

Un dérivateur non inverseur

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](#)

Parmi les circuits basiques à base d'Amplificateurs Opérationnels, le montage dérivateur inverseur est très connu.

Il est montré sous <http://serge.dusausay.free.fr/ss/extrait/article25.html> .

Le circuit qu'on analyse dans ces pages est le dérivateur NON inverseur, moins connu. C'est également un système bouclé, qui nécessite une étude de sa stabilité au préalable.

1) Schéma électronique et sa représentation en schéma bloc

Le montage présente un A. Op. et deux circuits RC. Sa représentation en système bouclé dans le monde de Laplace montre une atténuation d'entrée $a(p)$, une chaîne de retour $b(p)$.

Il vient, la FTBF(p) : $\frac{V_s(p)}{V_e(p)} = a(p) \frac{A(p)}{1 + A(p)b(p)}$

L'identification montre : $a(p) = \frac{R_1 C_1 p}{1 + R_1 C_1 p}$ et $b(p) = \frac{1}{1 + R_2 C_2 p}$

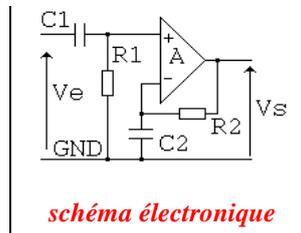


schéma électronique

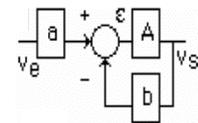


schéma bloc

1.a) Cas d'un A. Op. parfait.

On a, dans ce cas $A(p) b(p) \gg 1$. On peut écrire : $TBF = \frac{a(p)}{b(p)} = \frac{(R_1 C_1 p) (1 + R_2 C_2 p)}{1 + R_1 C_1 p}$

Si on choisit $R_1 C_1 = R_2 C_2$ que l'on pose à RC , on a alors : $TBF = RC p$.

C'est donc un **dérivateur** (non inverseur), qui admet l'écriture classique de sa fonction de transfert : $K_d p$.

1.b) Cas d'un A. Op. présentant une réponse harmonique limitée.

Choisissons un A. Op de type 1 : $A(p) = \frac{A_0}{1 + \tau p}$.

Prenons l'application numérique suivante : $A_0 = 200\,000$ (soit 106 dB) et $\tau = 0,0318$ s, ce qui correspond à la caractéristique d'un LM 741, A. Op. très connu des électroniciens peu fortunés...

Nous allons montrer, avec l'application numérique suivante : $C = 10$ nF et $R = 470$ Ω , que ce circuit est un système bouclé qui ne présente pas des conditions de stabilité suffisante.

2) Etude de la stabilité, nécessité de placer une correction en fréquence

2.a) La stabilité peut s'étudier par la réponse harmonique de la transmittance en boucle ouverte. Cette

dernière, sous forme de Laplace est : $TBO(p) = A(p) b(p) = \frac{A_0}{1 + \tau p} \frac{1}{1 + RC p}$.

Le tracé harmonique s'établit en faisant le changement de variable $p \rightarrow j\omega$.

La courbe $20 \log | TBO(j\omega) |$ présente deux cassures : $1/\tau$ et $1/RC$.

Si on choisit de représenter la réponse sur un axe des fréquences, cela donne :

$1 / (2 \pi \tau) = 5$ Hz (fréquence de coupure du LM 741) et $1 / (2 \pi RC) = 33,9$ kHz.

Cet ordre 2 impose que le système bouclé soit stable. Mais il est d'usage de conserver une marge de phase (de 45 °) pour assurer des conditions de stabilité suffisante. En effet, le montage réel peut avoir une réponse harmonique de la TBO plus complexe, et partir en oscillation si on n'a pas prévu de marge.

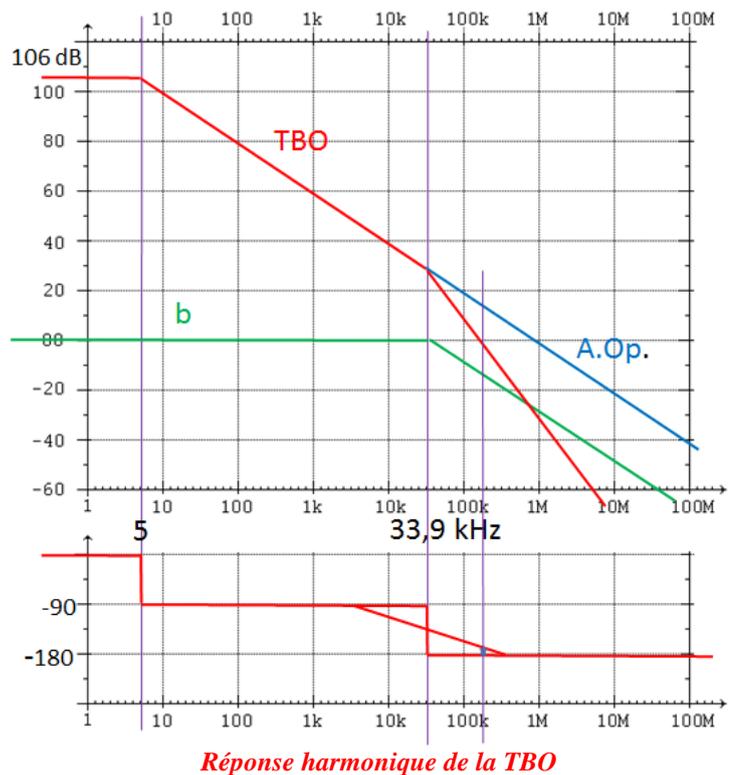
Le **tracé de la TBO** ci-contre montre que la marge n'est que de quelques degrés : la traversée à 0 dB est bien après la deuxième cassure, et la courbe de phase est alors proche de -180 °.

