

Compte Rendu

Ecole Nationale Supérieure de l'Electronique et de ses Applications

Electronique Analogique

TP2 – Couplages inductifs

2^{eme} Année

Année : 2023 - 2024

Camille Lanfredi

Rémi Weidle

L'objectif de ce travail pratique est de comprendre le fonctionnement d'un câble blindé et/ou croisé, l'importance des adaptations d'impédances et l'influence des temps de montée des horloges. Pour cela, nous utiliserons des plaques avec enroulements et le logiciel PSPICE.

1. Utilisation d'un câble blindé ou/et croisé

Nous utilisons des plaques ayant pour enroulement un fil simple de 20 tours correspondant au circuit « perturbateur ». De plus, il y a un deuxième enroulement avec un câble BNC d'une part et Blindé-Croisé d'autre part.

Nous étudions le comportement du circuit et plus précisément du signal de sortie en fonction de la fréquence.



Fig.1 : Signal de sortie à 10kHz



Fig.2 : Signal de sortie à 200kHz

Nous observons que le circuit atténue les basses fréquences, ce qui est caractéristique d'un filtre passe haut.

Puis, nous testons l'importance de la surface :

Pour cela nous appliquons un signal d'entrée sinusoïdal de 10Vpp.

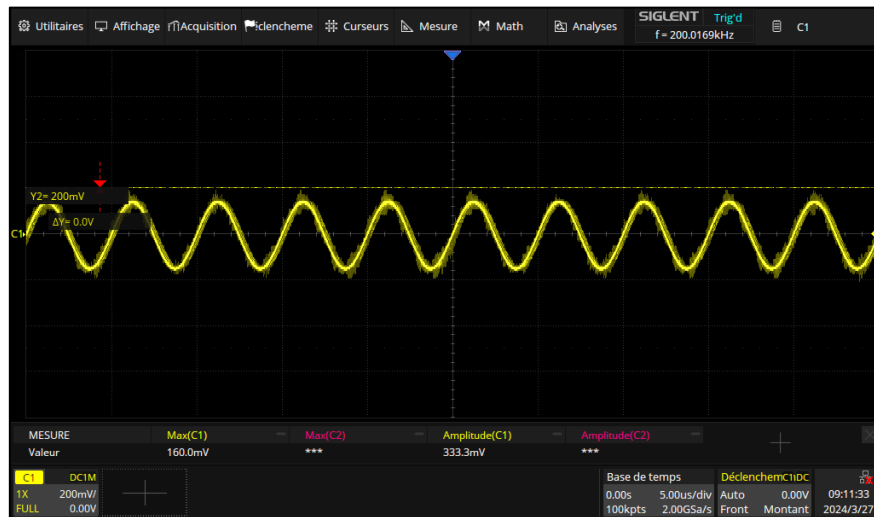


Fig.3 : Allure du signal de sortie

Nous observons que lorsque la surface augmente, l'amplitude du signal de sortie augmente et vice versa. Cela est due à la loi de Faraday :

$$e(t) = -\frac{d\Phi(t)}{dt} \text{ avec } \Phi(t) = B(t) \cdot S \cdot \cos(\theta)$$

La tension induite est proportionnelle à la fréquence, d'où les variations de tensions en fonction de la surface.

Puis, nous testons l'importance de l'angle :

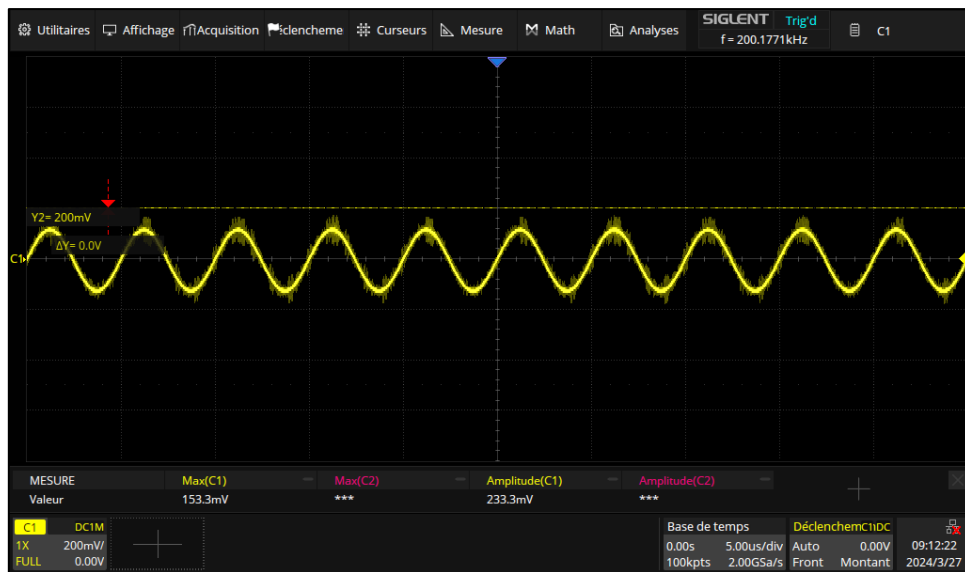


Fig.4 : Allure du signal de sortie

D'après l'expression de la tension induite :

$$e(t) = -\frac{d\Phi(t)}{dt} \text{ avec } \Phi(t) = B(t) \cdot S \cdot \cos(\theta)$$

$$\text{Lorsque } \theta = 90^\circ = \frac{\pi}{2} : \Phi(t) = 0 \Rightarrow e(t) = 0$$

C'est pourquoi le signal de sortie est « quasiment nul ».

