

## Un exemple de circuit passif : étude, simulation, expérimentation

*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](#)

*Ce document montre la trilogie théorie/simulation/pratique sur un exemple de base.*

### 1 Etude

Les valeurs numériques sont :

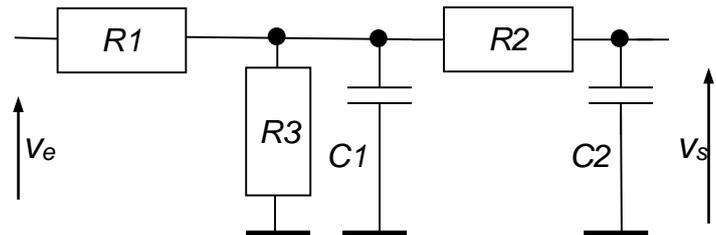
$$R_1 = 2,7 \text{ k}\Omega$$

$$C_1 = 220 \text{ nF}$$

$$R_2 = 1,2 \text{ k}\Omega$$

$$C_2 = 22 \text{ nF}$$

$$R_3 = 2,2 \text{ k}\Omega$$



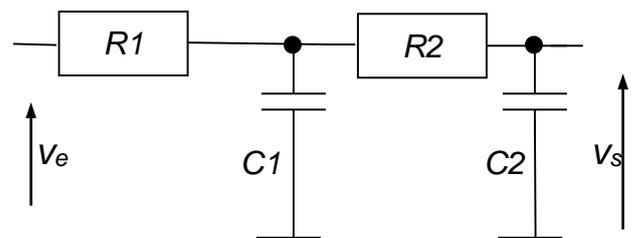
**Schéma du circuit à analyser**

#### 1.a) Schéma de base

On se propose d'étudier dans un premier temps, la structure « double RC » montrée ci-contre.

Déterminons sa fonction de transfert

$$T(p) = V_S(p)/V_E(p).$$

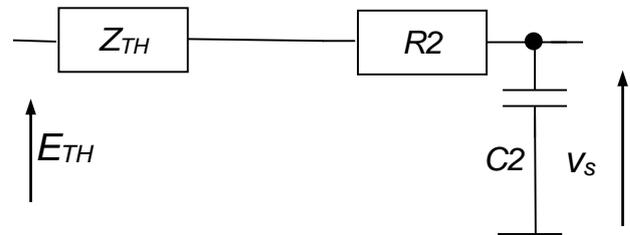


**Schéma de base : double cellule RC**

Parmi les différentes méthodes d'analyse, choisissons de réduire ce schéma par application du théorème de Thévenin :

$$\text{On a : } E_{TH}(p) = V_E \frac{1}{1 + R_1 C_1 p}$$

$$\text{et : } Z_{TH}(p) = \frac{R_1}{1 + R_1 C_1 p}$$



**Schéma de base réduit après application du théorème de Thévenin aux bornes de C1.**

Le calcul de Vs(p) s'obtient alors par le pont diviseur Z\_TH, R2, C2 :

$$V_S(p) = E_{TH}(p) \frac{\frac{1}{C_2 p}}{Z_{TH} + R_2 + \frac{1}{C_2 p}}, \text{ ce qui, après remplacement des expressions de } E_{TH} \text{ et } Z_{TH}, \text{ aboutit à :}$$

$$\frac{V_S(p)}{V_E(p)} = \frac{1}{p^2 R_1 C_1 R_2 C_2 + p(R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_1 C_2) + 1}$$

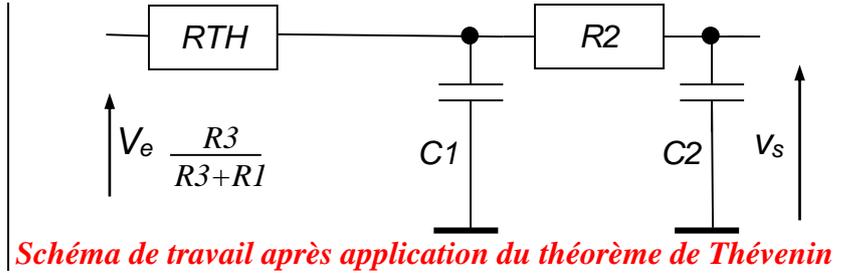
Cette expression est donnée dans de nombreuses littératures, car ce montage « RCRC » est connu en électronique.

Remarque : la présence du terme  $R_1 C_2$  montre l'influence de la cellule  $R_2 C_2$  sur la cellule  $R_1 C_1$ .

**1.b) Présence de R3 :**

Reprenons le schéma du montage à analyser et appliquons le théorème de Thévenin aux bornes de C1.

$R_{TH} = R_1 // R_3$ , que l'on pose à  $R_{13}$ .



En fait, par rapport à l'étude précédente de la double cellule RC, il faut :

- remplacer  $R_1$  par  $R_{13}$ ,
- affecter un coefficient  $\frac{R_3}{R_3 + R_1}$  à la tension d'entrée, ou à la fonction de transfert.