Un calcul rapide, sur les asymptotes, permet de quantifier cela :
à 33,9 kHz, le gain est :
 $106 \text{ dB} - 20 \log(33900 / 5) = 29,37 \text{ dB}$.

Au-delà, la pente est à -40 dB/déc, et la traversée à 0 dB est à une fréquence f_T telle que :
 $40 \log(f_T / 33,9\text{k}) = 29,37 \text{ dB}$,
soit $f_T = 184 \text{ kHz}$.

A cette fréquence, la phase vaut :
 $- 90 - \text{artg}(184\text{k} / 33,9\text{k})$
 $= - 90 - 79,5 = - 169,5 \text{ °}$,
soit une marge d'environ **10 °**.

Remarquons qu'en toute rigueur, le LM741 présente une autre cassure à 1 MHz, 0 dB. Cette dernière n'influe que très peu le tracé, mais dégrade encore la marge de phase.



Réponse harmonique de la TBO

Le tracé indique la chaîne directe (LM741), la chaîne de retour (b), et l'association (TBO).

On place la courbe asymptotique de phase (TBO), ainsi que l'asymptote oblique (dans la zone utile). Ce tracé, très rapide à réaliser, donne une précision suffisante pour conclure sur la stabilité.

2.b) amélioration de la stabilité

On place en série avec chaque condensateur C une résistance r de faible valeur. La valeur est arbitraire, mais doit répondre à un compromis : sa présence améliore la stabilité, mais modifie la FTBF, et réduit la bande de fréquence pour laquelle le montage se comporte en dérivateur. Vérifions cela :

$$a(p) \text{ devient : } \frac{R_1 C_1 p}{1 + (r + R_1) C_1 p} \quad \text{et } b(p) : \frac{1 + r C_2 p}{1 + (r + R_2) C_2 p}$$

Prenons l'hypothèse $A_b \gg 1$. Par conséquent, la TBF(p) s'écrit : $\frac{a(p)}{b(p)}$.

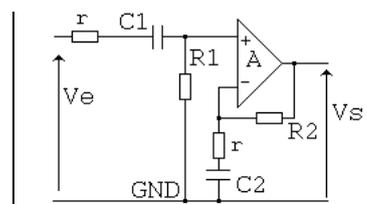
Soit, avec $R_1 = R_2 = R = 470 \text{ } \Omega$ et $C_1 = C_2 = C = 10 \text{ nF}$:

$$TBF(p) = \frac{R C p}{1 + r C p}, \text{ ce qui est un dérivateur jusqu'à la fréquence } \frac{1}{2\pi r C}$$

$$\text{L'amélioration de la stabilité s'analyse avec la } TBO(p) = \frac{A_0}{1 + \tau p} \frac{1 + r C p}{1 + (r + R) C p}$$

La deuxième fréquence de cassure du **dénominateur** est passée à $\frac{1}{2\pi (r + R) C}$.

Par contre, il apparaît une **correction** de type **proportionnel dérivée** par le **numérateur** qui agit pour $f = \frac{1}{2\pi r C}$, ce qui modifie le tracé de la TBO, et améliore la marge de phase si r est bien choisie.



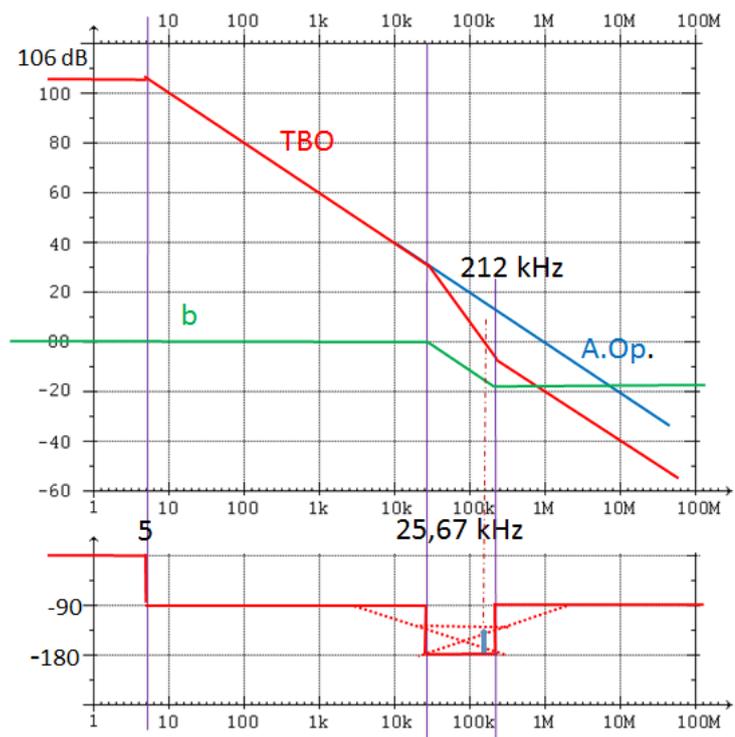
Fixons $r = 150 \Omega$. La nouvelle TBO sera surtout modifiée par la cassure à $\frac{1}{2\pi r C} = 212,2 \text{ kHz}$:

