_e$ et $v = A \cdot U_e / B.l$ conforme à (sw- 65)

Il est facile de conclure que *la présence de la boucle de réaction positive crée une impédance négative en sortie d'ampli.*

Ce schéma simple est très précieux pour aider à la compréhension d'un asservissement de ce type.

3-3 Pression délivrée par le HP asservi dans une enceinte close

Sur la figure 1 le système est représenté avec un amplificateur dont l'impédance de sortie est nulle.

Le fort facteur d'amortissement des amplificateurs modernes justifie cette hypothèse.

Dans le cas présent et conformément à ce qui précède l'amplificateur à un impédance négative. Le schéma de la figure 1 est bouleversé et conforme au schéma suivant.

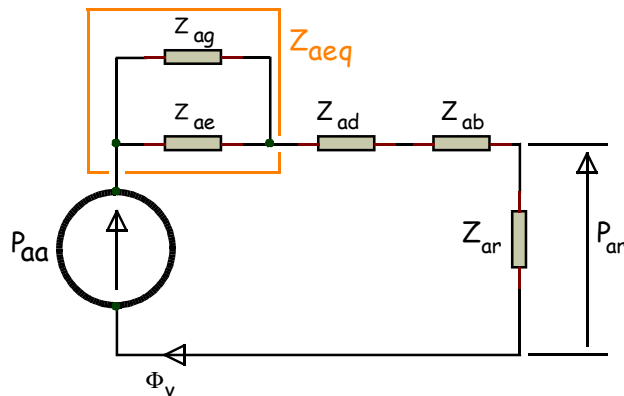


Fig:8

Si l'ajout de l'impédance acoustique

$$Z_{ag} = B^2 |l|^2 / Z_s S_d^2 \quad (\text{sw- 69})$$

image acoustique de l'impédance de sortie de l'amplificateur est visuellement évidente, celle du générateur de pression P_{aa} devenu $P_{aa} = B.l.A.U_e/S_d.(Z_e+Z_s)$ l'est moins .

(sw- 70)

Cette dernière formule montre qu'il y a impossibilité de poser $Z_s = -Z_e$ sans créer une l'incertitude d'une division par zéro. Physiquement cela se traduit par une instabilité du montage, qui se transforme en oscillateur.

Nous sommes donc conduit à garder une impédance résultante positive autrement dit à poser

$$Z_e + Z_s = a.Z_e \quad (\text{sw- 71})$$

dans laquelle le coefficient a est supérieur à 0 (pour cause d'instabilité) et au plus égal à 1 qui supprimera les effets de l'asservissement.

soit

$$Z_s = -Z_e (1-a) \quad (\text{sw- 72})$$

Vis à vis des composantes électriques vue par la sortie de l'amplificateur

$$Z_s = -(1-a)(R_e + R_0) - (1-a).p.L_e \quad (\text{sw- 73})$$

Tout comme Z_e , elle est constituée d'une composante purement résistive $R_s = -(1-a)(R_e + R_0)$ (sw- 74)

et d'une composante inductive $L_s = (1-a).p.L_e$ (sw- 75)

♦ Influence sur l'impédance acoustico-électrique Z_{ae}

En reportant (sw- 72) dans (sw- 69)

$$Z_{ag} = -B^2 |l|^2 / (Z_e (1-a).S_d^2) \quad (\text{sw- 76})$$

L'admittance $Y_{aeq} = 1/Z_{aeq} = 1/Z_{ae} + 1/Z_{ag} = a.Z_e.S_d^2 / B^2 |l|^2$ (sw- 77)

ce qui implique que $Z_{aeq} = B^2 |l|^2 / a.Z_e.S_d^2 = Z_{ae}/a$ (sw- 78)

a étant inférieur à 1

$$Z_{aeq} > Z_{ae} \quad (\text{sw- 79})$$

♦ Influence sur Q_e

L'impédance image des composantes électriques vue par le réseau acoustique est

$$Z_{ae} = B^2 |l|^2 / Z_e.S_d = B^2 |l|^2 / (S_d^2 (R_0 + R_e + p.L_e)) \quad (\text{sw- 80})$$

Son inverse $Y_{ae} = S_d^2 (R_0 + R_e + p.L_e) / B^2 |l|^2 = [S_d^2 (R_0 + R_e) / B^2 |l|^2] + [S_d^2 .p.L_e / B^2 |l|^2]$ (sw- 81)

montre que Z_{ae} est composé d'une résistance $R_{ae} = B^2 |l|^2 / S_d^2 .(R_0 + R_e)$ parallèle à (sw- 82)

une capacitance $C_{ae} = S_d^2 .L_e / B^2 |l|^2$ (sw- 83)

