

## Exercice 1 - Filtre passe bas pour applications biomédicales

Les dispositifs biomédicaux sont de plus en plus populaires car ils permettent un meilleur suivi de la santé des patients et une plus grande efficacité pour les professionnels de la santé. Les signaux biomédicaux ont généralement un spectre compris dans la plage de fréquences de 10 mHz à 100 Hz. Le traitement de ces signaux nécessite des filtres passe-bas avec des fréquences de coupure très basses dont l'implémentation matérielle est donc complexe à mettre en oeuvre. Dans cet exercice, nous étudierons la conception au niveau du système et du circuit d'un filtre pour de telles applications.

Le filtre requis a une bande passante de DC à 100 Hz dans laquelle on autorise une atténuation maximale de 1 dB. Nous avons également besoin d'une atténuation supérieure à 20 dB pour toutes les fréquences supérieures à 500 Hz<sup>1</sup>.

**Question 1.1** Déterminez le gabarit du filtre passe-bas nécessaire pour ce filtrage ainsi que le gabarit du filtre prototype correspondant.

**Question 1.2** Calculer l'ordre du filtre prototype pour une approximation polynomiale du type de Butterworth.

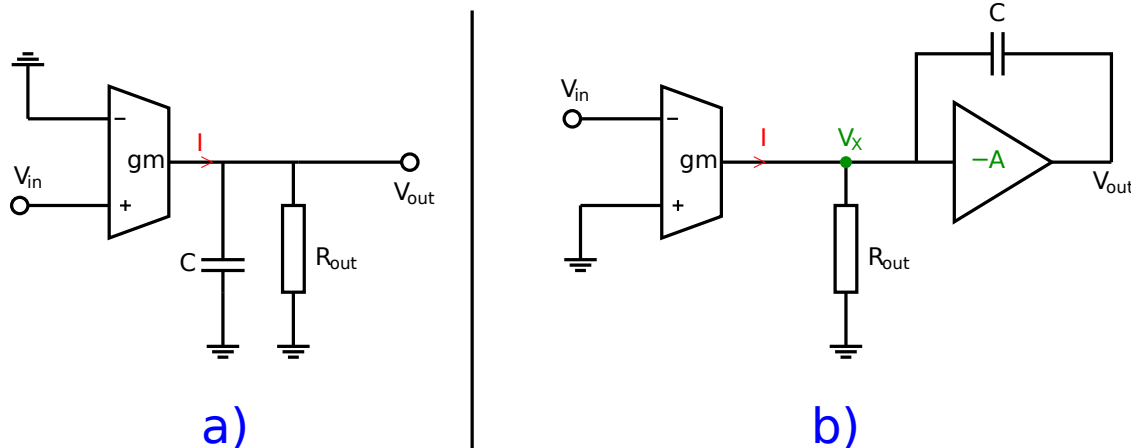


FIGURE 1 – Cellule Gm-C a) classique b) Miller

Pour implémenter le filtre, nous utiliserons la cellule de figure 1-a) comme cellule de base. Pour répondre aux exigences requises, sa fréquence de coupure doit être de 158 Hz. En raison de contraintes de faisabilité et de surface,  $R_{out}$ <sup>2</sup> et  $C$  ne devraient pas dépasser respectivement 1 M $\Omega$  et 100 pF.

1. En pratique, les contraintes sont plus exigeantes, elles ont été simplifiées par souci de simplicité.
2.  $R_{out}$  correspond à l'impédance de sortie de la transconductance  $gm$ .

**Question 1.3** Calculer la fonction de transfert de la cellule. Quelle est la fréquence de coupure la plus basse réalisable avec cette cellule filtre ?

Pour réduire les contraintes d'implémentation, nous utiliserons à la place la cellule de la figure 1-b). L'amplificateur  $A$  est un amplificateur de tension avec une impédance d'entrée élevée que nous considérerons infinie par souci de simplicité. La relation entre  $V_x$  et  $V_{out}$  est :

$$V_{out} = -A \cdot V_x$$

**Question 1.4** Déterminer la fonction de transfert de la cellule. Proposez un ensemble de valeurs pour  $C$ ,  $A$  et  $R_{out}$  qui permettent de respecter la fréquence de coupure nécessaire.

**Question 1.5** Discutez brièvement (3 lignes) des avantages et des inconvénients de cette implémentation.

## Exercice 2 - Convertisseur analogique numérique large bande 5G

Les nouvelles normes de communication 5G prévoient toujours plus de débit. Cela nécessite une montée en fréquence vers la bande millimétrique de 24–28 GHz avec une bande occupée par le signal de plus en plus large, par exemple 1 GHz.

L'objectif de l'exercice est de proposer une architecture de CAN pour une station de base Télécom 5G qui doit numériser 1 GHz de bande avec une résolution équivalente de  $N = 12$  bits. L'échantillonnage et la numérisation du signal ont lieu en bande de base.

**Question 2.1** Quelle est la valeur du SNDR souhaité pour ce convertisseur ?

**Question 2.2** Quel est le taux d'échantillonnage minimal  $F_N$  nécessaire pour ce convertisseur ?

**Question 2.3** D'après l'état de l'art sur les CAN montré en cours, quelle architecture est la plus adaptée pour aller chercher cette performance parmi Flash, SAR, Pipeline et Sigma Delta ? Justifiez.