TBO est alors : $\frac{A_0}{1 + \tau p} \frac{1 + r C p}{1 + (r + R) C p}$

Le choix de $r = 150 \Omega$ modifie un peu le dénominateur : la fréquence de cassure passe de 33,9 kHz à 25,67 kHz. A cette fréquence, le gain est : $106 \text{ dB} - 20 \log(25670 / 5) = 31,8 \text{ dB}$.

Au-delà, la pente est à -40 dB/déc, et la traversée à 0 dB est à une fréquence f_T telle que : $40 \log(f_T / 25,67k) = 31,8 \text{ dB}$, soit $f_T = 160 \text{ kHz}$.

A cette fréquence, la phase vaut : $-90 - \text{artg}(160k / 25,67k) + \text{artg}(212,2k / 160k) = -90 - 81 + 53 = -118^\circ$, soit une marge d'environ 62° .



Réponse harmonique de la TBO corrigée

Remarque :

ce tracé permet également de vérifier dans quelle bande de fréquence on a $Ab \gg 1$.

Ici, 160 kHz. La fonction dérivation donnée par la TBF ne sera plus assurée à partir de cette fréquence.

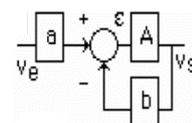
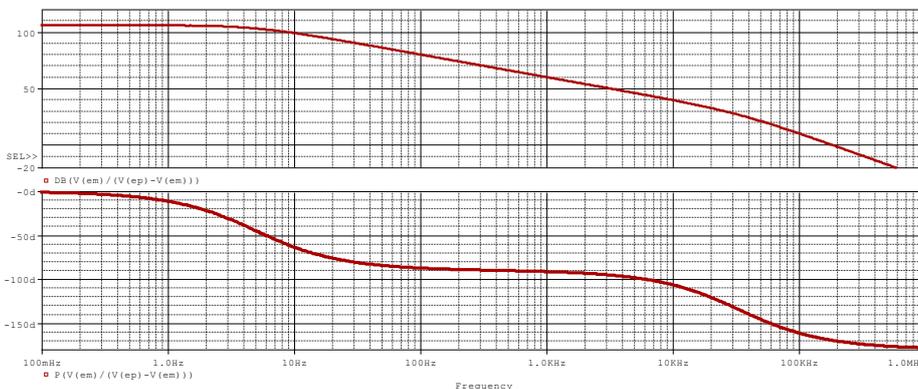
3) Simulations

3.a) Schéma d'origine, confirmation de l'étude (netliste en annexe 1)

L'A. Op. est formé ici par une source de tension commandée par une tension au travers une fonction de Laplace (source ELAPLACE), paramétrée pour avoir $A_0 = 200000$, et $\tau = 0,0318 \text{ s}$.

- Vérifions la **marge de phase**, en affichant la TBO, dont l'expression symbolique est Ab , mais qui

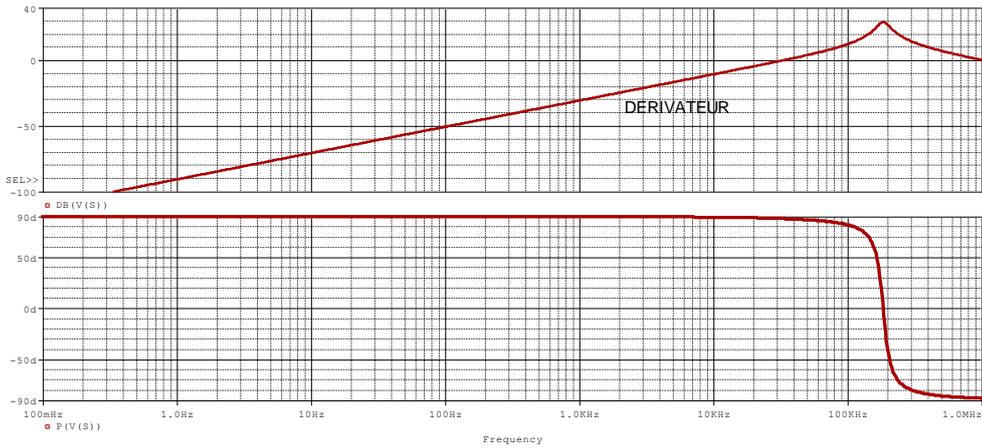
s'écrit, d'après le schéma : $\frac{e^-}{\varepsilon} = \frac{e^-}{e^+ - e^-}$. D'après les noms de nœud de la netliste : $\frac{V(em)}{V(ep) - V(em)}$.