Conformément à (sw- 78) on peut en déduire que la résistance $R_{aeq} = R_{ae}/a$ et $C_{aeq} = a.C_{ae}$ (sw- 84)

L'expression du coefficient électrique Q_{es} du HP modifié par la présence de R_0 le fait écrire

$$Q_e = M_{as} \cdot \omega_s / R_{ae} \quad (\text{sw- 85})$$

Le coefficient de qualité $Q_{ea} = M_{as} \cdot \omega_s / R_{aeq} = a \cdot M_{as} \cdot \omega_s / R_{ae} = a \cdot Q_e$ (sw- 86)
lié à l'asservissement est bien inférieur au coefficient de qualité électrique du HP.

♦ Influence sur le générateur de pression

En reportant (sw- 72) dans (sw- 70)

$$P_{aa} = B \cdot I \cdot A \cdot U_e / S_d \cdot a \cdot Z_e = P_{a0} / a \quad (\text{sw- 87})$$

Pour une tension $U_s = U_e \cdot A$ qui serait appliquée en boucle ouverte, **le système bouclé provoque une pression initiale $P_{aa} > P_{a0}$**

Le gain de boucle vis à vis de la pression du générateur est: $A_p = 1/a$ (sw- 88)

♦ Influence sur la pression délivrée

La relation (sw- 50) devient

$$P_{ar} = P_{aa} \cdot Z_{ar} / (Z_{aeq} + Z_{ad} + Z_{ab} + Z_{ar}) = A_p \cdot P_{a0} \cdot Z_{ar} / (A_p \cdot Z_{ae} + Z_{ad} + Z_{ab} + Z_{ar}) \quad (\text{sw- 89})$$

qui peut aussi s'écrire $P_{ar} = P_{a0} \cdot Z_{ar} / (Z_{ae} + (Z_{ad} + Z_{ab} + Z_{ar}) / A_p)$ (sw- 90)

ou encore: $P_{ar} = P_{a0} \cdot Z_{ar} / (Z_{ae} + a \cdot (Z_{ad} + Z_{ab} + Z_{ar}))$ (sw- 91)

Qui montrent que l'influence des éléments mécaniques du HP, et de ses charges est réduite dans un rapport A_p ou encore d'un facteur a

Vis à vis du flux de vitesse $\phi_v = P_{a0} / (Z_{ae} + a \cdot (Z_{ad} + Z_{ab} + Z_{ar}))$, (sw- 92)

et bien sur $P_{ar} = \phi_v \cdot Z_{ar}$ (sw- 93)

♦ Bande de fréquence influencée

Le système sera contrôlé tant que: $(Z_{ae} + a \cdot (Z_{ad} + Z_{ab} + Z_{ar}))$ sera dominé par Z_{ae}

soit tant que l'inégalité $Z_{ae} > a \cdot (Z_{ad} + Z_{ab} + Z_{ar}) \Leftrightarrow A_p \cdot Z_{ae} > Z_{ad} + Z_{ab} + Z_{ar}$ est respectée. (sw- 94)

L'impédance acoustique image du mécanisme du HP est:

$$Z_{ad} = p \cdot M_{ad} + R_{as} + 1/p \cdot C_{as} \quad (\text{sw- 95})$$

$M_{ad} = M_{md} / S_d^2$ est l'image de la masse M_{md} de l'équipage mobile. (sw- 96)

$R_{as} = R_{ms} / S_d^2$ est le reflet de la résistance mécanique R_{ms} (sw- 97)

$C_{as} = C_{ms} \cdot S_d^2$ celui de la compliance mécanique.

Remarque: Le produit $a \cdot Z_{ad} = Z_{ad} / A_p$ revient à dire **que effets de masse, de résistance mécanique et de raideur ($1/C_{ms}$) sont réduits.**

En ce qui concerne l'enceinte,

L'amortissement interne de la boîte a été ommise parce que difficile à chiffrer. Elle existe, appelons la R_{ab} . L'impédance $Z_{ab} = p \cdot M_{arb} + R_{ab} + 1/p \cdot C_{ab}$ (sw- 98)

M_{arb} est la masse d'air rayonnée par le HP sur sa face arrière elle est définie en (sw- 26) et (sw- 27)

C_{ab} est donnée en (sw- 25).

