

## Identification de l'impédance électrique d'un haut-parleur

*J'invite le lecteur à consulter le site pour des informations complémentaires.*

Page d'accueil du site Internet :

[page d'accueil](#)

d'autres pdf, sur différents sujets :

[liste des PDF](#)

*L'identification est un travail fréquent : à partir d'informations issues d'une manipulation expérimentale, on cherche à obtenir les valeurs numériques d'un schéma équivalent. On distingue donc 2 phases : la modélisation, et l'identification. L'exemple choisi ici est un haut-parleur.*

### 1) Présentation du haut-parleur

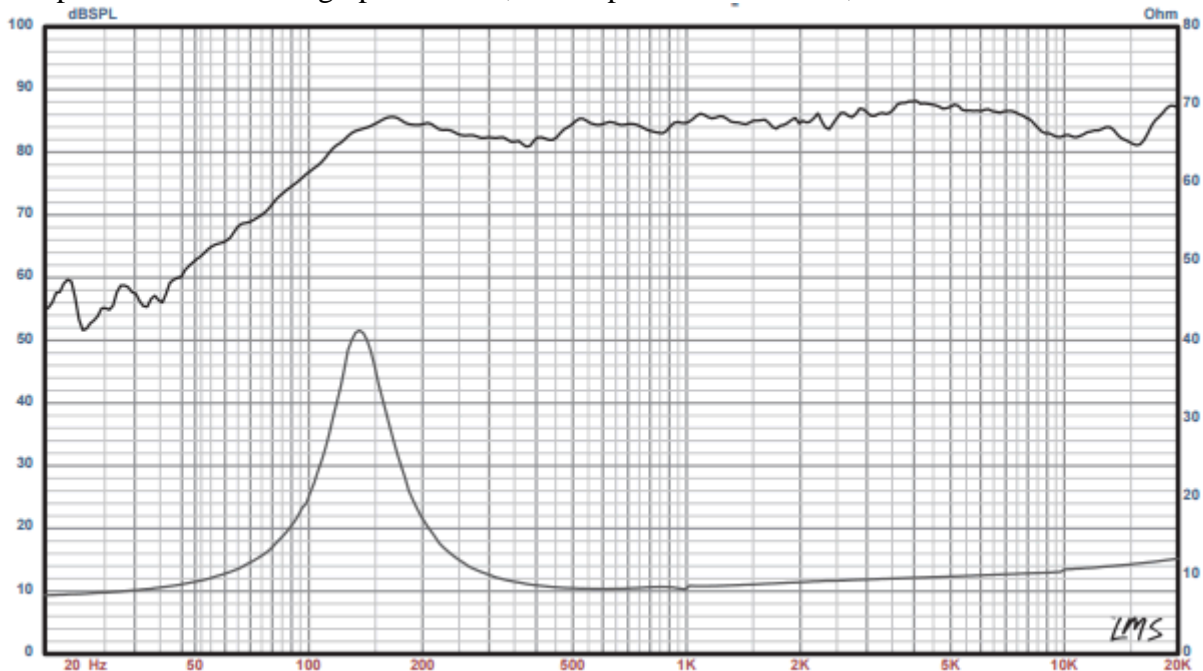
On choisit ce haut-parleur à cône, large bande, à membrane aluminium et système magnétique néodymium, faible distorsion.

Quelques-unes de ses caractéristiques sont :

Fabricant : Fountek	<a href="http://www.fountek.net/">http://www.fountek.net/</a>
Référence : FR58EX	Diamètre: 6 cm
Impédance : 8 $\Omega$	Résistance en DC : 6,4 $\Omega$
Puissance : 15 W	Masse : 0,2 kg



Une manipulation a abouti au graphe suivant, donné par le constructeur, sur son site Internet :



*Caractéristiques acoustique et électrique*

## 2) Modélisation

Intéressons-nous à la courbe  $|Z|$  fonction de la fréquence (trace inférieure, échelle à droite).

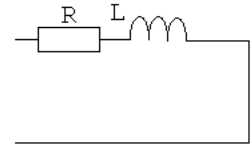
Elle montre 2 zones distinctes :

**Première zone** : un plateau en BF et une remontée en HF

**Deuxième zone** : une résonance entre 100 et 200 Hz.

On remarque également une rupture des valeurs à 1 kHz et à 10 kHz : cela donne l'impression d'un changement de calibre automatique, lors de l'acquisition des mesures.