| X Values | |
|--------------------------------|----------|
| P (V(em) / (V(ep)-V(em))) | 181.660K |
| dB (V(em) / (V(ep)-V(em))) | -169.409 |
| dB (V(em) / (V(ep)-V(em))) | 84.192m |

La traversée à 0 dB (à $f = 181,66 \text{ kHz}$) montre une phase de -170° donc une marge de phase de 10° , ce qui est très insuffisant et confirme la prédétermination fait rapidement par un tracé asymptotique.

- Etudions l'analyse harmonique du montage, c'est à dire de la **TBF** :



| | |
|----------|---------|
| X Values | 33.018K |
| P(V(S)) | 88.048 |
| DB(V(S)) | 59.452m |

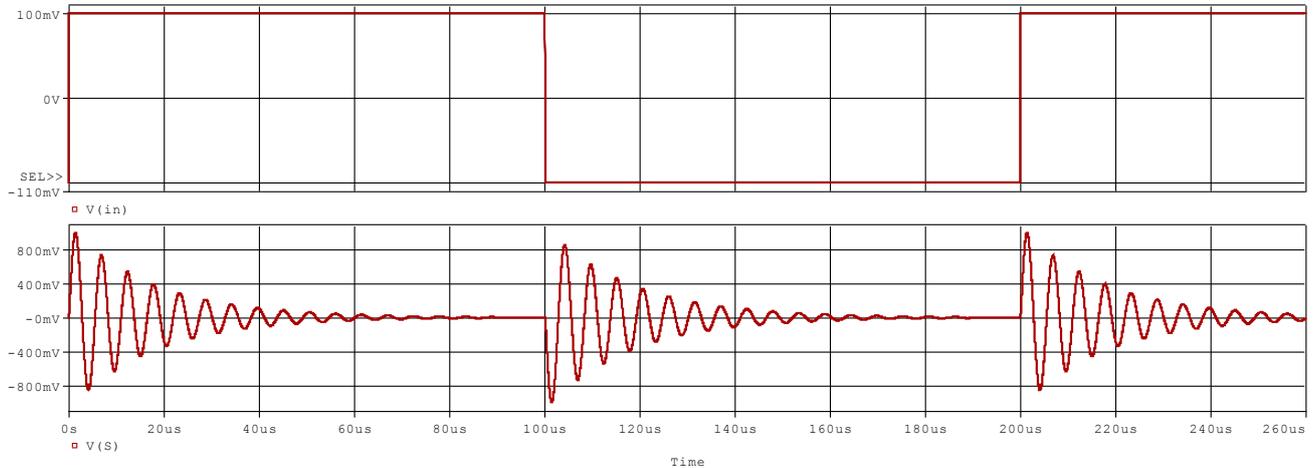
| | |
|------------|----------|
| Trace Name | Y1 |
| X Values | 183.718K |
| P (V(S)) | 1.5397 |
| dB(V(S)) | 29.473 |

On a, en basse fréquence, la réponse harmonique d'un dérivateur non inverseur : + 20 dB/dec et + 90 °. Le passage à 0 dB est à 33 kHz. Ce qui est en accord avec $|K_d j f| = 1$, soit pour $f = 1/2\pi RC$.

La fonction dérivation n'est plus assurée si l'inégalité $Ab \gg 1$ non respectée. Soit pour une fréquence au-delà de 160 kHz.

De plus, le gain chute vers 183 kHz car on rejoint la réponse de l'A.OP. seul (on passe à - 20 dB/dec). Une résonance se présente, visible également sur la rotation de phase très franche (de + 90 ° à - 90 °). Cette résonance confirme une très faible stabilité (on est proche d'une division à 0 avec cette résonance).

- Vérifions le comportement sur une simulation **temporelle**. On choisit une entrée échelon, en plaçant une source PULSE qui délivre un signal carré allant de -0,1 V à 0,1 V, de temps de montée et de descente 0,1 μs, de durée à l'état haut 100 μs et de période 200 μs.