La remarque précédente s'applique aux paramètres de l'enceinte. Elle permet de se rendre compte que **l'effet de la raideur $K_{ab} = 1/C_{ab}$ de l'air, due au volume de l'enceinte est réduit. Ce qui autorise, dans la mesure du raisonnable, une réduction du volume de l'enceinte.**

L'expression de Z_{ar} est lourde pour cette mission. Je la limiterai momentanément à la simplification

$Z_{ar} = p \cdot M_{ar}$ suffisante pour définir la bande d'action du servomécanisme.

$$Z_{ad} + Z_{ab} + Z_{ar} = p \cdot M_{ad} + R_{as} + 1/p \cdot C_{as} + p \cdot M_{arb} + R_{ab} + 1/p \cdot C_{ab} + p \cdot M_{ar} \quad (\text{sw- 99})$$

$$Z_{ad} + Z_{ab} + Z_{ar} = p \cdot (M_{ad} + M_{arb} + M_{ar}) + R_{as} + R_{ab} + (1/p) \cdot [(1/C_{as}) + (1/C_{ab})] \quad (\text{sw- 100})$$

Afin de simplifier ce qui suit posons $M_{at} = M_{ad} + M_{arb} + M_{ar}$, (sw- 101)

$$C_{aeq} = C_{as} \cdot C_{ab} / (C_{as} + C_{ab}), \quad (\text{sw- 102})$$

$$R_{at} = R_{as} + R_{ab} \quad (\text{sw- 103})$$

(sw- 99) devient: $Z_{ad} + Z_{ab} + Z_{ar} = p.M_{at} + R_{as} + (1/p.C_{aeq})$ (sw- 104)

traiter (sw- 94) revient donc à poser $A_p.Z_{ae} > (p.M_{at} + R_{at} + (1/p.C_{aeq}))$ (sw- 105)

Soit $A_p.R_{ae}/(1+p.C_{ae}.R_{ae}) > ((p^2.M_{at}.C_{aeq} + p.C_{aeq}.R_{at} + 1)/p.C_{aeq})$ (sw- 106)

Le produit $M_{at}.C_{aeq} = 1/\omega_b^2$, (sw- 107)

dans laquelle ω_b est la pulsation d'accord du couple HP + enceinte.

De même, $C_{aeq}.R_{at} = 1/\omega_b.Q_{mb}$ avec Q_{mb} le facteur de surtension du HP dans sa boîte. (sw- 108)

qui aurait pu être formulé $Q_{mb} = M_{at}.\omega_b/R_{at}$

Remarques:

– La présence de R_{ab} dans R_{at} montre l'influence sur le coefficient Q_{mb} , des matériaux absorbants inclus dans l'enceinte.

– Les rapports de cotes de fabrication adoptés pour la fabrication influent aussi sur Q_{mb} .

En posant $R_{et} = R_e + R_0$ afin d'alléger l'écriture. Elle représente la somme des résistances purement électriques chargeant l'amplificateur.

La constante de temps $C_{ae}.R_{ae} = L_e/R_{et}$ détermine la pulsation de coupure électrique du HP. (sw- 109)

$$\omega_e = R_{et} / L_e \quad (\text{sw- 110})$$

L'équation (sw- 106) peut être formulée:

$$A_p.R_{ae}/(1+p/\omega_e) > R_{at}.(p^2/\omega_b^2 + p/\omega_b.Q_{mb} + 1)/(p/\omega_b.Q_{mb}) \quad (\text{sw- 111})$$

Cette expression ramenée dans le circuit électrique:

toutes conversions faites indique que l'asservissement sera actif tant que la condition :

$$a.Z_e < Z_{em} \text{ est satisfaite} \quad (\text{sw- 112})$$

♦♦ fréquences limites

- Aux fréquences inférieures à $F_b = \omega_b/2.\pi$, Z_e considérée résistive et Z_{em} inductive

Dans cette bande de fréquences la partie résistive de Z_e l'emporte sur sa partie réactive. Cette approche est donc valide.

L'inégalité (sw- 112) devient: $a.R_{et} < p.L_{em} \Leftrightarrow a.R_{et} < j.\omega.L_{em}$ (sw- 113)

de laquelle se dégage une pulsation caractéristique $\omega_{min} = a.(R_e + R_0)/L_{em}$ à laquelle correspond (sw- 114)

la fréquence minimale contrôlée $f_{min} = \omega_{min}/2.\pi = a.R_{et}/(2.\pi.L_{em})$ (sw- 115)

traduite, l'inégalité devient $f > f_{min}$ à laquelle il fallait s'attendre.