Puis, nous testons l'importance de torsades :

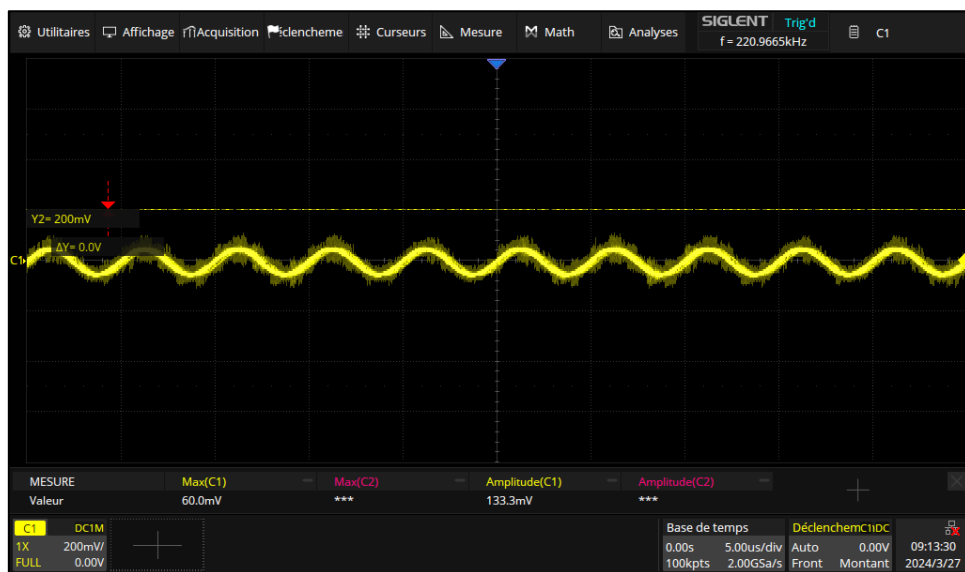
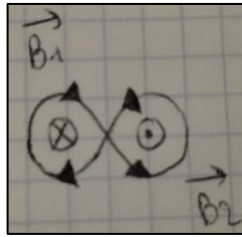


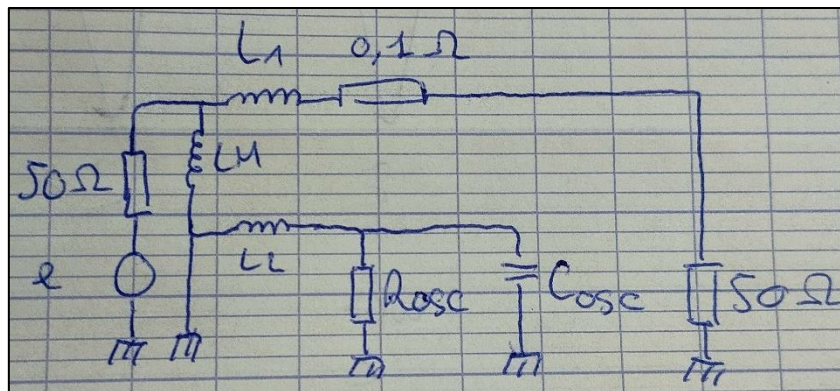
Fig.5 : Allure du signal de sortie

Nous observons un signal de sortie quasiment nulle. Cela est cohérent car les courants au sein des boucles circulent dans le sens opposé : $B_1 + B_2 = 0$



2) Réponse indicielle

Pour étudier cette réponse, nous appliquons un signal carré. Pour modéliser le comportement du circuit, il faut savoir que nous sommes en champs proche avec un champs magnétique prédominant, donc modélisé par des bobines. Cela nous permet de modéliser le circuit :



Ayant pour expression :
$$\frac{i_2}{i_1} = -j \frac{L_M \omega}{R_{OSC} * j * L_2 \omega} = -\frac{L_M}{L_2} * \frac{\frac{\omega}{\omega_0}}{1 + j * \frac{\omega}{\omega_0}}$$