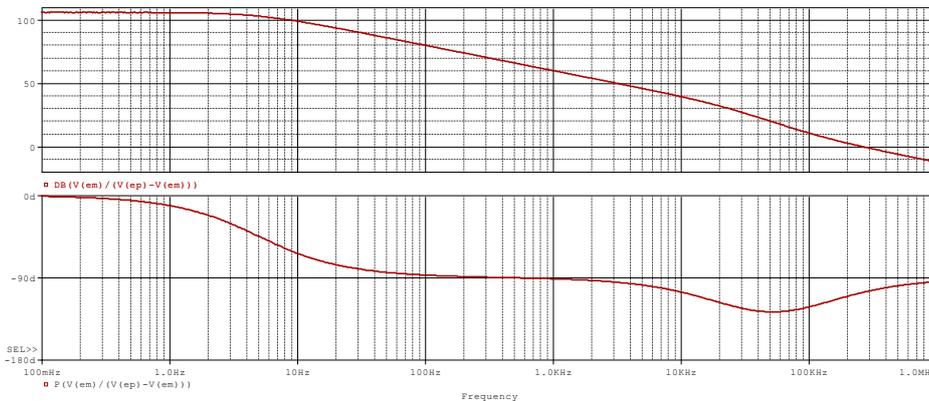
Réponse temporelle de la TBF : à chaque front un départ d'oscillation faiblement amortie

Un dérivateur parfait devrait délivrer une impulsion de Dirac à chaque front du signal d'entrée. Rappelons que cette forme d'onde est purement mathématique. Même si on se doute qu'un montage électronique limitée en bande passante ne délivrera pas une telle impulsion, force est de constater qu'on voit surtout une oscillation faiblement amortie, (de fréquence voisine à 183 kHz) ce qui confirme un système peu stable (une marge de phase de 0° donnerait un régime sinusoïdal entretenu).

3.b) Schéma corrigé

On place en série avec chaque condensateur C_1, C_2 une résistance $r = 150 \Omega$. (voir netliste).

- Vérifions tout d'abord **la stabilité** par la réponse harmonique de la TBO :



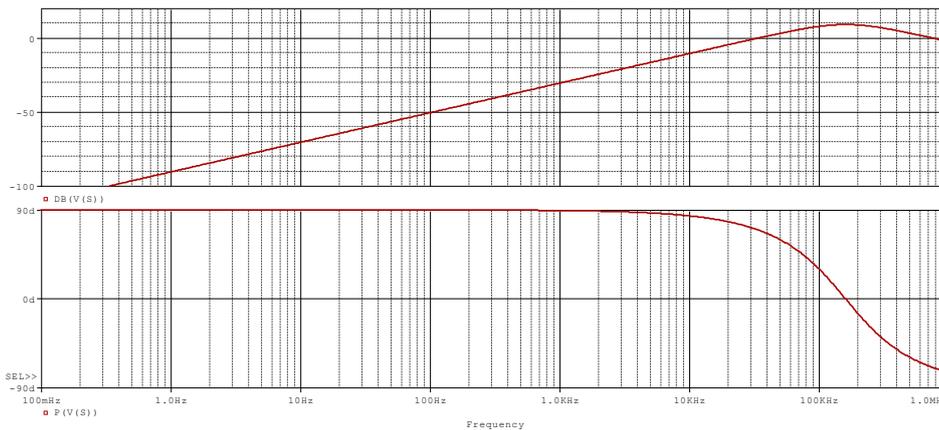
| X Values | |
|-------------------------|----------|
| P(V(em))/(V(ep)-V(em)) | 260.341K |
| DB(V(em))/(V(ep)-V(em)) | -106.543 |
| DB(V(em))/(V(ep)-V(em)) | -2.9403m |

Réponse harmonique de la TBO: la correction a amélioré la marge de phase

La TBO montre clairement une remontée de phase, conformément au calcul précédent.

La traversée à 0 dB est à 260 kHz, et la phase est à -106° , donc une marge de 74° , ce qui est largement suffisant. Ici, on mesure sur la courbe exacte, et non sur l'asymptote, ce qui explique l'écart avec la prédétermination.

- Confirmons la **gamme de fonctionnement** par la réponse harmonique de la TBF :



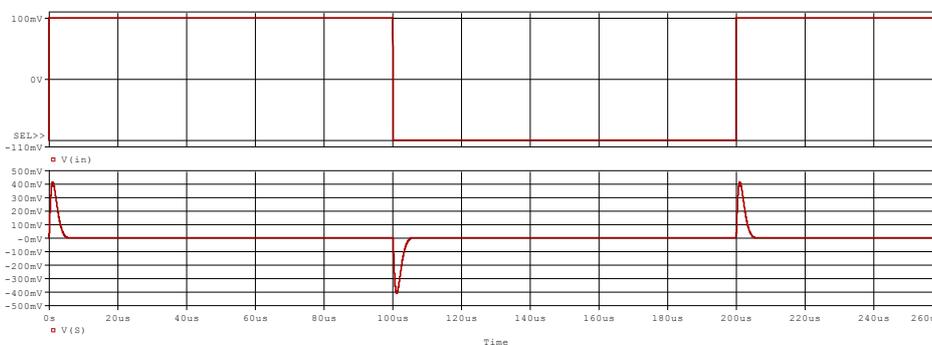
Réponse harmonique de la TBF: la correction a supprimé la résonance

La réponse harmonique de $V(s)$ ne montre plus la résonance.

On conserve un comportement dérivateur jusqu'à 100 kHz environ. D'ailleurs cette valeur peut former une grandeur imposée par un cahier des charges.