- Aux fréquences supérieures à F_b , Z_e considérée résistive et Z_{em} capacitive,

Cette fois, considérer Z_e comme purement résistif est très hasardeux. Toutefois l'analyse n'est pas dépourvue d'intérêt dans la mesure où elle permet d'acquérir un tremplin qui mène à la réalité

L'inégalité devient: $a.R_{et} < 1/p.C_{em} \Leftrightarrow \omega < 1/C_{em}.R_{et}.a$ (sw- 116)

$C_{em}.R_{et}.a$ constituent une constante de temps inverse d'une pulsation caractéristique ω_{max0}

$$\omega_{max0} = 1/C_{em}.R_{et}.a \quad (\text{sw- 117})$$

d'où une fréquence correspondante $f_{max0} = \omega_{max0}/2.\pi = 1/2.\pi.C_{em}.R_{et}.a$ (sw- 118)

ce qui traduit à travers (sw-116) $f < f_{max0}$

Remarque:

Dans le seul contexte où $Z_e = R_e$ sur l'ensemble de la bande reproduite

Les constantes de temps: $L_{em}/R_{et} = C_{aeq}.R_{ae} = 1/Q_{eb}.\omega_b$ (sw- 119)

et, $C_{em}.R_{et} = M_{at}/R_{ae} = Q_{eb}/\omega_b$ (sw- 120)

montrent la possibilité de définir les 2 fréquences critiques à partir du coefficient de surtension électrique Q_{eb} de l'ensemble HP+boîte et de sa fréquence d'accord.

De (sw-115) est extrait: $\omega_{min} = a.R_{et}/L_{em} = \omega_b.a.Q_{eb} \Leftrightarrow f_{min} = f_b.a.Q_{eb}$ (sw- 121)

De (sw-117) $\omega_{\max 0} = 1/C_{em} \cdot R_{et} \cdot a = \omega_b / Q_{eb} \cdot a \Leftrightarrow f_{\max 0} = f_b \cdot A_p / Q_{eb}$ (sw- 122)

Le rapport $f_{\max 0} / f_{\min} = A_p^2 / Q_{eb}^2$ (sw- 123)

- Aux fréquences supérieure à F_b , Z_e considérée complexe et Z_{em} capacitive,

Si $f_{\max 0}$ est supérieur à f_e , la fréquence maximale d'action du système est peu différente de

$$f_{\max} = [f_e \cdot f_{\max 0}]^{1/2} \quad (\text{sw- 124}),$$

Afin d'égaliser f_e soit poser $f_{\max} = f_e$, il suffit de poser $f_{\max 0} = f_e$ (sw- 125),

En déterminant le gain $A_p = f_e \cdot Q_{eb} / f_b$, (sw- 126),

pour que la condition soit réalisée, il faudra s'assurer qu'il est compatible avec la fréquence la plus basse à reproduire.

3-4 Transmittance réelle de l'asservissement de vitesse.

De ce qui précède il y a possibilité d'affiner le schéma de la figure 7, afin de dresser l'équation de l'amplificateur et du HP qui lui est asservi en vitesse.

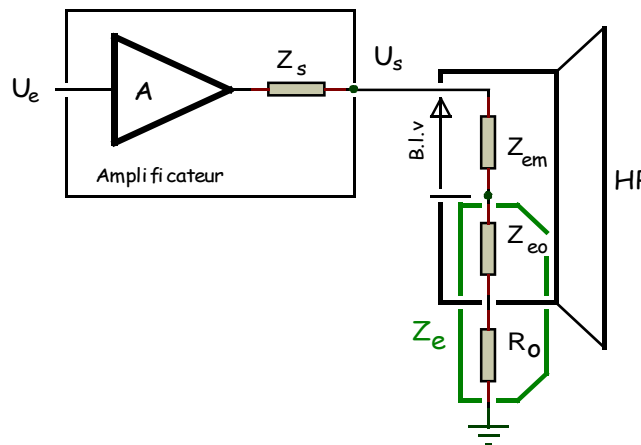


Fig:9

L'impédance électrique propre au HP devient $Z_{eo} = R_e + p \cdot L_e$ (sw- 127)