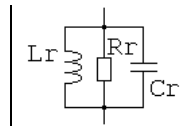
▪ Le HP est fait d'une membrane mobile attirée par une bobine : on a donc, *en première approximation*, un circuit RL série qui modélise ce bobinage : plateau en BF et une remontée en HF.  
Cela justifie la **première zone**.



▪ Cette membrane est suspendue sur la structure. Son déplacement est amorti par l'élasticité de la suspension. Mécaniquement c'est un montage « masse ressort frottement », régi par une équation différentielle du deuxième degré. Avec l'hypothèse de système linéaire (pas de point dur ni butée sur le déplacement, pas de saturation du circuit magnétique, etc), ce système peut être modélisé, sur le plan électrique, par un circuit résonant d'ordre 2, formé de circuit  $R_r // L_r // C_r$ .

Le circuit  $R_r L_r C_r$  parallèle présente une impédance qui tend vers 0 en basse et haute fréquences, et vaut  $R_r$  à la résonance.

Cela justifie la **deuxième zone**.

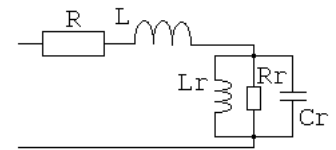


▪ On peut donc associer ces 2 montages, pour suggérer ce modèle :

De cette façon,

en basse et haute fréquences, on a le circuit RL qui intervient,

et à la résonance, le dipôle montre essentiellement  $R+R_r$ , l'influence de  $L$  étant négligeable.



## 3) Identification

**Dans un premier temps**, ignorons le phénomène de résonance, et travaillons sur la première zone :

On a :  $|Z| = \sqrt{R^2 + (L\omega)^2}$ .

Pour déterminer  $R$ , on peut écrire qu'en très basse fréquence,  $|Z| \rightarrow R$ .

Idealement, il faudrait que la réponse harmonique présentée commence à  $f \ll 20$  Hz. Mais le constructeur indique la valeur DC = 6,4  $\Omega$ , soit 4 divisions (attention à l'échelle de droite, pas pratique du tout !).

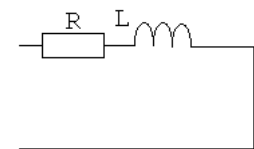
On adopte  $R \approx 6,4 \Omega$ .

Pour déterminer  $L$ , on peut prendre un point quelconque, mais non influencé par la résonance :

à 20 kHz, on a  $|Z| \approx 12,2 \Omega$ .

Il vient :  $L = \frac{\sqrt{|Z|^2 - R^2}}{\omega} = \frac{\sqrt{12,2^2 - 6,4^2}}{2 \pi 20k}$  D'où  $L \approx 82,65 \mu H$ .

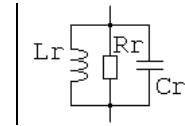
On suppose donc ici qu'à 20 kHz, le circuit  $R_r L_r C_r$  est un court-circuit, par  $1/C_r \omega \rightarrow 0$ .



Dans un deuxième temps, on détermine le circuit résonant.

L'équation de l'impédance du circuit résonant seul est :

$$Z(j\omega) = jL_r\omega \parallel R_r \parallel (1/jC_r\omega)$$

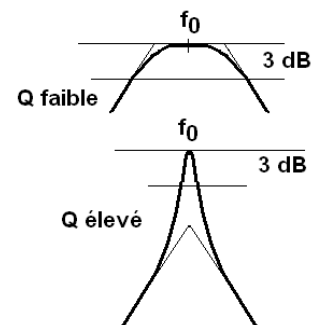


Rappelons les caractéristiques d'un tel circuit, appelé circuit bouchon:

$$BP_{-3dB} = \frac{f_0}{Q}$$

$$Q = R_r C_r \omega_0 = \frac{R_r}{L_r \omega_0}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}}$$



Pour déterminer Q il faut donc mesurer la « bande passante à - 3 dB ». Bien qu'il s'agisse ici d'une impédance, la notion d'atténuation de 0,707 par rapport au maximum est conservée.

La valeur max de  $|Z| = 41,6 \Omega$ .

En tenant compte de  $R = 6,4 \Omega$ , la résonance est avec :  $R_r = 41,6 - 6,4 = 35,2 \Omega$ .