- Amélioration visible sur **l'analyse temporelle**.

L'entrée est la même source PULSE. On visualise $v_e(t)$ et $v_s(t)$ sur une à deux périodes :



Réponse temporelle de la TBF : nette amélioration

Un dérivateur doit délivrer une impulsion de Dirac sur les fronts. Ici, on a une « pseudo impulsion ».

Son amplitude mesurée est 412 mV, atteinte après 1,1 μs , sa largeur (mesurée sur sa base) environ 5 μs .

La comparaison avec la simulation précédente est sans appel : on n'a plus la réponse oscillatoire lente à s'amortir.

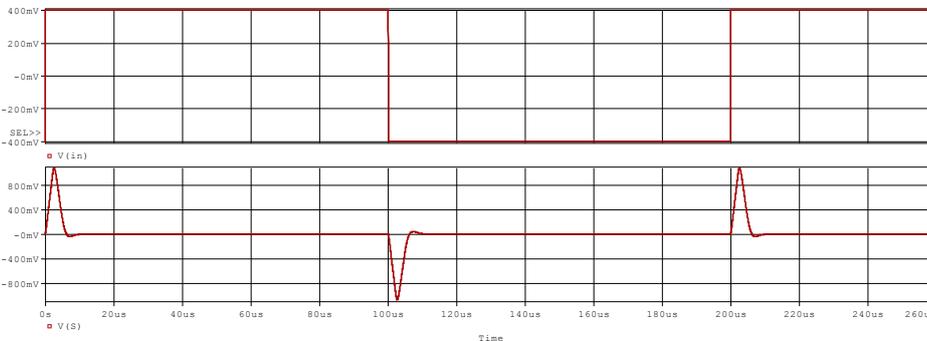
L'annexe 2 donne un calcul de l'expression de $v_s(t)$.

L'annexe 3 donne le calcul de la surface de cette pseudo impulsion.

3.c) Schéma avec LM741.

Il suffit, dans la netliste, de commenter la source de Laplace et de valider la ligne avec le LM741.

Les simulations sont parfaitement les mêmes. D'ailleurs, pour observer une différence, il faut, en simulation temporelle, augmenter l'amplitude du signal d'entrée. Remplaçons 0,1 V par 0,4 V. Si le montage était un système linéaire, nous aurions le même motif (pseudo impulsion) 4 fois élevée, soit $4 \times 412 \text{ mV} = 1,648 \text{ V}$, et ce après 1,1 μs après le front (considéré comme parfait).



Réponse temporelle de la TBF avec LM741, en grands signaux.

Or, le LM 741 est limité par son slew rate de $0,5 \text{ V} / \mu\text{s}$. Le motif est donc limité en pente, et la sortie en est dégradée.

Conclusion

Cet article a décrit le circuit dérivateur. Comme souvent dans des montages à A. Op., une étude de la stabilité est nécessaire pour s'assurer du fonctionnement. Le formalisme des schémas blocs, emprunté au monde de l'automatique, rend aisé la recherche de la stabilité et de son amélioration. Dans notre cas, même avec un A. Op. de type 1 (stable en suiveur), il a fallu, vu les valeurs numériques imposées, intervenir sur le schéma pour assurer une marge de phase, et par conséquent, le bon fonctionnement. Bien entendu, la réponse en fréquence étant limitée, on a réalisé un pseudo dérivateur.

Annexe 1 : fichier.cir, prêt à simuler

```

stabilité et fonctionnement dérivateur à LM741
* fichier derivateur.cir
.lib eval.lib ; contient UA741
* circuit :
Vplus PLUS 0 DC 15 ; pour le uA741
Vmoins MOINS 0 DC -15 ; pour le uA741
ET S 0 LAPLACE {(V(ep)-V(em))} { 200000 / (1 + 0.0318*s) }
*X1 ep em PLUS MOINS S UA741 ; A.Op. e+ e- VPLUS VMOINS s
C1 in in1 10nF ;
ra1 in1 ep 150n ; compensation
R1 ep 0 470
R2 S em 470
C2 em em1 10nF
ra2 em1 0 150n ; compensation
Vin in 0 AC=1 pulse (-0.1 0.1 0 0.1u 0.1u 0.1m 0.2m)
.AC dec 100 100m 1meg
.TRAN 10n 260u 0 10n
.PROBE
.END

```

Commentaires :

Pour éviter d'avoir 2 netlistes (avec ou sans les résistances de compensation de 150 Ω), on ne travaille qu'avec une, et on active/désactive l'intervention de ces résistances. Pour le schéma de départ, sans les résistances, il suffit de leur donner une valeur quasi nulle, comme 150 n Ω . Pour placer les résistances, on laisse 150 Ω .

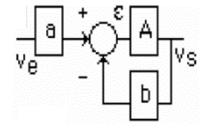
De même, pour placer la source de Laplace ou l'A. Op. 741, on active/désactive la ligne concernée.

Annexe 2 calcul de la réponse indicielle du dérivateur

L'entrée est un échelon d'amplitude ΔE_0 .