L'impédance électrique totale vue par l'amplificateur est $Z_e = Z_{eo} + R_o$ (sw- 128)

soit $Z_e = R_e + R_o + p \cdot L_e$ (sw- 129)

La tension U_s de sortie de l'amplificateur s'écrit donc

$$U_s = A \cdot U_e \cdot (Z_{em} + Z_e) / (Z_s + Z_e + Z_{em}) \quad (\text{sw- 130})$$

que (sw- 71) permet de transformer en $U_s = A \cdot U_e \cdot (Z_{em} + Z_e) / (a \cdot Z_e + Z_{em})$. (sw- 131)

La fonction de transfert du couple HP+Ampli s'écrit donc: $U_s / U_e = A \cdot (Z_{em} + Z_e) / (a \cdot Z_e + Z_{em})$ (sw-132)

C'est cette transmittance qu'il faut retrouver avec le circuit réel.

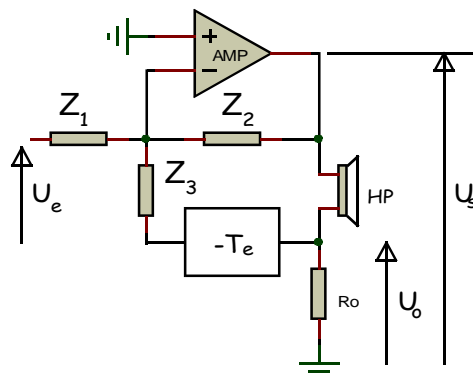


Fig:10

L'équation du montage peut être établie à partir des courants au noeud, connection de Z_1, Z_2 et Z_3

$$(U_e/Z_1) + (U_s/Z_2) - U_s \cdot R_o \cdot T_e / (Z_3 \cdot (Z_e + Z_{em})) = 0 \quad (\text{sw-133})$$

ce qui conduit à

$$U_e = -U_s \cdot (Z_1/Z_2) \cdot [1 - (Z_2/Z_3) \cdot (R_o \cdot T_e / (Z_e + Z_{em}))] \quad (\text{sw-134})$$

$$U_s/U_e = - (Z_2/Z_1) \cdot [1 / (1 - (Z_2/Z_3) \cdot (R_o \cdot T_e / (Z_e + Z_{em})))] \quad (\text{sw-135})$$

$$U_s/U_e = - (Z_2/Z_1) \cdot (Z_e + Z_{em}) / (Z_e + Z_{em} - (Z_2 \cdot R_o \cdot T_e / Z_3)) \quad (\text{sw-136})$$

Pour retrouver la fonction de transfert (sw-132), il suffit de poser

$$Z_2 = A \cdot Z_1 \quad (\text{sw-137})$$

et $Z_e - Z_2 \cdot R_o \cdot T_e / Z_3 = a \cdot Z_e \Leftrightarrow Z_e(1-a) = (Z_2/Z_3) \cdot R_o \cdot T_e \quad (\text{sw-138})$

$$(1-a)(Z_3/Z_2) = R_o \cdot T_e / (R_{et} + pL_e) = (R_o/R_{et}) \cdot (T_e / (1+p/\omega_e)) \quad (\text{sw-139})$$

Si $T_e = (1+p/\omega_e), \quad (\text{sw-140})$

$$(1-a)(Z_3/Z_2) = (R_o/R_{et}) \Leftrightarrow Z_3 = (Z_2/(1-a)) \cdot (R_o/R_{et}) \quad (\text{sw-141})$$

Malheureusement, la transmittance $T_e = (1+p/\omega_e)$, n'est pas réalisable sans risque d'instabilité locale.

Par contre, il est concevable de réaliser une transmittance $T_e = (1+p/\omega_e) / (1+p/k_f \cdot \omega_e) \quad (\text{sw-142})$

dans laquelle k_f est suffisamment grand pour que le système ne soit pas affecté par cette limite physique.

Les deux schémas suivant montrent deux schémas possibles de réalisation de cette transmittance.

C'est le choix de la structure d'asservissement qui détermine le schéma à employer.