On aboutit à :

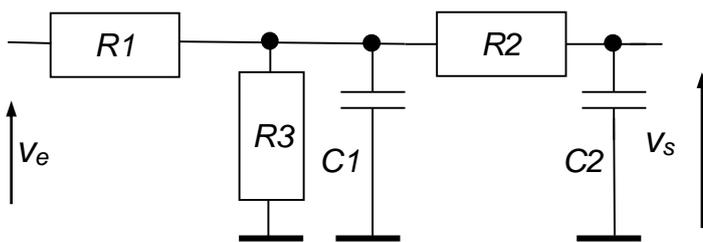
$$T(p) = \frac{V_s(p)}{V_E(p)} = \frac{A}{\frac{p^2}{\omega_0^2} + \frac{2z p}{\omega_0} + 1}$$

où  $A = \frac{R_3}{R_3 + R_1}$        $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_{13} C_1 R_2 C_2}}$        $z = \frac{R_{13} C_1 + (R_{13} + R_2) C_2}{2\sqrt{R_{13} C_1 R_2 C_2}}$       où  $R_{13} = R_1 // R_3$

L'application numérique donne :

$A = 0,45$        $\omega_0 = 11917 \text{ rad/s}$  soit  $f_0 = 1,9 \text{ kHz}$        $z = 1,9$ .

En résumé, le montage ci-dessous,



*Circuit analysé*

est un filtre passe-bas, dont la réponse harmonique présente :

- pour  $f$  tendant vers 0, une atténuation (conséquence du pont diviseur 0,45, visible sur le schéma quand on retire les condensateurs)
- une fréquence propre 1,9 kHz,
- au-delà, une asymptote de  $-40 \text{ dB / décade}$ .

Remarque : le fait d'avoir  $z > 1$  permet d'écrire :  $\frac{1}{\frac{p^2}{\omega_0^2} + \frac{2z p}{\omega_0} + 1} = \frac{1}{1 + \frac{p}{\omega_1}} + \frac{1}{1 + \frac{p}{\omega_2}}$

avec  $\omega_1 = \frac{\omega_0}{z + \sqrt{z^2 - 1}}$  et  $\omega_2 = \frac{\omega_0}{z - \sqrt{z^2 - 1}}$ , soit  $f_1 = 540 \text{ Hz}$ , et  $f_2 = 6,68 \text{ kHz}$ .

Ce qui signifie que le tracé de Bode peut être détaillé en 3 asymptotes :  
 un plateau à  $20 \log A$ , pour  $f < 540 \text{ Hz}$ ,  
 puis une asymptote de  $-20 \text{ dB/décade}$  de  $540 \text{ Hz}$  à  $6,68 \text{ kHz}$   
 puis une asymptote de  $-40 \text{ dB/décade}$  au-delà.

## 2 Simulation

Le fichier ci-contre indique :

- le schéma,
- (5 composants, donc 5 lignes)
- le signal injecté,  
(la source  $V_{in}$  sinusoïdale d'amplitude unitaire pour l'analyse harmonique, et de forme pulse pour l'analyse transitoire)
- les analyses demandées  
(harmonique et temporelle).

```

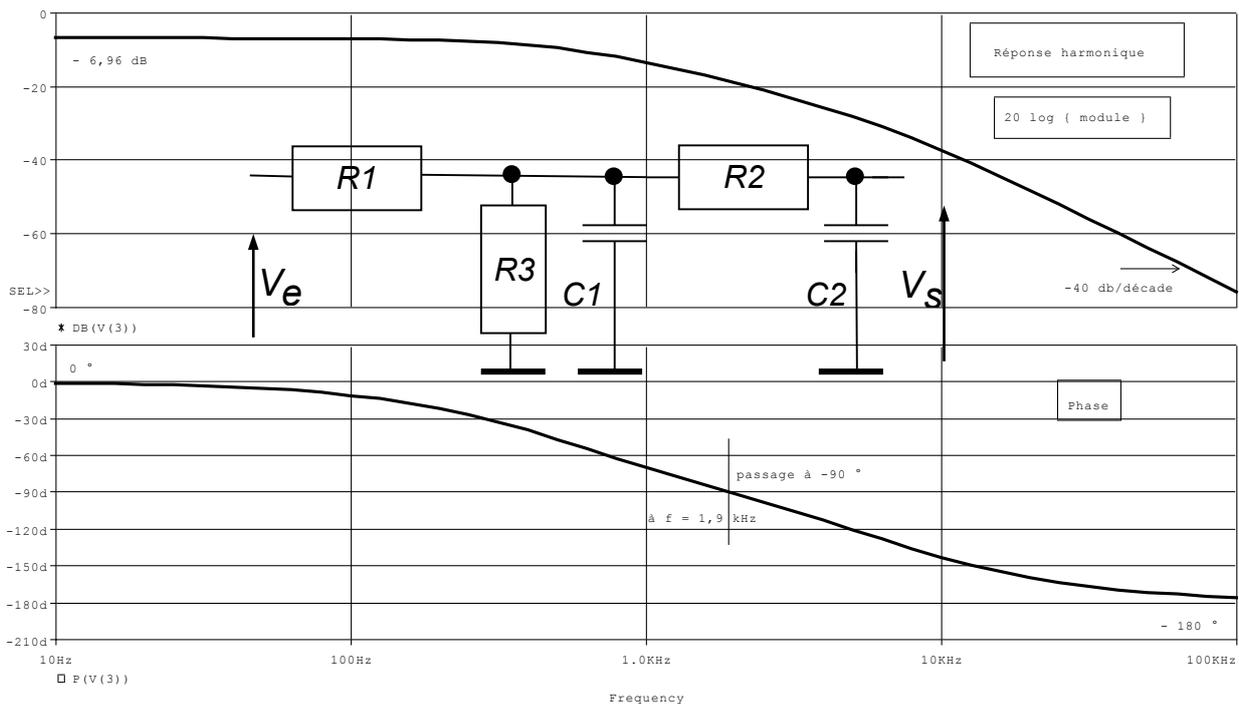
Circuit passif
*fichier circuit.cir
* Description du montage :
R1 1 2 2.7k
R2 2 3 1.2k
C1 2 0 220n
C2 3 0 22n
R3 2 0 2.2k
* signal d'entree :
Vin 1 0 ac 1 pulse (-5V 5V 500us 1us 1us 4ms 10ms)
*
* analyses :
.AC dec 10 10Hz 100kHz ; reponse harmonique
.TRAN 1us 5ms ; 1us de resolution d'affichage, 5ms de simule
*
.probe
.end