Sa transformée de Laplace est $V_e(p) = \frac{\Delta E_0}{p}$

$$\text{FTBF} : \frac{V_s(p)}{V_e(p)} = a(p) \frac{A(p)}{1 + A(p)b(p)}$$



$$a(p) = \frac{R_1 C_1 p}{1 + (r + R_1) C_1 p} \quad \text{et} \quad b(p) = \frac{1 + r C_2 p}{1 + (r + R_2) C_2 p}$$

Calcul simplifié : hypothèse $Ab \gg 1$. Par conséquent, la TBF(p) s'écrit : $\frac{a(p)}{b(p)}$.

Soit, avec $R_1 = R_2 = R = 470 \Omega$ et $C_1 = C_2 = C = 10 \text{ nF}$, $TBF(p) = \frac{R C p}{1 + r C p}$.

$$\text{D'où } V_s(p) = V_e(p) \frac{R C p}{1 + r C p} = \frac{\Delta E_0}{p} \frac{R C p}{1 + r C p} = \frac{\Delta E_0 R C}{1 + r C p} = \frac{\Delta E_0 R C}{r C} \frac{1}{p + 1/r C} = \frac{\Delta E_0 R}{r} \frac{1}{p + 1/r C}$$

L'original est immédiat : $v_s(t) = \frac{\Delta E_0 R}{r} \exp(-t/rC)$, en prenant l'origine des temps l'instant du front.

$$\text{A.N. :} \quad \Delta E_0 = 0,2 \text{ V (de } -0,1 \text{ V à } 0,1 \text{ V)} \quad \frac{R}{r} = \frac{470}{150} = 3,133 \quad r C = 150 \times 10 \text{ n} = 1,5 \mu\text{s}$$

$$v_s(t) = \Delta E_0 \times 3,13 \exp(-t/1,5\mu)$$

La courbe correspondante part de 626 mV, décroît en loi exponentielle et atteint 0 V après trois constantes de temps, soit 4,5 μs environ.

Calcul exact : la FTBF(p) s'écrit : $\frac{V_s(p)}{V_e(p)} = a(p) \frac{A(p)}{1 + A(p)b(p)}$

$$\text{avec : } \frac{A_0}{1 + \tau p} \quad a(p) = \frac{R C p}{1 + (r + R) C p} \quad \text{et} \quad b(p) = \frac{1 + r C p}{1 + (r + R) C p}, \text{ en retirant les indices.}$$

$$\text{la FTBF devient : } \frac{R C p}{1 + (r + R) C p} \frac{\frac{A_0}{1 + \tau p}}{1 + \frac{A_0}{1 + \tau p} \left(\frac{1 + r C p}{1 + (r + R) C p} \right)} = R C p \frac{\frac{A_0}{1 + \tau p}}{1 + (r + R) C p + \frac{A_0 (1 + r C p)}{1 + \tau p}}$$

Réduisons progressivement et ordonnons :

$$= R C p \frac{A_0}{(1 + \tau p)[1 + (r + R) C p] + A_0 (1 + r C p)}$$

$$= R C p \frac{A_0}{p^2 [\tau (r + R) C] + p [\tau + (r + R) C] + 1 + A_0 (1 + r C p)}$$

$$= R C p \frac{A_0}{p^2 [\tau (r + R) C] + p [\tau + (r + R) C + A_0 r C] + 1 + A_0}$$

$$= R C p \frac{1}{p^2 [\tau (r + R) C] / A_0 + p [\tau + (r + R) C + A_0 r C] / A_0 + 1} \quad \text{car } A_0 \gg 1.$$

Cette TBF s'écrit donc : $R C p \frac{1}{\frac{p^2}{\omega_0^2} + 2z \frac{p}{\omega_0} + 1}$, avec $R C = 470 \times 10 \times 10^{-9} = 4,7 \times 10^{-6} \text{ s}$.

Par identification : $\omega_0^2 = \frac{A_0}{\tau (r+R) C} = \frac{200\,000}{0,0318 (470+150) 1010^{-9}} \approx 1 \cdot 10^{12}$ soit $\omega_0 \approx 1 \text{ Mrad/s}$

$$\frac{2z}{\omega_0} = \frac{\tau + (r+R) C + A_0 r C}{A_0} \approx r C = 150 \cdot 10 \cdot 10^{-9} = 1,5 \cdot 10^{-6}$$

$$\text{D'où } z = \frac{1,5 \cdot 10^{-6} \times 1 \cdot 10^6}{2} = 0,75$$

$$Ve(p) = \frac{\Delta E_0}{p}, \text{ il vient } Vs(p) = \Delta E_0 R C \frac{1}{\frac{p^2}{\omega_0^2} + 2z \frac{p}{\omega_0} + 1}, \text{ soit : } \Delta E_0 4,7 \cdot 10^{-6} \frac{1}{10^{-12} p^2 + 1,5 \cdot 10^{-6} p + 1}$$

Cette valeur de $z < 1$ complique la recherche de l'original $s(t)$, car on n'est pas dans le cas de racines réelles, et de décomposition en éléments simples facile à déterminer.