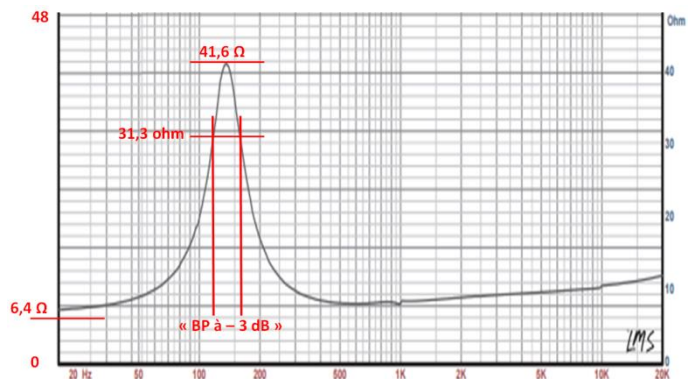
Le passage à - 3 dB est donc à :

$$35,2 \times 0,707 = 24,9 \Omega$$

Il faut donc lire sur le graphe, la bande à :

$$24,9 + 6,4 = 31,3 \Omega$$

On peut lire que  $f_0$  est avant 150 Hz, mais il nous faut faire une interpolation pour chiffrer les différentes fréquences.



Pour une meilleure précision, effectuons un zoom.

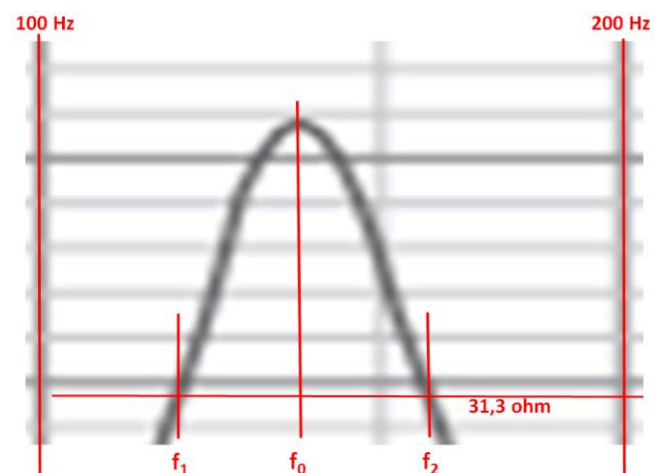
L'importation de cet extrait de figure dans Paint permet de mesurer, par les coordonnées de la souris, les distances :

Entre 100 et 200 Hz : 919 pixels, ce qui représente une octave

La fréquence  $f_1$  se situe à 219 pixels,

la fréquence  $f_2$  se situe à 612 pixels,

la fréquence  $f_0$  se situe à 408 pixels.



Il en résulte :

$$f_1 = 10^{(\log 100 + (219/919) \times \log 2)} = 118 \text{ Hz}$$

$$f_0 = 10^{(\log 100 + (408/919) \times \log 2)} = 136 \text{ Hz}$$

$$f_2 = 10^{(\log 100 + (612/919) \times \log 2)} = 158 \text{ Hz}$$

Remarque : on retrouve que  $f_0$  se situe au milieu de  $f_1, f_2$  :  $\sqrt{(118 \times 158)} = 136 \text{ Hz}$

On obtient ainsi  $f_0 = 136 \text{ Hz}$  d'où  $\omega_0 = 854,5 \text{ rad/s}$   $BP_{-3dB} = 158 - 118 = 40 \text{ Hz}$ .

On déduit  $Q = \frac{136}{40} = 3,4.$

Il vient :  $C_r = \frac{Q}{R_r \omega_0} = \frac{3,4}{35,2 \times 854,5} = \boxed{113 \mu\text{F}}.$

Et :  $L_r = \frac{R_r}{Q \omega_0} = \frac{35,2}{3,4 \times 854,5} = \boxed{12,11 \text{ mH}}.$

Vérifions :  $\frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{12,11 \text{ m} \times 113 \mu}} = 136 \text{ Hz, comme attendu.}$

Remarque : Fountek indique 134 Hz.

Remarque : à 10 kHz par exemple,  $1/C_r\omega = 1/(113 \cdot 10^{-6} \times 2 \times \pi \times 10 \text{ k}) = 0,14 \Omega$ , ce qui est assimilable à un court-circuit, devant les autres impédances.

#### 4) Simulation de validation

##### Simulation du montage complet.

L'analyse AC utilise le courant  $I_e$  comme grandeur d'entrée.

