

Projet de Conception en Microélectronique Analogique

Réalisation d'un CAN FLASH 6 bits

Mohamed Hage Hassan
Ferdinand Goumis

20 Avril 2017

Abstrait

Table des matières

1	Introduction	3
2	Cahier des charges	3
3	Mise en place de l'échantillonneur-bloqueur	3
3.1	Principe de fonctionnement	3
3.2	Simulation avec des éléments idéaux	4
4	Réalisation d'un Amplificateur OTA à deux étages	4
4.1	Cahier des charges et dimensionnements	4
4.2	Simulation et optimisation	4
5	Mise en oeuvre des comparateurs synchronisés par horloge	4
5.1	Principe de fonctionnement	4
5.2	Partie Théorique	5
5.2.1	Impédance différentielle négative et expression du Gain	7
5.2.2	Détermination du courant et dimensionnements	7
5.3	Simulations/Optimisations	7
6	Réalisation du décodeur en VHDL	8
6.1	Programmation et synthèse automatique du circuit	8
6.1.1	Fonctionnement	9
6.1.2	Synthèse	9
7	Schéma Global	9
7.1	Mise en place des éléments du montage final	9
7.2	Simulations	9
7.3	Etage de décodage	9
8	Layout	9
8.1	Simulation	9
9	Conclusion	10
10	Glossaire	10
11	Annexes	10
	Références	11

1 Introduction

Lorem ipsum dolor sit amet, consectetur adipiscing elit. Morbi tincidunt ut risus eget feugiat. Etiam eget viverra purus, sed iaculis dui. Duis vel urna tempus, placerat dolor ut, molestie erat. Praesent non dapibus tortor. Vestibulum facilisis mollis urna a fringilla. Nulla consequat lacus in dolor mattis varius. Praesent pharetra, mauris quis pretium tincidunt, tortor risus lobortis leo, sit amet mattis metus leo a dolor. Curabitur mi risus, lacinia a lacus ut, porta hendrerit quam. Ut dignissim fermentum bibendum. Mauris auctor tincidunt enim, nec auctor mi faucibus quis. Sed volutpat augue non ligula iaculis, pharetra elementum dolor accumsan. Duis semper semper erat id accumsan. Cras consectetur varius varius. Sed porta semper tellus, quis auctor lacus euismod cursus.

Note : Certaines illustrations sont extraites des projets.

2 Cahier des charges

Le projet nécessite d'avoir :

- Une résolution du CAN-FLASH de 6 bits, ce qui implique l'utilisation de $2^6 - 1 = 63$ comparateurs.
- Dynamique du signal en entrée $V_e \in [0.5V, 2.5V]$
- Fréquence d'échantillonnage : $f_h = 20MHz$
- **Plus..**

3 Mise en place de l'échantillonneur-bloqueur

Pour qu'on puisse convertir le signal, on doit implémenter une étape d'échantillonnage, avec un fonctionnement à haute fréquence, avant la réalisation de l'étape de comparaison, qui consiste à comparer les différents niveaux obtenus par échantillonnage avec l'amplitude du signal initial, modifiée par le pont de diviseurs de tensions.

On utilise alors une topologie d'un échantillonneur-bloqueur à capacités commutées:

3.1 Principe de fonctionnement

Explication des différents phases de fonctionnement + **démonstrations théoriques**

3.2 Simulation avec des éléments idéaux

4 Réalisation d'un Amplificateur OTA à deux étages

4.1 Cahier des charges et dimensionnements

4.2 Simulation et optimisation

5 Mise en oeuvre des comparateurs synchronisés par horloge

5.1 Principe de fonctionnement

L'étape suivante est la création de 63 comparateurs et seuils afin d'au mieux évaluer le niveau de notre signal à chaque front sur un cycle d'horloge commune à tous les blocs.