Aussi, exploitons <https://www.dcode.fr/transformation-inverse-laplace>

Qui détermine, en un clic, l'original de $\frac{1}{10^{-12} p^2 + 1,5 \cdot 10^{-6} p + 1}$:

Résultats

$$f(s) = \frac{1}{\frac{s^2}{10^{12}} + \frac{1,5s}{10^6} + 1}$$

$$\mathcal{L}^{-1}(t) = e^{(-750000 - 661438i)t} \left((0 + 755929i) - (0 + 755929i)e^{1,32288 \times 10^6 it} \right)$$

CALCUL DE TRANSFORMÉE INVERSE DE LAPLACE

★ FONCTION À TRANSFORMER
1/(1 + 1.5*10^-6*s + 10^-12*s^2)

★ VARIABLE COMPLEXE

★ VARIABLE RÉELLE

▶ CALCULER

Voir aussi : Transformation de Laplace – Transformation de Fourier Inverse

Le résultat est : $\exp(-750000 - 661438i) t [(755959i - \exp(1322880i t))]$

En exploitant les formules d'Euler, on lui donne une expression équivalente :

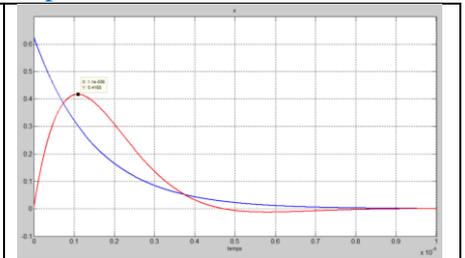
$$2 \times 755929 \exp(-750\,000 t) \times \sin(666438 t).$$

Il vient $s(t) = \Delta E_0 4,7 \cdot 10^{-6} \times 2 \times 755\,929 \exp(-750\,000 t) \times \sin(666\,438 t)$.

Soit : $s(t) = \Delta E_0 7,1 \exp(-t/\tau') \sin(\omega t)$ avec ici : $\tau' = 1,33 \mu\text{s}$, et $\omega = 666438 \text{ rad/s}$ soit $f = 106 \text{ kHz}$

A titre d'information, traçons, à l'aide de Matlab, $s(t)$ issue du calcul **simplifié** et du calcul **exact** :

```
E0=0.2 ;
t = (0 : 1e-8 : 10e-6) ;
s = E0*3.133*exp(-t/(1.5*1e-6)) ;
figure(1) ;
plot(t,s) ;
title('s') ;
xlabel('temps') ;
hold on ;
s=E0*4.7*1e-6*2*755929*sin(666438*t) .*exp(-750000*t) ;
plot(t,s) ;
```



A cette échelle de tracé, on remarque un écart entre l'**exponentielle décroissante**, et la fonction **sinusoïde amortie**. Mais, globalement, la forme d'onde est une pseudo impulsion qui s'atténue en $5 \mu\text{s}$ environ.

De plus, on retrouve $vs(t)$ issue de la simulation Pspice : le maximum est à 416 mV à $1,1 \mu\text{s}$.

Annexe 3 calcul de la surface de l'impulsion

Idéalement, en sortie d'un dérivateur attaqué par un échelon unitaire, on obtient une impulsion de Dirac qui a une surface unité.

Associé au coefficient du dérivateur ($R_1 C_1 = 470 \times 10 \text{ n} = 4,7 \text{ } \mu\text{s}$), une transition de 0,2 V donnera une impulsion de Dirac de $4,7 \cdot 10^{-6} \times 0,2 = 0,94 \cdot 10^{-6}$ de surface.

La courbe simulée par Pspice montre $v_s(t)$.

Isolons une pseudo impulsion.

On peut estimer rapidement sa surface comme celle définie par :

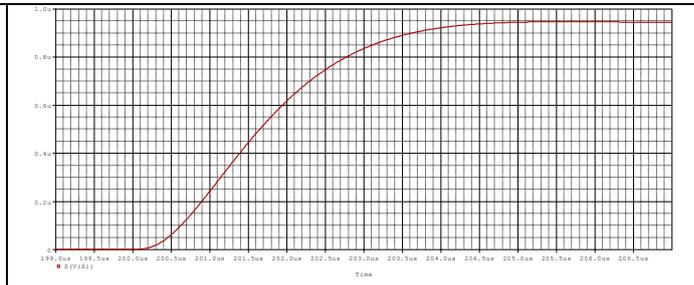
un triangle d'environ $4,2 \text{ } \mu\text{s}$ de base et de 440 mV de hauteur, soit une surface = $0,924 \cdot 10^{-6}$.



Le calcul exact de sa surface est donné par :

$\int_0^{t_1} v_s(t) dt$, où t_1 est le temps à partir duquel on considère que $v_s(t)$ a convergé vers sa valeur finale.

Ceci est confirmé en affichant $S(V(s))$: l'intégration de $V(S)$ se stabilise vers $0,94 \text{ } \mu\text{s}$.



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

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

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