```

*Fichier.cir de simulation*

### 2.a) Réponse harmonique

Elle est demandée de 10 Hz à 100 kHz, avec 10 points d'enregistrement par décade.  
Après le run Pspice, l'affichage de la réponse donne :



*Réponse harmonique simulée. Trace supérieure :  $20 \log |v_s/v_e|$ , trace inférieure  $\text{Arg}\{v_s/v_e\}$*

### Interprétation

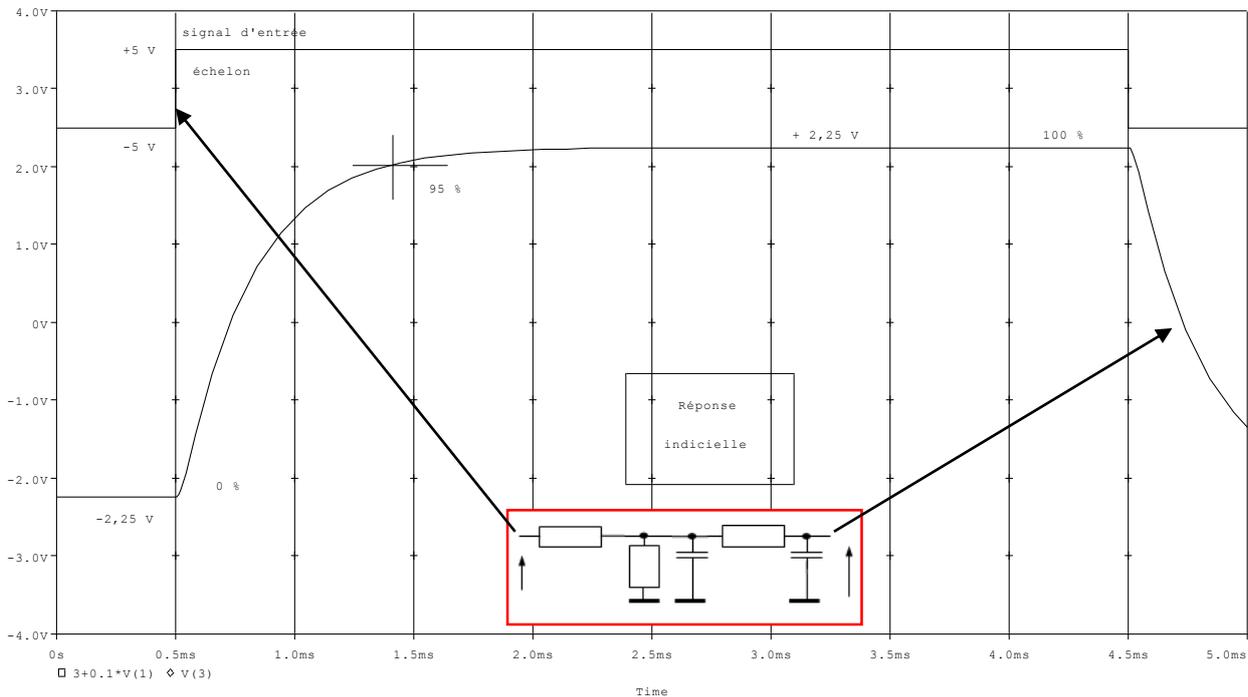
On retrouve évidemment l'étude théorique :

- le plateau à  $-6,96 \text{ dB}$  ( $\approx 20 \log 0,45$ ),
- la fréquence propre à  $1,9 \text{ kHz}$  (identifiable à  $\varphi = -90^\circ$  très exactement)
- la pente à  $-40 \text{ dB / décade}$  (il faut s'assurer de mesurer la pente sur la partie asymptotique, c'est-à-dire bien plus loin que  $6,68 \text{ kHz}$ , d'où le run jusqu'à  $100 \text{ kHz}$ ).

Remarque : dans une gamme de fréquences basses, la réponse est du premier ordre, avec une fréquence de coupure voisine de  $f_1 = 540 \text{ Hz}$ . Il faut « monter » plus haut en fréquence pour vérifier que c'est un deuxième ordre.

## 2.b) Réponse transitoire

Elle est demandée de 0 à 5ms. Après le run Pspice, l'affichage de la réponse donne :



**Réponse temporelle simulée. Trace supérieure : image de  $v_e(t)$ , trace inférieure :  $v_s(t)$**

L'entrée est une tension allant de -5 V à +5 V.

(Pour des raisons de clarté sur ce graphe, on l'a représentée en réduction, et décalée vers le haut).

Si on considère  $t = 0$  à la première graduation (d'abscisse = 500  $\mu$ s sur ce graphe), on a donc réalisé, à cet instant, un échelon d'amplitude 10 V.

Le signal de sortie part de -2,25 V (valeur initiale) à +2,25 (valeur finale). Le régime transitoire a nécessité un certain temps : si on fait un zoom à 95 % de la valeur finale (soit 2,025 V), on peut chiffrer à 912  $\mu$ s le temps de réponse à 5%.