En demandant la représentation de la tension  $V(1)$ , on affiche  $V(1)/I_e$ , soit l'impédance du dipôle.

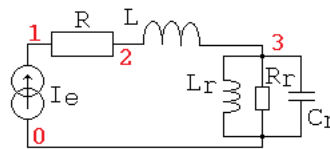
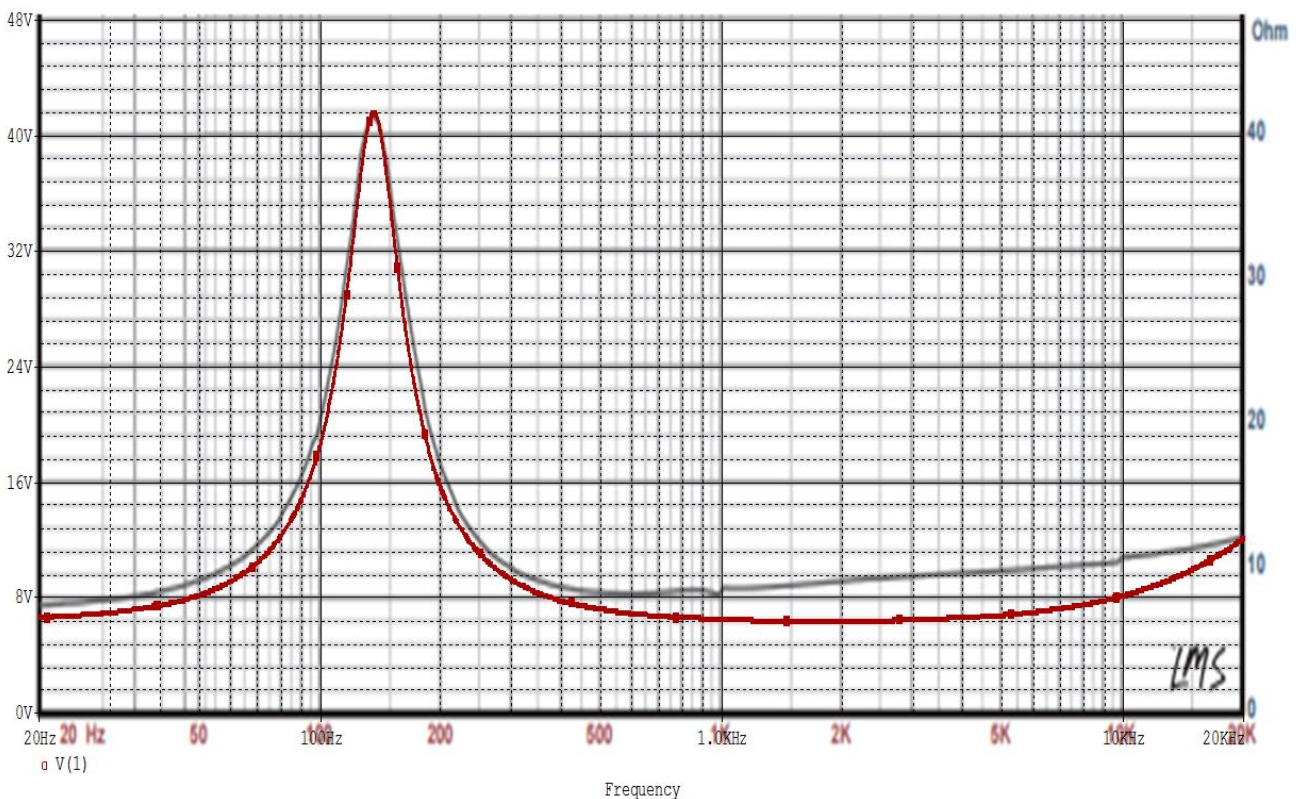


Schéma simulé

```

modele de HP FR58EX
* fichier HP.cir
Ie 0 1 AC 1
R 1 2 6.4 ; R série
L 2 3 82.65u ; L série
Rr 3 0 35.2 ; circuit
Lr 3 0 12.11m ; Rr Lr Cr
Cr 3 0 113u ; resonant
.AC dec 1000 20Hz 20k
.probe
.end
  
```

*Netlist, prête à simuler*



*Les 2 courbes sont en partie superposées, à la même échelle*

### Interprétation :

Qualitativement, le modèle  $R \parallel L_r \parallel C_r$  coïncide :

R faible en basse fréquence, résonance et facteur de qualité bien calé, valeur de  $|Z|$  à 20 kHz.