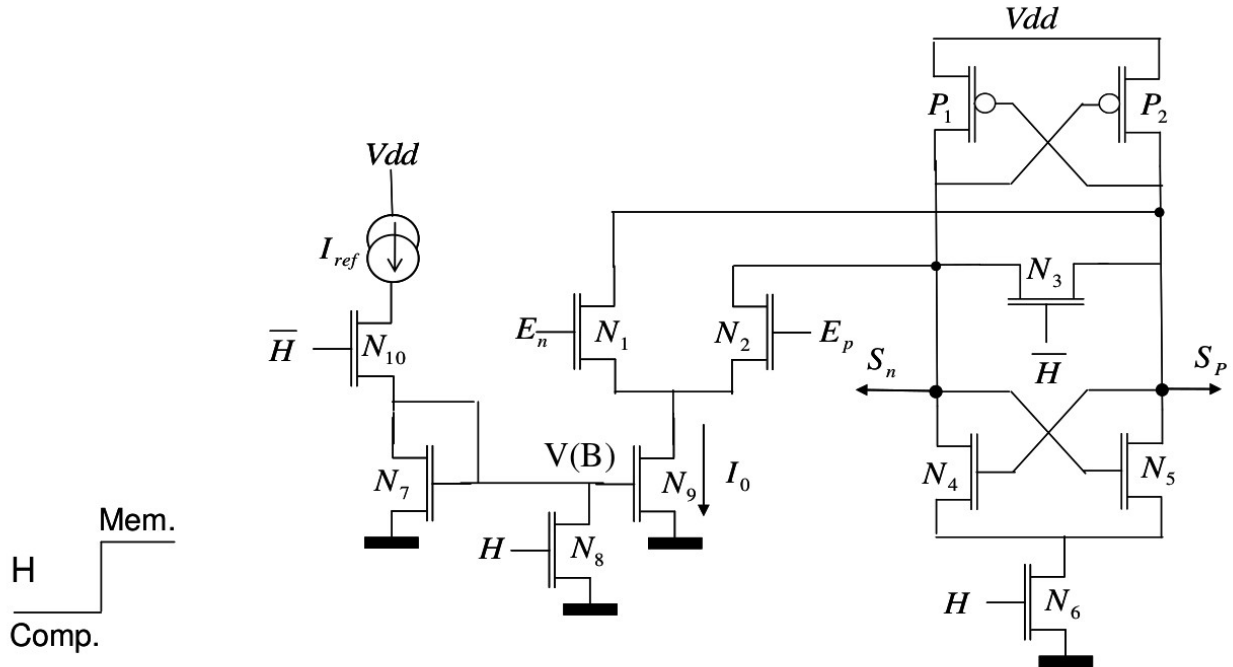


Figure 1: Architecture des comparateurs synchronisés par horloge avec une paire croisée

La structure utilisée pour ce comparateur et brièvement décrite dans le sujet, et illustrée par la figure X, utilise un courant provenant d'un miroir de courant (partie gauche de la structure). La propriété comparatrice est effectuée par la paire différentielle N_1/N_2 . Ensuite, la partie de droite (P_1, P_2 et N_3, N_4, N_5, N_6) fait basculer le comparateur soit en saturé (sortie de 3.3 V) ou à la masse à travers le transistor N_6 qui est alors passant.

5.2 Partie Théorique

Afin d'au mieux dimensionner ce comparateur, nous avons effectué les hypothèses et calculs suivants:

Les calculs qui suivent sont valables dans la phase de comparaison (niveau d'horloge bas):

Pour $V_{EP} - V_{EN}$ très différent de 0 (cas d'une entrée représentant le signal et l'autre un seuil), le courant I_0 capable de charger ou décharger la capacité aux nuds S_N ou S_P en $\frac{1}{4}$ de période d'horloge sur une variation de V_{DD} vaut:

$$I_0 = C \frac{V_{DD}}{t} = 26 \mu A$$

si l'on considère un temps de $12.5 \text{ ns} = \frac{1}{4} \times T_{horloge}$ à 20 MHz.