### Interprétation

On retrouve la valeur de A, en régime statique :  $A = \Delta v_s(t) / \Delta v_e(t) = 4,5 / 10 = 0,45$ .

L'allure globale ne montre pas de façon flagrante un deuxième ordre : cela est dû à ce que le système est un produit  $(1+\tau_1 p)(1+\tau_2 p)$  avec  $\tau_1 \gg \tau_2$ . C'est donc  $(1+\tau_1 p)$  qui prédomine.

Cette remarque avait déjà été faite lors de l'analyse harmonique.

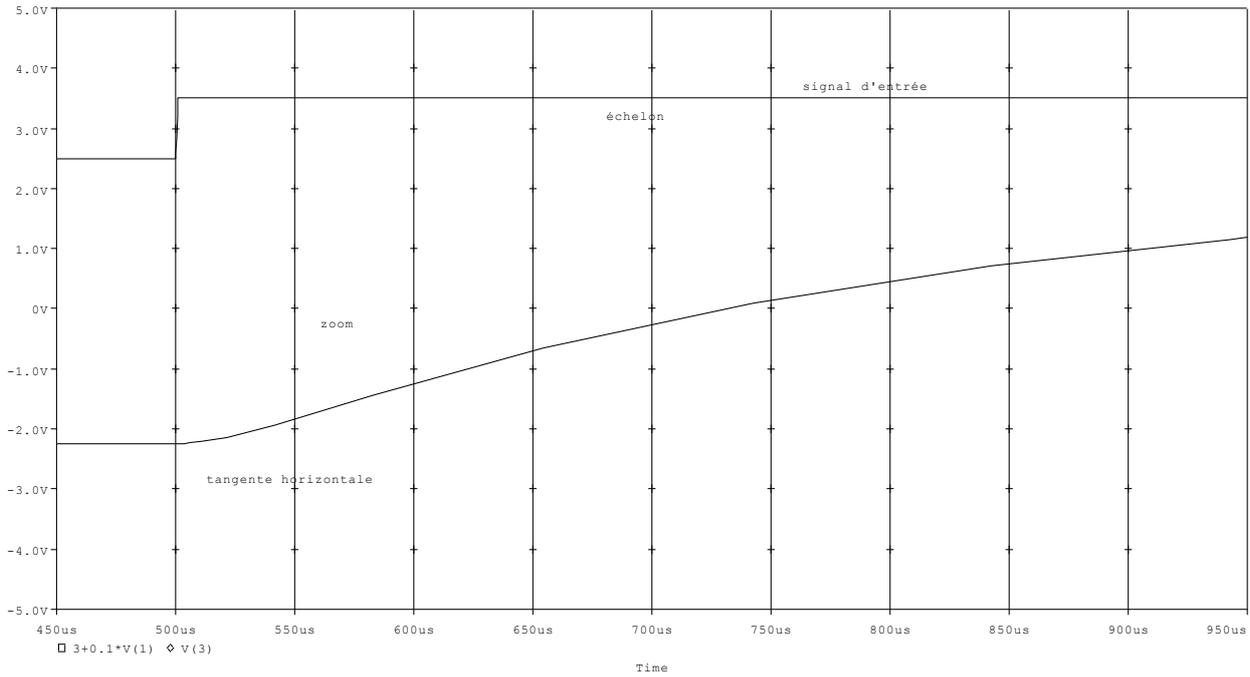
Le calcul de  $\tau_1 = 1/(2\pi f_1)$  donne 295  $\mu$ s. Si le système était du premier ordre à fréquence de coupure égale à  $f_1 = 540$  Hz, il lui faudrait environ 3  $\tau_1$  pour arriver à 95 % de sa valeur finale. Soit 885  $\mu$ s.

Néanmoins, on peut affirmer que le système n'est pas d'ordre 1.

En effet, sur un premier ordre, la réponse indicielle s'écrit  $v_s(t) = v_s(0) + A \Delta v_e [1 - \exp(-t/\tau)]$ , avec  $\Delta v_e$  l'amplitude de l'échelon.

Or, au voisinage de  $t = 0$ , par le développement limité de la loi exponentielle, on dispose de :  $v_s(t) = v_s(0) + A \Delta v_e t/\tau$ , c'est-à-dire une droite de pente :  $A \Delta v_e/\tau$ .

Si l'on fait un « zoom » au voisinage de  $t = 0$  (dans le repère où l'instant 0 est au moment de l'échelon), on observe une pente nulle : le système passe bas n'est donc pas du premier ordre, mais supérieur.