On peut visualiser également V(3) pour n'avoir que l'analyse AC du circuit résonant. On vérifie ainsi ses paramètres :

Measurement	Value
Bandwidth(V(3),3)	39.91892
Max(V(3))	35.19955
Q_Bandpass(V(3),3)	3.44472

Mais on peut remarquer que la caractéristique constructeur montre :

- une résistance supérieure à 20 Hz (de plus d'un ohm),
- et  $|Z|$  qui augmente dès 500 Hz, alors que le modèle simulé montre que l'effet selfique se manifeste au-delà de  $1/(2\pi(L/R)) = 12,3$  kHz.

Pour mieux coller à la courbe constructeur, il nous faut trouver une évolution au schéma.

### Effet de peau

Au-delà de 1 kHz environ, l'augmentation de  $|Z|$  paraît linéaire sur une échelle log en fréquence, ce qui est contradictoire avec l'équation donnant la réactance  $L\omega$ .

On peut lui associer un modèle de résistance qui a pour équation :  $R ( 1 + k f^\alpha )$ .

Cette expression est similaire à l'augmentation de la résistance d'un conducteur en fonction de la fréquence par effet de peau, où  $\alpha \approx 0,5$ . Néanmoins, l'effet de peau est à considérer avec un autre effet, l'effet de proximité. En première approximation dans la bande audio, nous allons considérer cette équation comme une représentation de ces 2 phénomènes.

Pour déterminer k et  $\alpha$ , il nous faut 2 équations. Prélevons 2 points sur la courbe de  $|Z|$ , hors résonance :

à  $f = 20$  kHz, on a :  $|Z| = 12,2 = 6,4 ( 1 + k 20000^\alpha )$

à  $f = 1$  kHz, on a :  $|Z| = 8,8 = 6,4 ( 1 + k 1000^\alpha )$

De ce système on déduit :  $\alpha = 0,294$ , et  $k = 0,049$ .

La conséquence de l'accroissement de résistance en fonction de la fréquence est qu'on ne peut plus considérer  $R = 6,4 \Omega$  quand on calcule le facteur de qualité à la résonance. A  $f_0 = 136$  Hz, la résistance passe à :  $6,4 ( 1 + 0,049 136^{0,294} ) = 7,7$ . Il en résulte  $R_r = 41,6 - 7,7 = 33,9 \Omega$ .

On peut raisonnablement penser que les éléments  $L_r, C_r$  soient peu impactés par cette nouvelle valeur, et il est inutile de refaire tout le calcul. On conserve  $C_r = 113 \mu F$  et  $L_r = 12,11$  mH.

Par contre, l'inductance  $L = 82,65 \mu H$  n'a plus de raison d'être, puisqu'elle est implicitement dans le coefficient  $\alpha$ . Rappelons qu'on ne raisonne qu'avec le module de Z, et qu'on ignore la partie imaginaire.

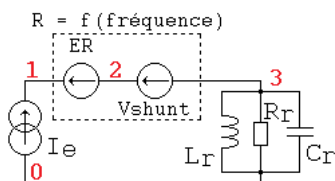


Schéma simulé

La résistance variable en fréquence est réalisée par une source de tension commandée par le courant qui la traverse, ce qui est l'application de la loi d'Ohm.

La source Vshunt est un court-circuit, et n'est là que pour accéder au courant dans la maille.