L'intérêt des architectures dérivées du flash (semi-flash, pipeline) est de réduire le nombre de comparateurs du quantificateur flash pour réduire la consommation et améliorer la linéarité.

**Question 2.4** Calculer pour une résolution de 12 bits, le nombre de comparateurs nécessaire pour une architecture pipeline à 3 étages de 4 bits chacun, 6 étages de 2 bits chacun ou 12 étages de 1 bit. Quelle est la configuration qui minimise le nombre de comparateurs ?

Notez toutefois que les amplificateurs sont souvent les contributeurs principaux à la consommation d'un pipeline et que la configuration optimale qui minimise la consommation globale est un compromis entre plusieurs paramètres.<sup>3</sup>

---

3. Et comme dirait notre cher Pierre de Fermat, nous en avons *une démonstration véritablement merveilleuse que cette marge est trop étroite pour contenir.*

Pour poursuivre, on sélectionne une architecture pipeline de résolution 12 bits et de taux d'échantillonnage 500 MS/s. Une solution pour accroître le taux d'échantillonnage jusqu'à  $F_N$  est de mettre en parallèle plusieurs ( $M$ ) convertisseurs identiques et de procéder à l'entrelacement temporel comme représenté sur la figure 2 : le 1er échantillon est converti par le  $CAN_0$ , le 2nd par le  $CAN_1$ , le 3ème par le  $CAN_2$ , ..., le  $M$ ème échantillon par le  $CAN_{M-1}$ , puis l'échantillon  $M + 1$  par le  $CAN_0$  et ainsi de suite.

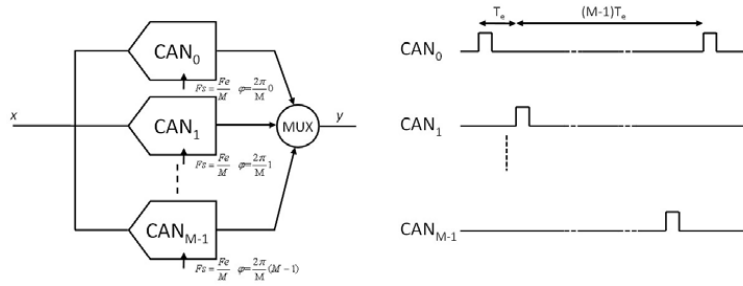


FIGURE 2 – Entrelacement temporel : architecture à gauche et chronogramme à droite

**Question 2.5** Combien de voies sont nécessaires pour numériser la bande de 1GHz ?

Finalement, après caractérisation de ce convertisseur à entrelacement temporel, les performances mesurées sont :

- Résolution effective = 10 bits
- Fréquence d'échantillonnage =  $F_N$
- Consommation = 600 mW

**Question 2.6** Donnez une explication à la perte de résolution effective dans l'architecture à entrelacement temporel.

**Question 2.7** Calculer le facteur de mérite FoM du convertisseur ? Conclure.

### Exercice 3 - Chaîne de réception

Considérez le système de réception illustré à la Figure 3. Le système fonctionne à la température ambiante de  $T = 290\text{ K}$  et est composé d'une antenne de réception, un premier amplificateur de gain  $G_1 = 15\text{ dB}$  et facteur de bruit (*noise figure*)  $NF_1 = 4\text{ dB}$ , et un second amplificateur de gain  $G_2 = 30\text{ dB}$  et facteur de bruit (*noise figure*)  $NF_2 = 9\text{ dB}$ . Tous les composants sont *adaptés* en termes d'impédance et nous considérons une largeur de bande de bruit équivalente  $B_N = 10\text{ MHz}$ .

**Question 3.1** Donnez l'expression formelle du SNR de sortie (segment "c"), noté  $\left. \frac{P_{Sig}}{N} \right|_c$  en fonction du SNR à l'antenne (segment "a"), noté  $\left. \frac{P_{Sig}}{N} \right|_a$  et de  $F_{tot}$ , le facteur de bruit global de la chaîne.

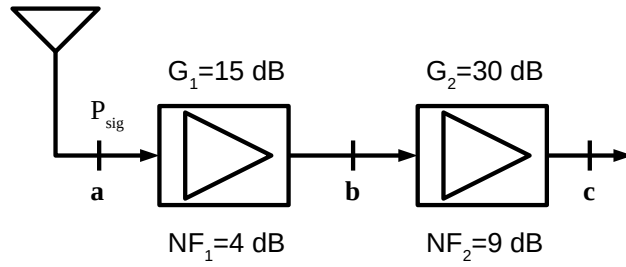


FIGURE 3 – Paramètres de la chaîne de réception

**Question 3.2** Que vaut  $F_{tot}$ , le facteur de bruit global de la chaîne? (Formule+A.N.)

**Question 3.3** Calculer la puissance (en W ou en nW) du signal utile  $P_{Sig}$  à l'entrée du récepteur (segment "a"), afin d'obtenir un SNR de sortie  $\left. \frac{P_{Sig}}{N} \right|_c = 45$  dB.

**Question 3.4** Quelle est la puissance de bruit équivalente  $N|_c$  en sortie de la chaîne?