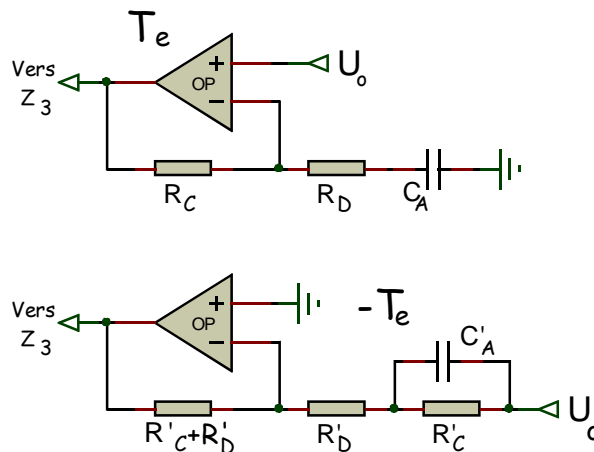


fig:11

Le schéma du haut à pour fonction de transfert: $T_e = (1 + p \cdot C_A \cdot (R_C + R_D)) / (1 + p \cdot C_A \cdot R_D) \quad (\text{sw-143})$

Dans lequel la constante de temps $C_A \cdot (R_C + R_D) = 1/\omega_e \quad (\text{sw-144})$

et, la constante de temps $C_A \cdot R_D = 1/k_f \cdot \omega_e \quad (\text{sw-145})$

Le rapport de ces deux formules définit $k_f = (R_C + R_D)/R_D = 1 + (R_C/R_D) \quad (\text{sw-146})$

Le schéma du bas, à pour fonction de transfert: $-T_e = (1 + p \cdot C'_A \cdot R'_C) / (1 + p \cdot C'_A \cdot R'_p) \quad (\text{sw-147})$

dans laquelle R'_p est la résultante de R'_C et R'_D en parallèle soit $R'_p = R'_C \cdot R'_D / (R'_C + R'_D) \quad (\text{sw-148})$

Par identification $C'_A \cdot R'_C = 1/\omega_e$ et $C'_A \cdot R'_p = 1/k_f \cdot \omega_e \quad (\text{sw-149})$

et $k_f = R'_C / R'_p = 1 + (R'_C / R'_D) \quad (\text{sw-150})$

Ce schéma fonctionne parfaitement bien, à la condition ou $R'_C \gg R_o$, qu'il est très facile de satisfaire.

• Equations réelles de la boucle

En tenant compte de ce qui précède, et en posant $Z_3 = R_3 / (1 + p/k_f \cdot \omega_e)$, (sw-150)

revient à placer un condensateur C_3 en // sur R_3 telle que la constante de temps

$$C_3.R_3=1/k_f.\omega_e \quad (\text{sw-151})$$

Il faudra dans l'analyse veiller à sa réelle nécessité.

la relation (sw-136) devient: $U_s/U_e=-A.(Z_{em}+Z_e)/(Z_{em}+a.Z_e)$ (sw-152)

En tenant compte des données précédentes, la tension aux borne de Z_{em} est:

$$B.I.v = -A.V_e.Z_{em}/(a.Z_e+Z_{em}) \quad (\text{sw-153})$$

soit $v = - (A.V_e/B.I).(Z_{em}/(a.Z_e+Z_{em}))$ (sw-154)

tant que $Z_{em} > a.Z_e \Leftrightarrow A_p.Z_{em} > Z_e$, $v = - (A.V_e/B.I)$ (sw-155)

Le flux de vitesse $\phi_v = v.S_d = - (A.V_e.S_d/B.I).(Z_{em}/(a.Z_e+Z_{em}))$ (sw-156)

♦ **Schémas simplifiés**

Ces deux schémas montrent deux réalisations d'asservissement en vitesse simplifiées.

Le schéma du haut est direct. Il est fortement tributaire de l'impédance de sortie de l'étage qui le précède. Il peut même osciller spontanément en cas de déconnection ou d'anomalie de l'étage précédent.