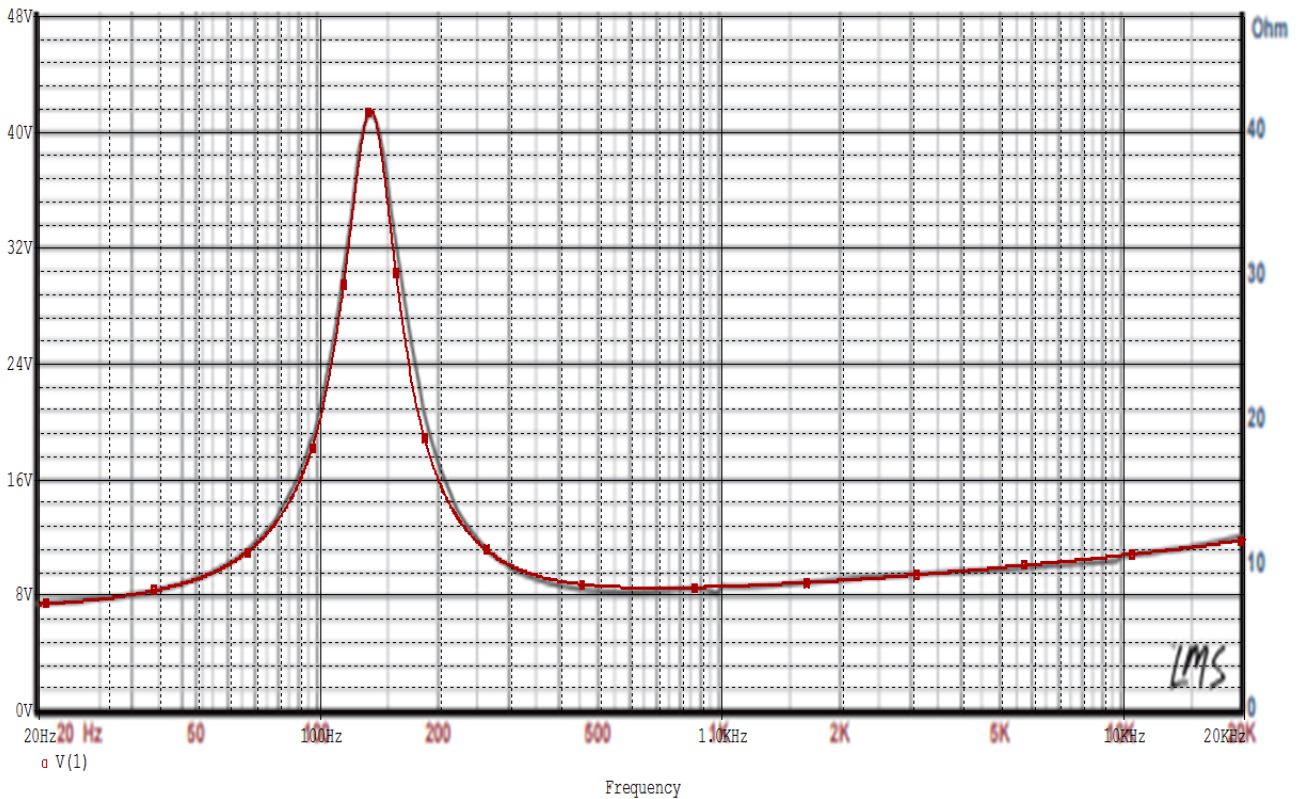
```

modele de HP FR58EX
* fichier HP_peau.cir
Ie 0 1 AC 1
.param k = 0.049
.param alpha = 0.294
.param R = 6.4
ER 1 2 LAPLACE {I(Vshunt)}={ R * ( 1 + k*PWR(s/(2*pi),alpha) ) }
Vshunt 2 3 DC 0 ; bidon

Rr 3 0 33.9 ; circuit
Lr 3 0 12.11m ; Rr Lr Cr
Cr 3 0 117u ; resonant

.AC dec 1000 20Hz 20kHz
.probe
.end
    
```

Netlist, prête à simuler



*Les 2 courbes sont superposées, à la même échelle*


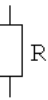
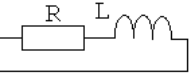
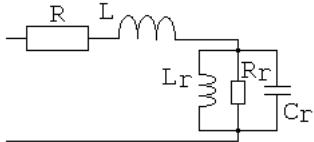
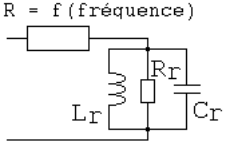
La coïncidence est quasi parfaite sur toute la bande [ 20 Hz ; 20 kHz ].

### 5) Conclusion

La théorie du haut-parleur est un vaste sujet, largement expliquée dans la littérature audiophile. On y trouve des modèles électriques issus des équations mécaniques ou des équations acoustiques.

Le but de ce document était de trouver un modèle électrique, mais à partir de la caractéristique  $|Z|$  fonction de la fréquence, courbe fréquemment donnée par le constructeur.

On peut récapituler les schémas équivalents des haut-parleurs :

	R	RL	RL et $R_r // L_r // C_r$	$R = f(f)$ et $R_r // L_r // C_r$
				
	Solution par défaut. Permet des calculs simples.	Permet de rendre compte de l'inductance du bobinage.	Permet de rendre compte de l'inductance du bobinage et d'une résonance.	Représentatif de $ Z $ sur toute la bande audio.