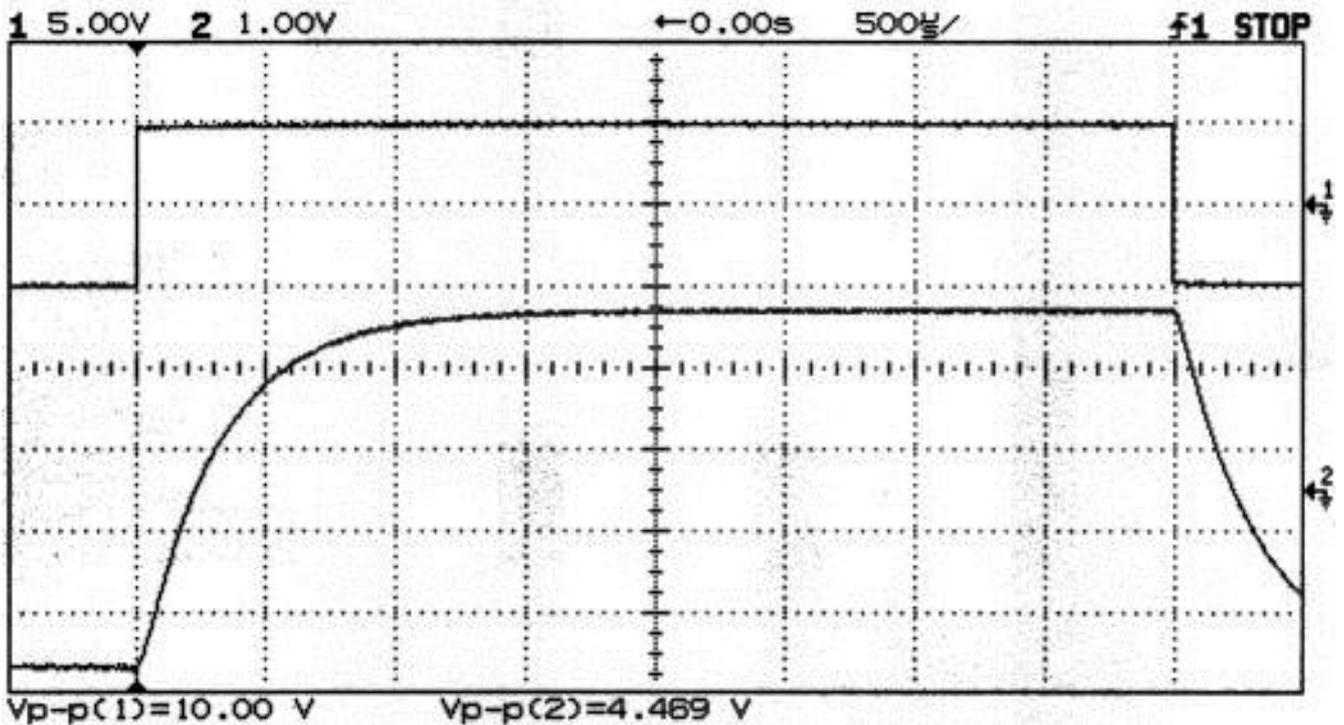


*Zoom de la trace précédente*

### 3 Expérimentation

#### 3.a) Réponse transitoire

Le montage réel, (résistance à 1%, condensateurs à 20 %) mis sous tension dans les conditions identiques à la simulation (entrée -5 V + 5 V) donne :



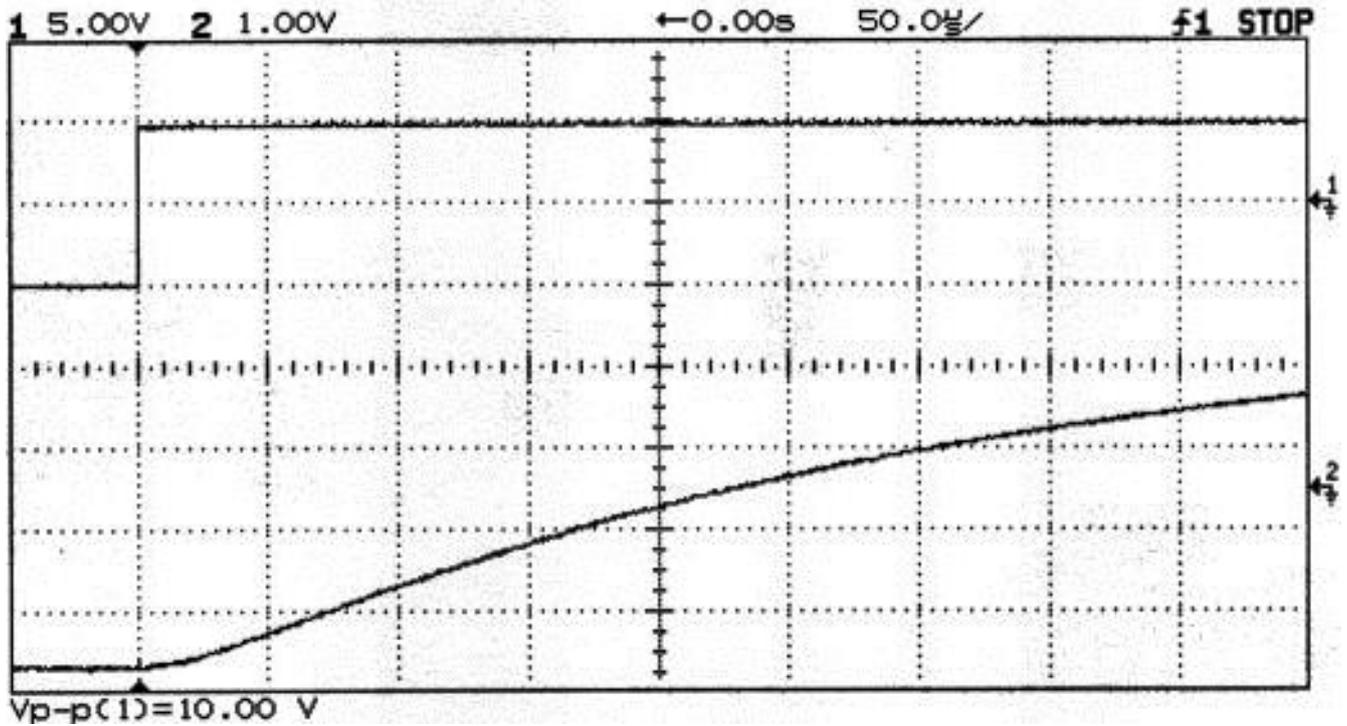
*Réponse temporelle expérimentale : base de temps 500  $\mu s$ / carreau. Voie 1 : entrée, Voie 2 : sortie.*