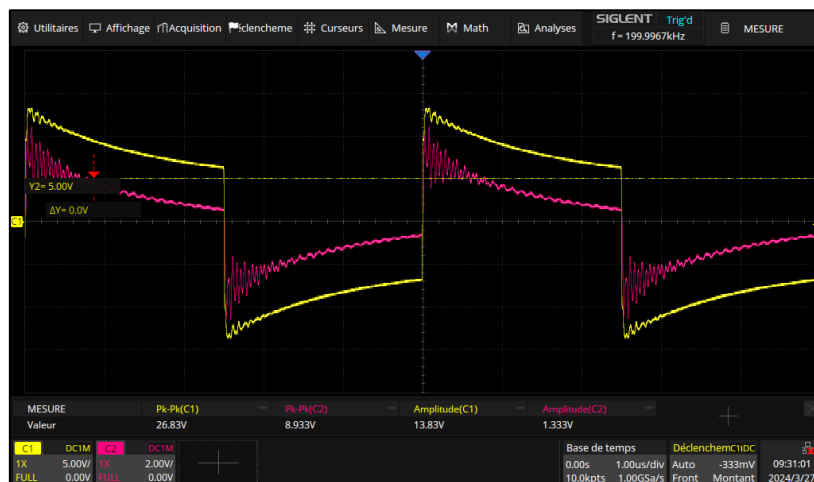
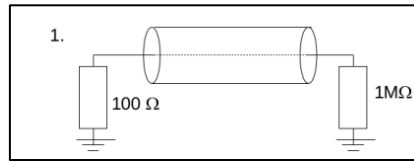


Fig.6 : Allure du rayonnement magnétique

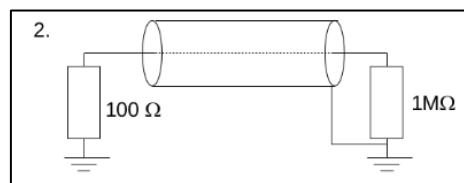
3. Efficacité du blindage

3.1 -



$$G_{dB} = 20 \log \left(\frac{V_s}{V_e} \right) = \left(\frac{2.2}{18} \right) = -18.2 \text{ dB}$$

3.2-

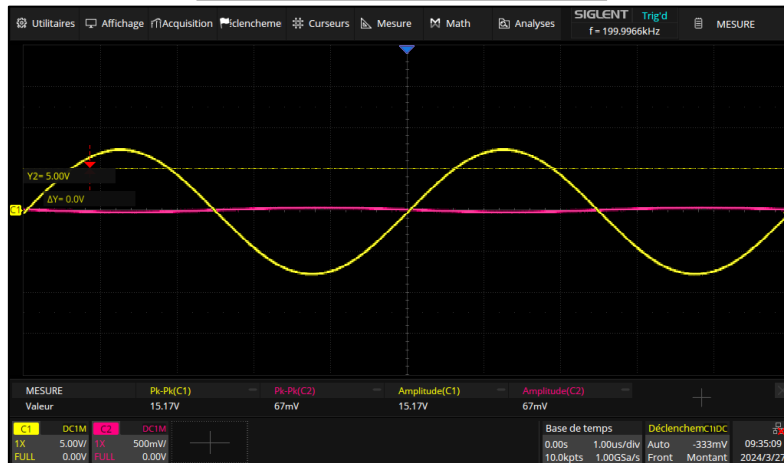
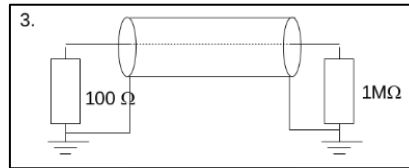


$$G_{dB} = 20 \log \left(\frac{V_s}{V_e} \right) = \left(\frac{2.2}{18} \right) = -18.2 \text{ dB}$$

Le gain est le même que celui du montage précédent. Cela est logique puisque qu'un point est lié à la masse. Nous savons que le blindage protège le circuit des champs électrique. Cependant, nous

sommes en couplage inductif, donc il n'y a pas de protection contre le champ magnétique. Donc, nous obtenons le même gain que celui du circuit précédent.

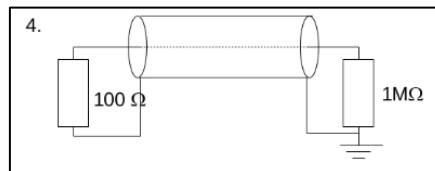
3.3-



$$G_{dB} = 20 \log \left(\frac{V_s}{V_e} \right) = \left(\frac{0.067}{15.2} \right) = -47.1 \text{ dB}$$

Si nous utilisons 2 points de masse (boucle de masse), le gain diminue car le blindage est plus performant.

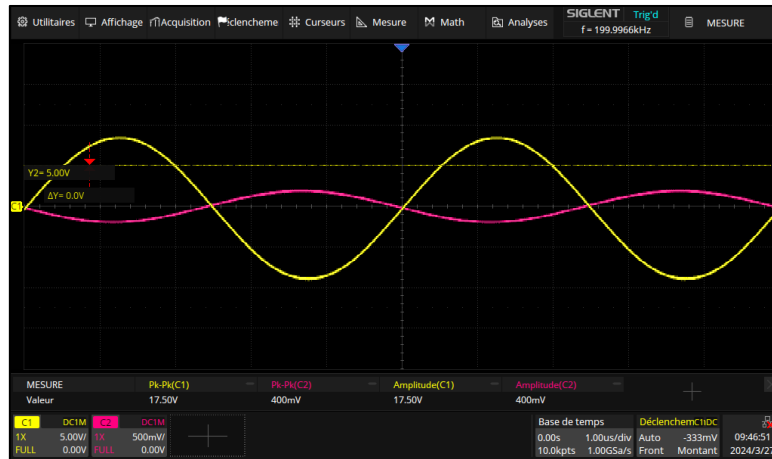
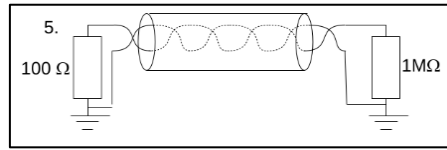
3.4-



$$G_{dB} = 20 \log \left(\frac{V_s}{V_e} \right) = \left(\frac{0.033}{18} \right) = -54.7 \text{ dB}$$

Si nous utilisons qu'une seule masse, la différence de potentiel diminue et la surface de la masse est donc plus petite. Cela atténue le gain fortement.