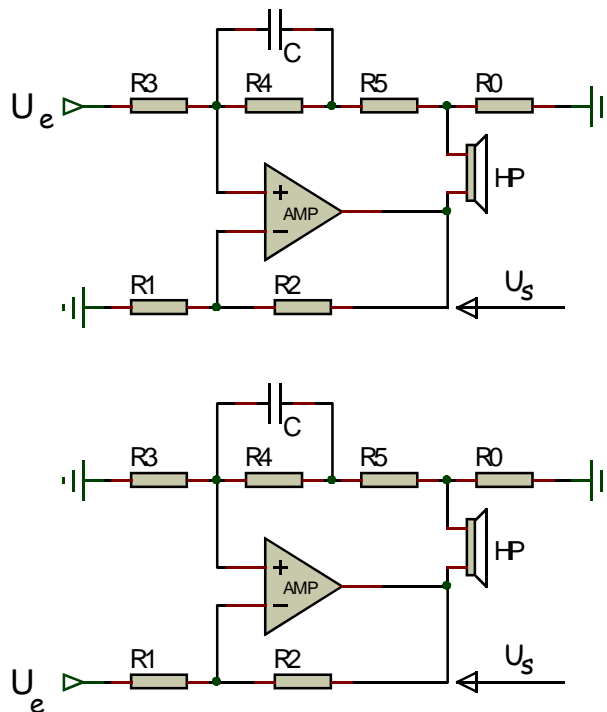


Fig:12

Le schéma du bas est inverseur.

Il est moins sensible aux anomalies que le montage non inverseur.

Ces montages ont un gain en boucle ouverte supérieur au montage adopté . Ils manquent de souplesse d'emploi . Ils ont toutefois l'avantage de montrer que dans le système proposé, l'amplificateur est intégré au pont de mesure.

Qu'elle qu'en soit la structure, l'asservissement de vitesse proposé utilise un VNIC (Voltage Négative Impédance Converter) déséquilibré, afin de garantir la stabilité .

3-5 Ajout du simulateur d'admittance de rayonnement dans la chaîne

Ce qui précède permet de se rendre compte que l'asservissement en vitesse, donc en flux de vitesse, est réalisable. L'expression (sw-93) de la pression P_{ar} en fonction du flux de vitesse ϕ_v ,

$$P_{ar} = \phi_v.Z_{ar}$$

montre que cette pression est tributaire de l'impédance de rayonnement Z_{ar}

Or $P_{aa} = B.I.A.U_e/S_d.a.Z_e$ (sw-87) et $P_{ar} = P_{aa} . Z_{ar}/(Z_{aeq}+Z_{ad}+Z_{ab}+Z_{ar})$ (sw-89)

En substituant conformément à la fig: 4 et en faisant abstraction du signe indiquant que l'étage est

inverseur. $U_e = U_i \cdot T_y$ (sw- 157)

Si $T_y = R_{ar} / Z_{ar}$, (sw- 158)

alors, $U_e = U_i \cdot R_{ar} / Z_{ar}$ (sw- 159)

$$P_{aa} = B.l.A.U_i \cdot R_{ar} / Z_{ar} \cdot S_d \cdot a \cdot Z_e \quad (sw- 160)$$

En transposant $P_{a0} = B.l.A.U_i / S_d \cdot Z_e$, (sw- 161)

$$P_{aa} = A_p \cdot P_{a0} \cdot R_{ar} / Z_{ar} \quad (sw- 162)$$

et, $P_{ar} = P_{a0} \cdot R_{ar} / (Z_{ae} + (Z_{ad} + Z_{ab} + Z_{ar}) / A_p) = \phi_v \cdot R_{ar}$ (sw- 163)

Dans la zone fréquentielle ou l'asservissement en vitesse est actif $Z_{ae} > a \cdot (Z_{ad} + Z_{ab} + Z_{ar})$

$$P_{ar} = P_{a0} \cdot R_{ar} / R_{ae} = P_{a0} \cdot R_{et} / R_{em} \quad (sw- 164)$$

$$P_{ar} = A.U_i \cdot B.l. / (R_{em} \cdot S_d \cdot (1 + p/\omega_e)) \quad (sw- 165)$$

Au fréquences inférieures à la fréquence de coupure électrique $f < f_e \Rightarrow \omega < \omega_e$

$$P_{ar} = A.U_i \cdot B.l. / R_{em} \cdot S_d, \quad (sw- 166)$$

Ce qui permet de définir un facteur de conversion Tension/Pression du système

$$P_{ar} / A.U_i = B.l. / R_{em} \cdot S_d, \quad (sw- 167)$$

Le produit du gain en tension A par la tension U_i d'entrée est équivalente à la tension qui serait appliquée au HP le système en boucle ouverte.