## Interprétation

Le chronogramme corrobore ce qui vient d'être écrit (lire les valeurs indiquées par l'oscilloscope):

$$A = 4,469/10,00 \approx 0,45.$$

Pour pouvoir mieux comparer avec la simulation, observons  $v_s(t)$  avec une nouvelle base de temps :



*Zoom de la réponse temporelle expérimentale : base de temps 50  $\mu$ s/ carreau*

Il est clair que la tangente à l'origine (définie au front montant de l'entrée) est horizontale.

Les mesures et interprétations données sur les résultats de simulation sont donc transposables à l'identique sur la manipulation réelle.

### 3.b) Réponse harmonique

On conserve le même montage, et on commute le générateur en sinus.

Sachant que le système est un filtre passe-bas, on choisit une amplitude d'entrée élevée de façon à disposer d'une grandeur facilement mesurable après atténuation en hautes fréquences. Le montage étant linéaire (donc indépendant du niveau d'entrée), on peut injecter plusieurs Volt en entrée, sans risque.

Il est évident qu'on prendrait plus de précautions avec un circuit électronique actif (risque d'avoir des saturations, non-linéarités...)

Il nous faut mesurer  $v_s$ ,  $v_e$  et donner  $20 \log |(v_s/v_e)|$ .

La présence de l'oscilloscope est obligatoire pour vérifier la présence des bons signaux. On a donc toute l'information pour déterminer la réponse harmonique. Pour une meilleure précision, on prendra les valeurs crêtes à crêtes des sinusoïdes (ce qui ne change pas le rapport  $v_s/v_e$ ). En effet, il est moins précis de mesurer les valeurs efficaces (le signal peut être accompagné de bruit, « ronflette » 50 Hz, offset résiduel...) ce qui fausserait les mesures.

Pour les mesures à réaliser, il est inutile d'ajouter des appareils supplémentaires.

Une dizaine de points suffit pour tracer la réponse harmonique : la réponse est connue d'après l'étude théorique, et donnée avec précision par la simulation.

f (Hz)	5	50	500	1k	2k	4k	5k	10k	40k	50k
Vs (p.t.p.) V	4,5	4,5	3,266	2,094	1,131	0,528	400 m	≈ 140 m	≈ 19 m	≈ 12,5 m
Ve (p.t.p.) V	10	10	10	10	10	10	10	10	19,22	19,22
20 log (Vs/Ve) dB	-6.93	-6.93	-9,71	-13.58	-18.9	-25,5	-28	≈ -37	≈ -60,2	≈ -63,7