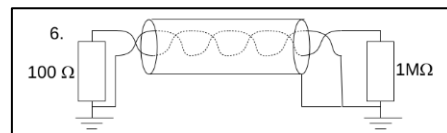
3.5-



$$G_{dB} = 20 \log \left(\frac{V_s}{V_e} \right) = \left(\frac{0.4}{17.5} \right) = -32.8 \text{ dB}$$

Lorsque le câble est torsadé, le gain est faible.

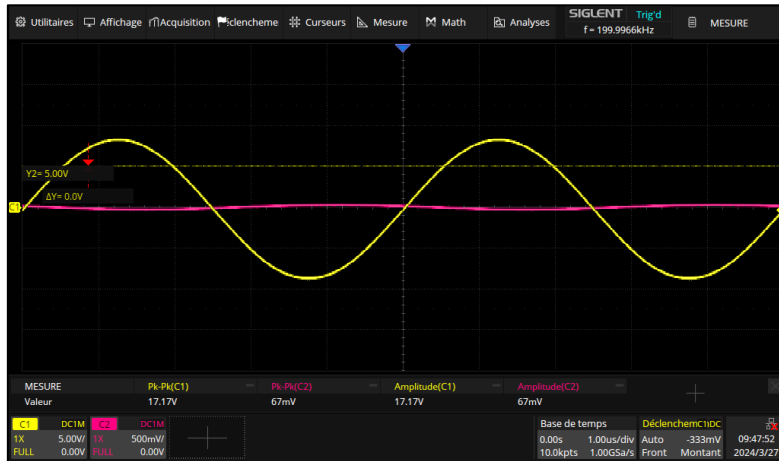
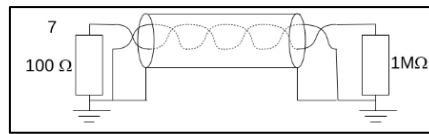
3.6-



$$G_{dB} = 20 \log \left(\frac{V_s}{V_e} \right) = \left(\frac{0.38}{17.5} \right) = -33.2 \text{ dB}$$

Identique au gain du câble non torsadé.

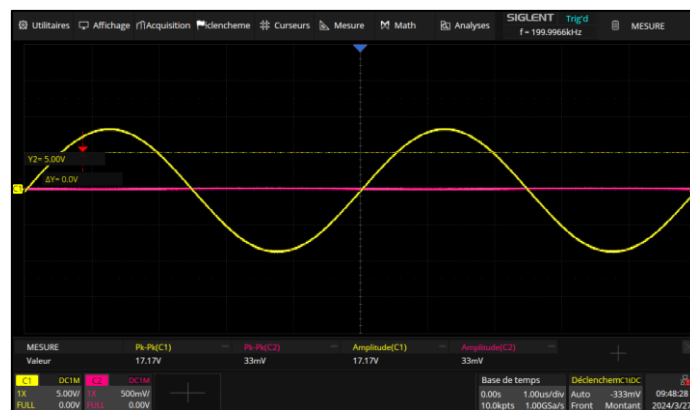
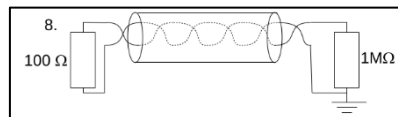
3.7-



$$G_{dB} = 20 \log \left(\frac{V_s}{V_e} \right) = \left(\frac{0.067}{17.2} \right) = -48 \text{ dB}$$

Identique au gain du câble non torsadé.

3.8-



$$G_{dB} = 20 \log \left(\frac{V_s}{V_e} \right) = \left(\frac{0.033}{17.2} \right) = -54.3 \text{ dB}$$

Identique au gain du câble non torsadé.

2. Les réflexions

Les croisements de lignes, changement de largeurs de lignes, impédance d'entrées etc.... peuvent créer des désadaptations. Ceci est vrai quand la longueur d'onde n'est pas grande devant les dimensions des lignes (grand circuit, haute fréquence). Sur un front d'horloge, cela engendrera des problèmes de synchronisations non respectées, des réflexions, des problèmes de niveau et cela peut altérer totalement le fonctionnement des circuits (numériques en particulier). Une perturbation de type impulsion peut modifier considérablement les performances du circuit victime et les réflexions multiples aggravent ce phénomène.

A l'aide du logiciel PSPICE, on simulera l'influence d'une mauvaise gestion des adaptations sur un système constitué de deux comparateurs 4 bits SN74LS85, par exemple.