De cette formule, $A.U_i = 1$, il est possible de définir le facteur de force de l'équipage mobile sur le milieu

$$k_F = P_{ar} \cdot S_d = B.l. / R_{em} \quad (sw- 168)$$

♦ **Schéma de principe du simulateur de base:**

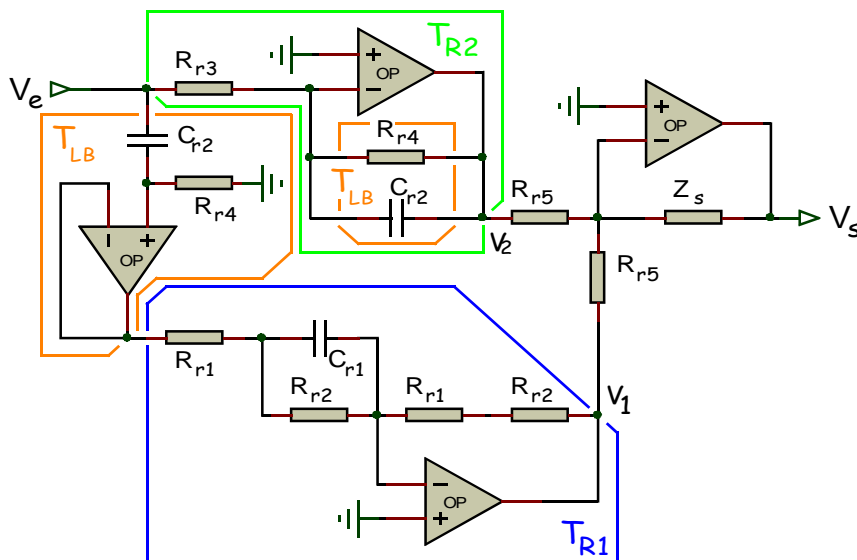


fig:13

Sa fonction est $T_y = T_{Lb} \cdot R_{ars} / Z_{ar}$ (sw- 169)

Dans laquelle T_{Lb} est la transmittance d'un filtre passe haut du premier ordre définissant la fréquence de coupure basse $f_b = 1 / (2 \cdot \pi \cdot C_{r2} \cdot R_{r4})$ du système. (sw- 170)

$R_{ars} = R_{ar1} + R_{ar2}$ et sur le schéma $R_{r1} = k_1 \cdot R_{ar1}$, $R_{r2} = k_1 \cdot R_{ar1}$ et $C_{r1} = C_{ar} / k_1$,

k_1 est un coefficient choisi afin que $R_{r1} + R_{r2}$ avoisinent $10k\Omega$ et C_{r1} appartienne à une valeur normalisée de condensateurs.

De la même manière $C_{r2} \cdot R_{r3} = M_{ar} / R_{ars}$ (sw- 171)

Les formules permettant de les définir sont (sw-42,43,45,48,49)

♦ **Schéma de principe du simulateur simplifié:**

Dans la mesure ou la fréquence de coupure haute f_h du sub woofer est bien inférieure à :

$$f = 1/2 \cdot \pi \cdot R_{ar1} \cdot C_{ar},$$

(sw- 172)

La simulation peut être simplifiée, et devenir:

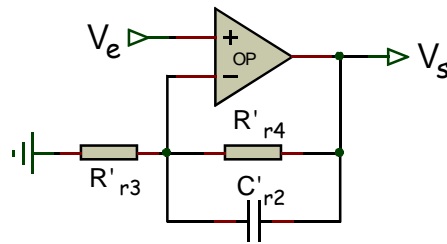


fig:12

dont le transfert $T'y = (1 + (R'_{r4}/R'_{r3})) \cdot [(1 + p \cdot C'_{r2} \cdot (R'_{r3}/R'_{r4})) / (1 + p \cdot C'_{r2} \cdot R'_{r4})]$

(sw- 173)

dans laquelle $f_b = 1/(2 \cdot \pi \cdot C'_{r2} \cdot R'_{r4})$ et $f_h < 2 \cdot \pi \cdot C'_{r2} \cdot (R'_{r3}/R'_{r4})$.

(sw- 174)

Dans la pratique pour un filtrage à 12dB/Octave:

$$C'_{r2} \cdot (R'_{r3}/R'_{r4}) = 1/3,16 \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_h = 1/(20 f_h)$$

(sw- 175)

Afin de tenir compte de l'effet de masque et d'assurer un filtrage simple et efficace.

Ce filtre à un gain important à f_b . Il est donc nécessaire de veiller à ce que cet étage ne sature pas aux très basse fréquences en limitant la tension V_e . Un pont diviseur peut précéder l'ensemble.

Remarque: Dans ce projet, c'est le schéma de la figure 11 qui sera adopté. La limitation de la partie haute de la bande est possible. Dans cet unique cas C_{r1} sera ommis.