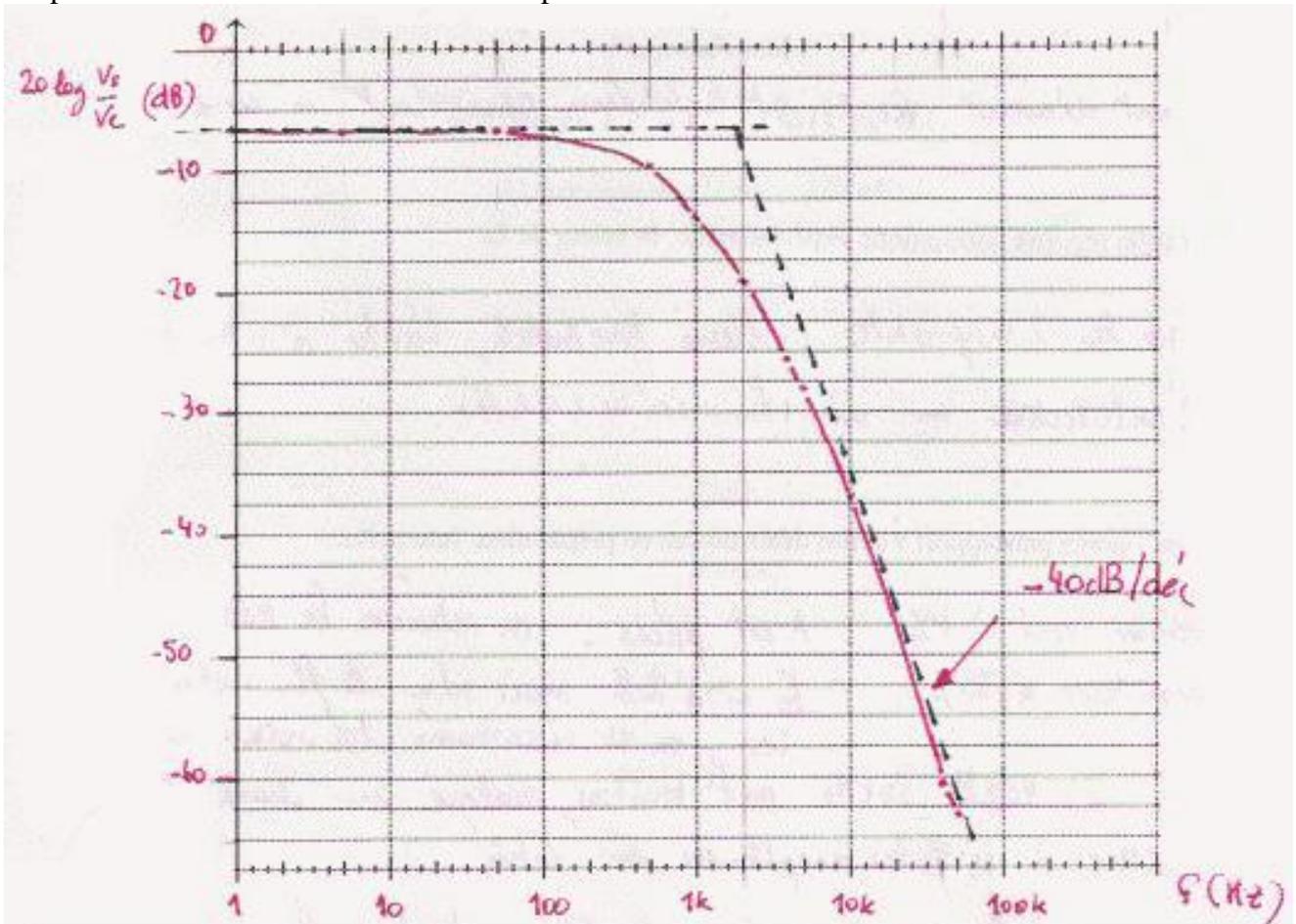
**Tableau de résultats**

Consulter l'annexe pour les chronogrammes expérimentaux.

Remarques :

- à partir de 10 kHz, le signal de sortie était bruité, ce qui justifie une plus grande incertitude sur la mesure de l'amplitude,
- les 2 dernières valeurs ont été faite à très fort niveau d'entrée (le maximum que pouvait délivrer le GBF), pour réduire cette incertitude. De plus, la mesure de tension crête à crête doit être faite « à l'œil », et non par la mesure donnée par l'oscilloscope, car cette dernière est faussée par le bruit. On peut également vérifier que le déphasage est proche de 180°, montrant qu'on est très éloignée de f<sub>0</sub>.

Un report -à la main- des valeurs donne la réponse suivante :



**Réponse harmonique expérimentale**

## Interprétation

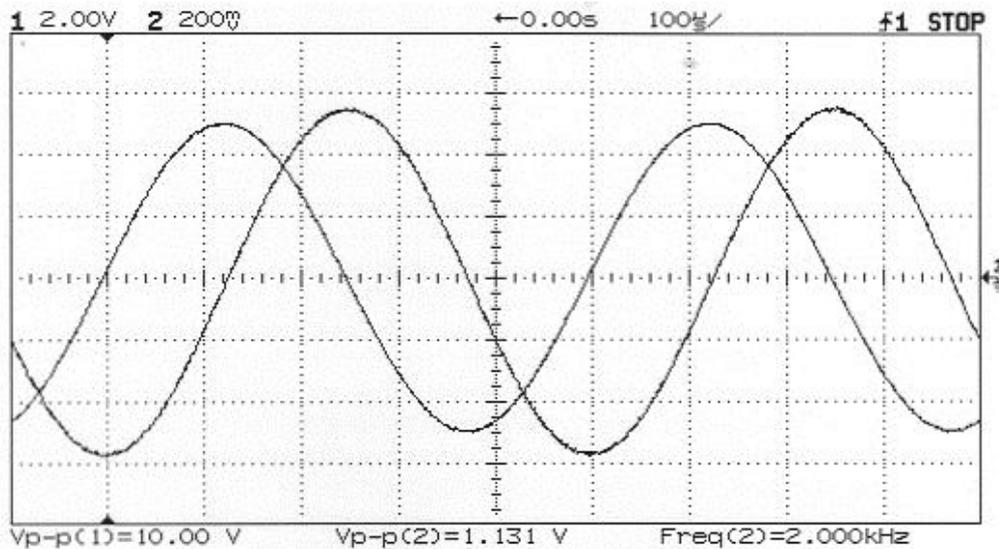
On retrouve ici toutes les informations données précédemment :

Le plateau à -6,9 dB, la droite asymptotique de -40 dB/décade...

Par extrapolation des asymptotes, on peut identifier  $f_0$ . Il faut néanmoins une certaine précision sur les asymptotes (notamment celle à -40 dB / décade) pour disposer de  $f_0$  avec peu d'erreur.

Notre tracé donne  $f_0$  légèrement inférieure à 2 kHz, ce qui est très cohérent par rapport à l'étude.

Rappelons que les condensateurs sont à 20 %. Observons d'ailleurs le chronogramme correspondant :



**Un point particulier de la réponse harmonique :  $f = 2$  kHz. Voie 1 : entrée  $V_e$ , Voie 2 : sortie  $V_s$ .**

On observe que le déphasage est de quasiment  $90^\circ$  arrière : on est pratiquement à la fréquence propre.

En toute rigueur, pour une recherche précise de la fréquence propre, il aurait fallu ajouter une mesure de phase (phasemètre extérieur, ou intégré à l'oscilloscope numérique), et rechercher finement la fréquence de quadrature. Ce n'est pas montré ici.

Autre remarque, concernant la fréquence  $f_0$  : à  $f = f_0$ , le module de la transmittance vaut exactement  $\frac{A}{2z}$ .

C'est une façon d'identifier  $z$ , si on connaît avec précision la fréquence de quadrature.