Représentation des lignes :

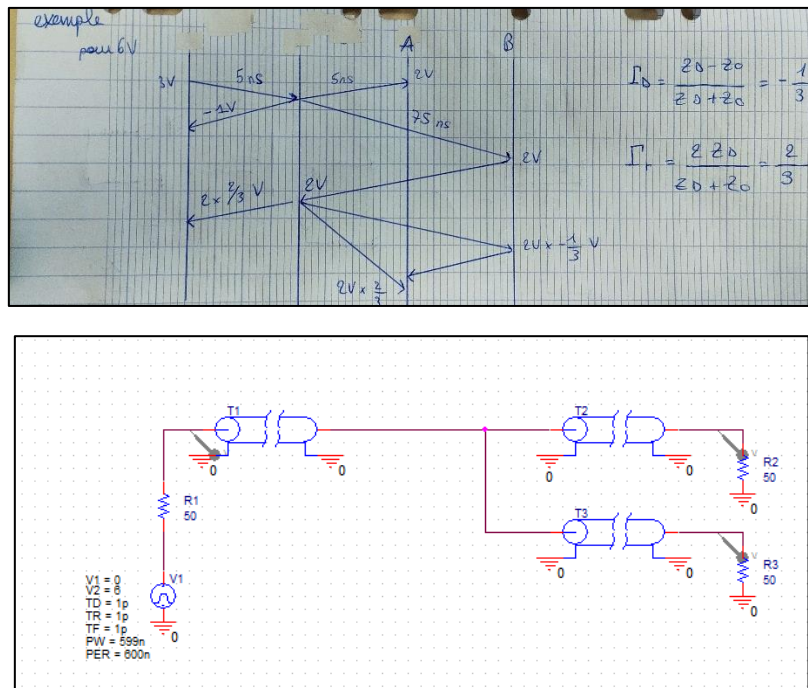
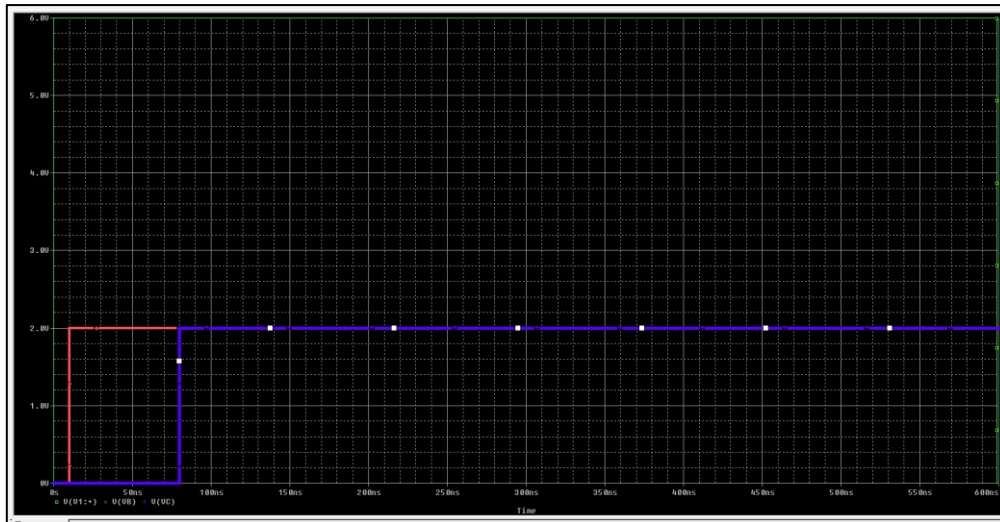