A l'équilibre ($V_{EN} = V_{EP}$), pour avoir une tension de mode commun en sortie $V_{SN} = V_{SP} = \frac{V_{DD}}{2}$, le rapport $\frac{W}{L}$ de $P_{1,2}$ vaut:

$$\left(\frac{W}{L}\right)_{P_{1,2}} = \frac{I_D}{K_P(V_{dd}/2 - |V_{TP}|)^2} = 1.229$$

Afin que les transistors $N_{1,2}$ présentent une capacité C_{GS} en entrée compatible ou inférieure à celle prise en compte pour fixer C_s dans le calcul de l'échantillonneur bloqueur, la relation :

$$C_{GS} = \frac{2}{3} C_{ox} W_{N_{1,2}} L \leq C_{comp}$$

Ce qui implique que $W_{N_{1,2}} \leq 68 \mu m$ puisque :

$$C_S = C_{ech} + 63 \times C_{comp}$$

et que :

$$C_{comp} = \frac{5}{63} \text{ pF} = 79 \text{ fF}$$

Déterminons maintenant les tailles des transistors servant à polariser la paire N1/N2:

Si l'on remplace N_9 par un générateur de courant de valeur I_0 , une simulation DC sous Cadence donne une valeur de tension au noeud A : $V_A = 0.75V$.

Afin que la grille du transistor N_9 soit polarisé avec la condition $V_{GS} - V_{tn} = V_{DS} - 0.2V$ (0.2V au-dessus de la limite de zone active), nous en déduisons la tension au noeud B : $V_B = 1.12V$

Puis, le calcul de $\frac{W}{L}$ de N_9 vient avec :

$$I_d = K_n \frac{W}{L} (V_{gs} - V_{tn})^2 \left(1 + \frac{K_{en}}{L} V_{ds}\right)$$

Le transistor est au-dessus de la LZA :

$$\left(\frac{W}{L}\right)_{N_9} = \frac{26A}{55A.(V_B - V_T)^2(1 + (0.03/0.35)V_A)}$$

$$\left(\frac{W}{L}\right)_{N_9} = 1.46$$

Nous faisons de même afin de calculer les dimensions du transistor N_7 avec la condition $I_{ref} = \frac{I_0}{2}$

Pour calculer celui de N7, même formule sauf que :

$$\left(\frac{W}{L}\right)_{N_7} = \frac{\frac{26}{2}A}{55A.(V_B - V_T)^2(1 + (0.03/0.35)V_B)}$$

$$\left(\frac{W}{L}\right)_{N_7} = 0.72$$

On prendra pour N_{10} un $W = 5\mu m$.

Le calcul des dimensions du transistor N_8 seffectue en considérant quil peut charger ou décharger la capacité estimée par simulation au noeud B en $\frac{1}{4}$ de période dhorloge.

$$I_{N_8} = \frac{V_B C_B}{\frac{1}{4}T_H} = 2A$$

Mettre les simulations

Les calculs qui suivent sont désormais valables pour la phase de mémorisation (niveau d'horloge haut):

Afin que la chute de tension dans le transistor N_6 à l'état ON soit de l'ordre de $0,5V$ lorsque $H = 1$ pour un courant $I_{N_6} = I_0$, il vient :

$$\left(\frac{W}{L}\right)_{N_6} = 0.19$$

car la chute de tension à travers la résistance ON du transistor vaut $R_{ON} \times I_0 = 0.5V$

Pour une tension de mode commun en sortie $V_{SP} = V_{SN} = \frac{V_{dd}}{2}$,

$$\frac{I_0}{2} = K_n \frac{W}{L} (1.65 - 0.5 - V_{tn})^2$$

$$\left(\frac{W}{L}\right)_{N_{4,5}} = 0.70$$

Finalement, les simulations présentent un comparateur qui est approximatif : la sortie en mode commun n'est jamais réellement soit à 0 ou à 3.3 V. En effet, le zéro logique se situe autour de 1.65 V et le 1 logique varie entre 2.5 et 3 V.