Un autre point particulier : la bande passante à -3 dB : le plateau étant à -6,9 dB, il faut chercher la fréquence correspondant à un gain de -9,9 dB. On remarque que c'est très légèrement supérieur à 500 Hz (qui donne -9,71 dB). Il est cohérent de trouver une fréquence à proximité de  $f_1 = 540$  Hz.

Remarquons pour finir que la mesure n'est pas perturbée par la présence de l'oscilloscope et du câble coaxial, qui apportent un condensateur, en parallèle à  $C_2$ , d'environ 120 pF. Il pourrait en être différemment avec un autre jeu de valeurs numériques pour le circuit.

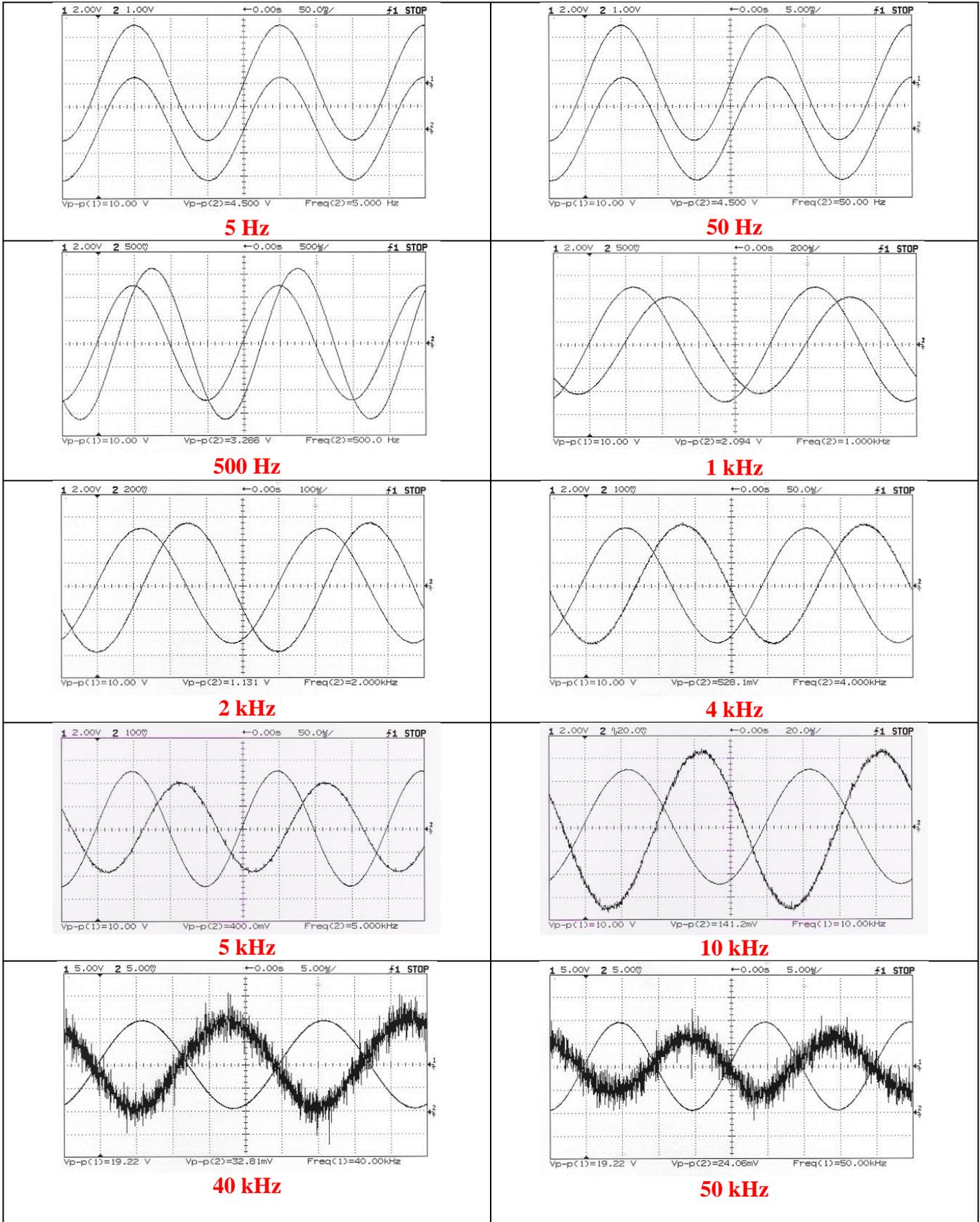
## Conclusion

Ce document montre sur un exemple simple les bases de l'enseignement des circuits électriques : Thévenin, transmittance, réponse indicielle, réponse harmonique, interprétation...

La simulation est ici, un « plus », le montage étant suffisamment simple pour être connu entièrement par la théorie. Néanmoins, comme souvent, la simulation peut apporter des renseignements supplémentaires, difficiles d'accès par la théorie et la pratique, comme le courant dans une branche, la puissance dissipée...

La partie expérimentation est très simple, mais a nécessité quelques précautions d'usage (choix des signaux d'entrée, choix du matériel de mesure...) pour donner des résultats fiables.

## ANNEXE : recopies d'écran des points de la réponse harmonique



A 40 kHz et 50 kHz, il a été préférable d'augmenter le signal d'entrée afin d'augmenter le signal de sortie et rendre ce dernier plus facilement mesurable. Sa mesure est faite au curseur, pour faire abstraction du bruit. Ne pas faire confiance à l'affichage  $V_{p-p}(2)$  qui est entaché du bruit et maximise la valeur.

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](#)