Fig.7 : Modélisation des lignes

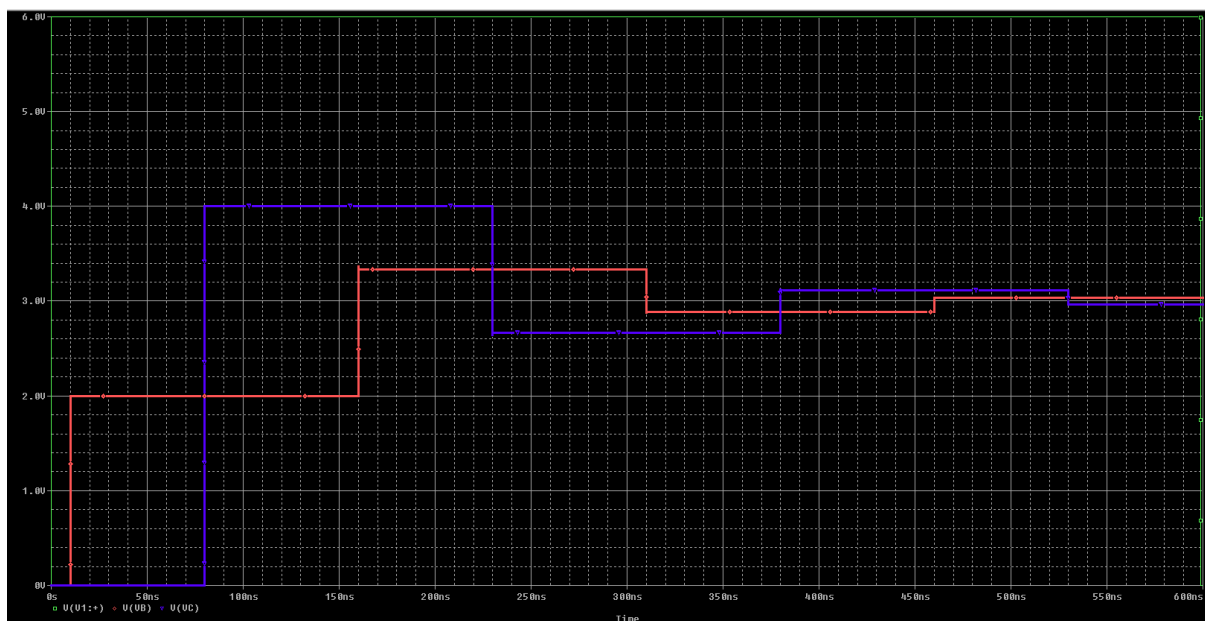
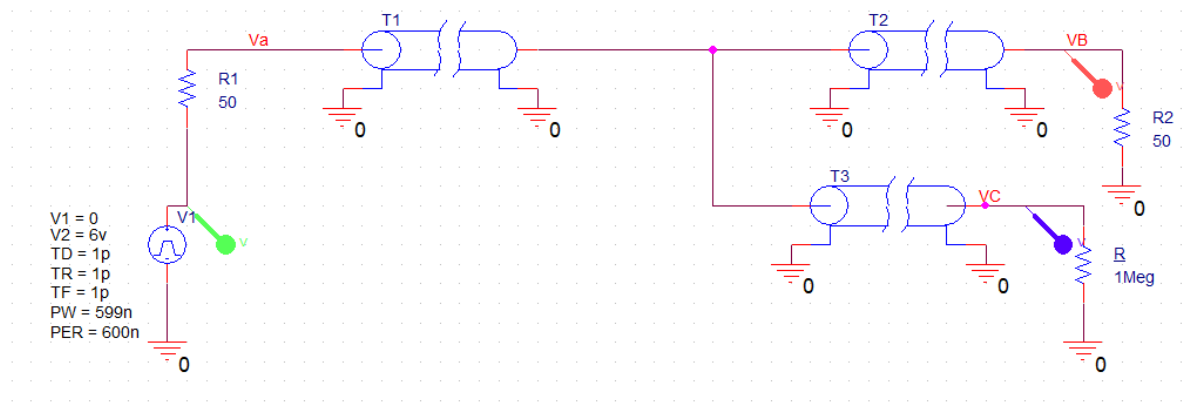
La première ligne T1 a une résistance de 50Ω 5ns de temps de propagation. D'après la modélisation des lignes, nous obtenons un coefficient 0.5 en entrée.

De plus, les lignes T2 et T3 sont en parallèles et seront perçues, au point d'intersection comme 2 résistances de 25 Ω. En outre, la ligne est adaptée donc il n'y a pas de réflexion.

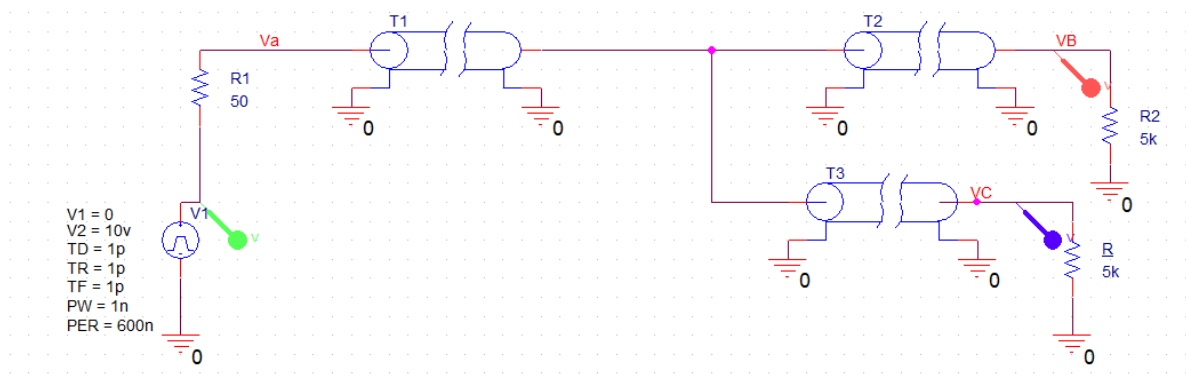


Les signaux de tensions en sortie de lignes correspondent bien au modèle établis au-dessus.