Dans une enceinte 3 voies, il y a des filtres pour isoler les sons graves, médium, aigus. Chaque filtre attaque un haut-parleur adapté à chaque gamme de fréquence. Si on veut simuler la réponse AC de l'association filtre + haut-parleur, le modèle électrique du haut-parleur ne peut pas se limiter à une simple résistance. Le modèle déterminé dans ces pages est plus proche du comportement vrai, si le haut-parleur est de technologie identique. Notons néanmoins qu'une réponse AC de Pspice ne représentera pas une réponse acoustique qui elle, tient compte de l'environnement physique, comme la présence et la forme de l'enceinte.

De même on peut simuler plus finement l'association amplificateur de sortie + haut-parleur avec un peu plus de réalisme. Notons également qu'on reste dans le domaine linéaire et qu'on ne traite pas le cas – fréquent- de distorsion qui se présente à fort volume.

articles 1 à 43 : sur le livre

**Tableau récapitulatif des articles PDF disponibles sur ce site**

n°	titre	lien présentation	lien direct article
	Guide d'installation et d'emploi simplifié	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
44	Exemples basiques et des exercices...	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
45	Un exemple de circuit passif	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
46	Un oscillateur Colpitts	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
47	Compensation en fréquence des amplificateurs opérationnels	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
48	Un amplificateur à transistors bipolaires	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
49	Une bascule D Flip Flop CMOS	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
50	Une porte XOR à transistors MOS	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
51	Un VCO à 12 transistors MOS	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
52	Une PLL à moins de 20 transistors MOS	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
53	Un oscillateur à résistance négative	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
54	Une charge électronique	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
55	Un amplificateur en classe C	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
56	Le monostable 74 123	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
57	Un amplificateur en classe D	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
58	Le transformateur en linéaire	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
59	La loi d'ohm thermique	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
60	Le transformateur en non linéaire	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
61	Robustesse d'un oscillateur en anneau	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
62	Une alimentation stabilisée	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
63	Modélisation d'un haut-parleur	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
64	Un synthétiseur de fréquence	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
65	Un ampli audio de Sparkfun	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
66	Simulation logique et analogique	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
67	Un oscillateur à relaxation	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
68	Lecteur de TAG RFID 125 kHz	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
69	Diagramme de l'œil avec Pspice	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
70	Un amplificateur hautes fréquences	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
71	Une bizarrerie enfin expliquée...	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
72	Comprendre le paramétrage de la FFT	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
73	La relation de Bennett	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
74	Simuler un circuit à plus de 20 transistors avec PSpice Eval	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
75	Une horloge biphase sans recouvrement	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
76	Quelques simulations sur la diode	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
77	Un ampli classe A, avec transformateur de sortie	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
78	Des stimuli pour PSpice	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
79	Simuler le TL431 : zener ajustable	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
80	Un ADC flash	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
81	Une chaîne d'acquisition : S&H, ADC, DAC	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
82	Un amplificateur 50 MHz	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
83	Un dérivateur non inverseur	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
84	Un amplificateur bipolaire avec push pull CMOS	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
85	Rôle des répéteurs logiques dans un circuit intégré	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
86	Un driver logique CMOS pour charge 50 ohms	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
87	Des triggers de Schmitt et des applications	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
88	Un filtre gaussien analogique	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
89	Un générateur de bruit rose	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>

90	Un anémomètre à fil chaud : simulation comportementale	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
91	Un oscillateur à pont de Wien stabilisé par CTN	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
92	L'emballement thermique d'une diode	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
93	Les puissances dans un amplificateur	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
94	Asservissement de puissance dans une résistance	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
95	Asservissement de la puissance émise par une antenne radio	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
96	Un driver de LED de puissance	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
97	Exploiter Pspice pour simuler des filtres numériques	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
98	Un filtre en cosinus surélevé avec Pspice	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
99	Effet de la température sur un amplificateur en classe A	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
100	Un amplificateur à transistors JFET et bipolaires	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
<b>Supplément, hors article :</b>			
<b>mon cours « Electronique pour les communications numériques », <a href="#">polycopié couleur 201 pages en pdf</a></b>			

[retour à l'écran d'accueil de ce site](#)