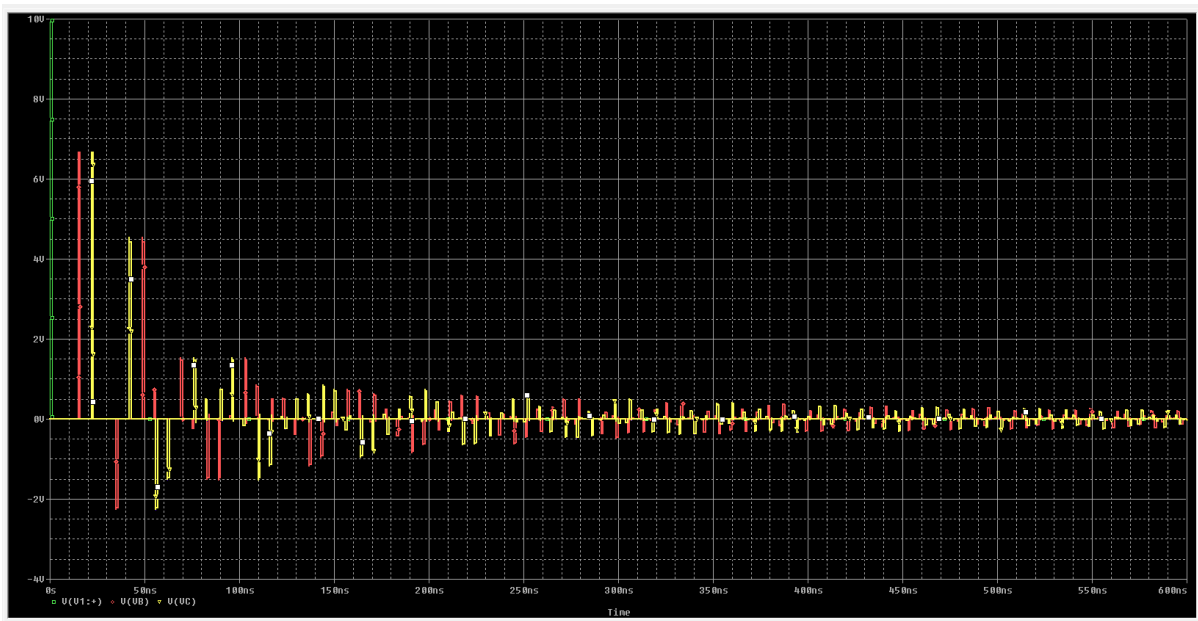
Désormais la résistance R3 vaut 1Meg Ω .



1)



Signaux de sorties de lignes pour 5k Ω

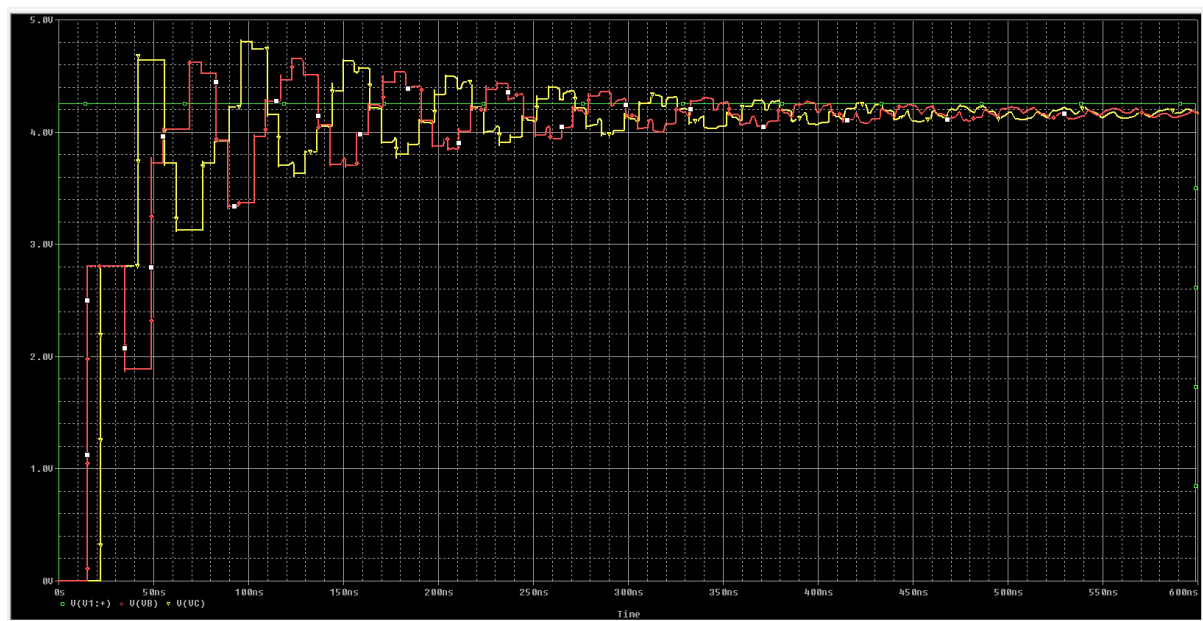
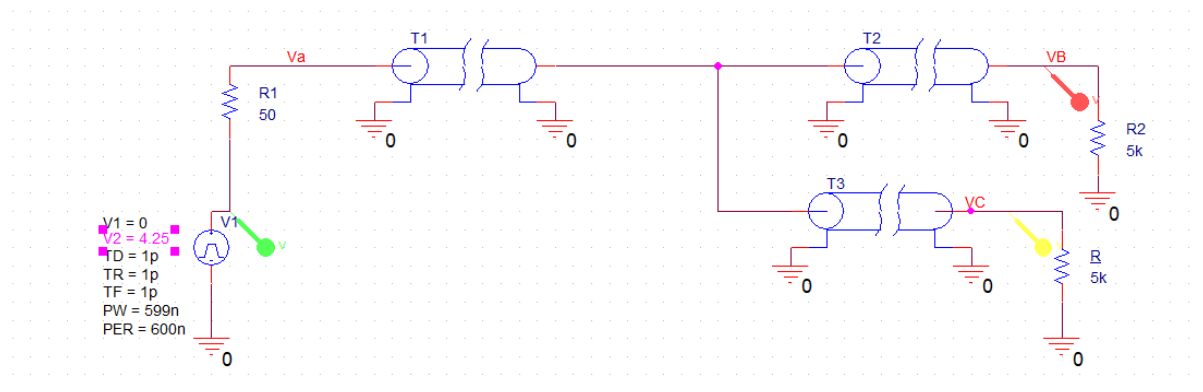


Signaux de sorties de lignes pour 50k Ω

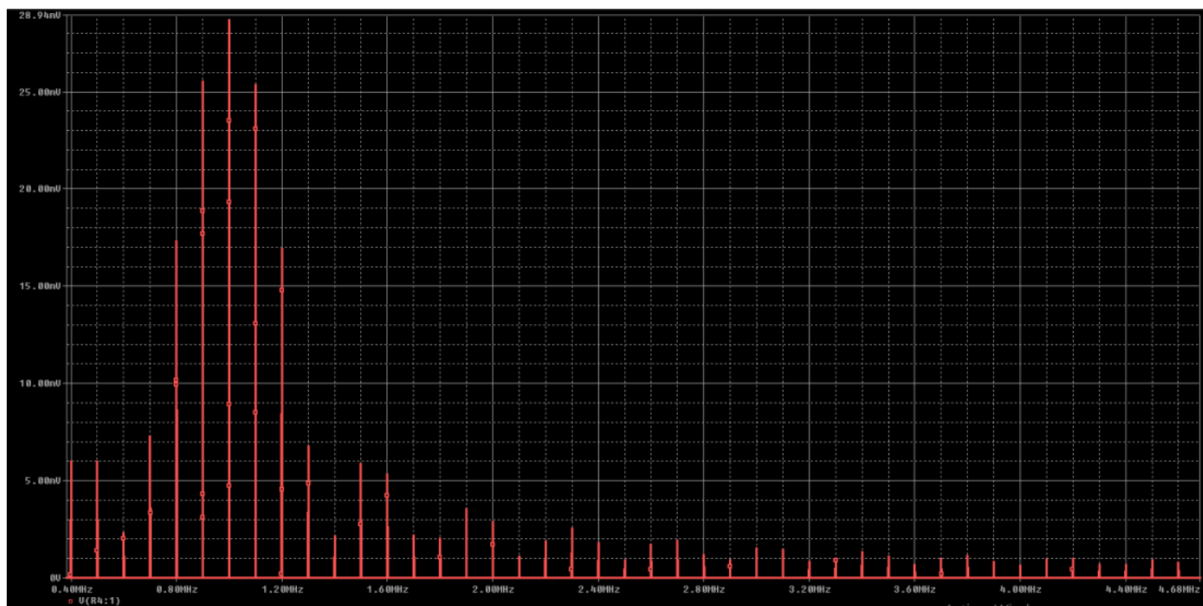
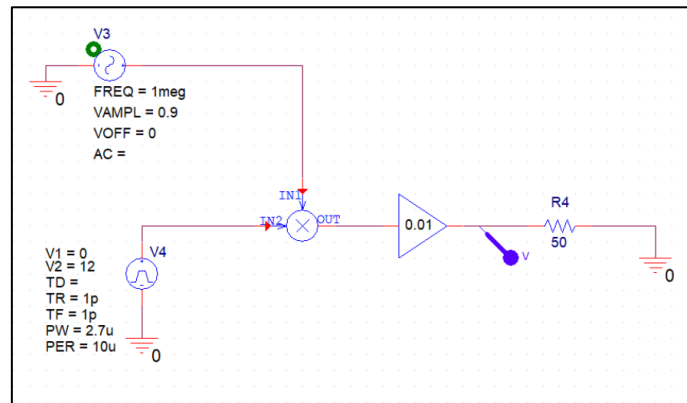
Nous pouvons observer que lorsque les résistances augmentent le nombre de réflexions augmente. C'est tout à fait cohérent car la charge est désadaptée. Le coefficient de réflexion est non nul, donc renvoie une partie de l'onde.

Cela crée une erreur binaire puisque nous pouvons observer qu'il détecte 2 impulsions.

2)



3. Les fronts de créneaux



Nous observons bien la FFT d'un sinus cardinal échantillonné. Ce qui est cohérent car le signal est obtenu comme étant la multiplication d'un signal porte et d'un sinus. Nous savons que la FFT d'un sinus est un peigne de dirac. Donc correspond bien au spectre.