Nous avons donc rajouté des inverseurs et un **LATCH??** en sortie afin de mémoriser un 0 ou un 1 logique.

5.2.1 Impédance différentielle négative et expression du Gain

5.2.2 Détermination du courant et dimensionnements

5.3 Simulations/Optimisations

6 Réalisation du décodeur en VHDL

6.1 Programmation et synthèse automatique du circuit

On utilise un code existant en Verilog, fait par “Zbigniew Jaworski”, université de Warsaw. Ce code permet de .. + **explication**

```
1 module thermo2bin (thermob, bin)
  input [62:0] thermob;
3 output [5:0] bin;

5 reg [62:0] thermo;
  reg [5:0] bin, bin1, bin2;
7 integer i, j, k;

9 always @(thermob)
  begin
11   for (k = 0; k <= 60; k=k+1)
       thermo[k] <= thermob[k] || thermob[k+1] || thermob[k+2];
13
       thermo[61] <= thermob[61] || thermob[62];
15   thermo[62] <= thermob[62];
  end

17 always @(thermo)
19 begin
       bin1 = 0;
21   for (i=1; i <= 32; i=i+1)
       if (thermo[i-1] == 1'b1) bin1 = i;
23 end

25 always @(thermo)
  begin
27   bin2 = 0;
       for (j=1; j <= 31; j=j+1)
29     if (thermo[k+31] == 1'b1) bin2 = j;
  end

31 always @(bin1 or bin2)
33 if (thermo[31] == 1'b1)
       bin = bin2 + 32;
35 else
       bin = bin1;
37
endmodule
```


6.1.1 Fonctionnement

6.1.2 Synthèse

7 Schéma Global

7.1 Mise en place des éléments du montage final

La mise en oeuvre du schéma final se fait par le placement de l'échantillonneur bloqueur ainsi que les 63 comparateurs et le pont de résistance pour la création des seuils.

En soi, le schéma est celui de la figure X :

Schéma du l'échantillonneur-Bloqueur + CAN-FLASH à faire.

Lors de cette étape, nous avons utilisé un bloc "Comparateur + résistance" que nous avons bouclé sur lui-même 62 fois dans le but déviter le schéma à rallonge (avec 63 boîtes différentes). L'entrée du premier bloc de comparaison (comparateur et seuil grâce à la résistance) prend en compte le signal en sortie de l'échantillonneur bloqueur ainsi que le niveau de référence le plus haut. Le second étage de comparaison a pour entrée la sortie de premier étage ainsi que le signal échantillonné. Cet étage compare donc le signal échantillonné et le seuil numéro 2 (deux résistances égales en série).

Le dernier étage de comparaison utilise toujours le même signal échantillonné ainsi que le seuil 64 formé de 64 résistances en série.

7.2 Simulations

La simulation globale de cet étage est très intéressante. En effet, les courbes présentent des valeurs de seuils très différentes de celles **pressenties** par le calcul (niveaux nets crés par des résistances en série). En fait, les entrées des comparateurs sont des gros transistors NMOS. Par conséquent, leurs capacités d'entrée sont très importantes; une fois reliées à des résistances (pont de résistances), des effets de filtrages apparaissent et dégradent les niveaux de seuils.

Les filtres ont en moyenne une fréquence de coupure de $\frac{1}{2\pi RC}$ avec $C = 90 \text{ fF}$. Pour pallier ce phénomène, nous avons placé un suiveur parfait (vcvs) dans la boîte de comparaison pour "purifier" les niveaux de seuils.

7.3 Etage de décodage

Mettre une bascule à la fin du comparateur pour bien synchro avec le décodeur.

8 Layout

8.1 Mise en oeuvre

8.2 Simulation

9 Conclusion

10 Glossaire

11 Annexes

References

- [1] *Design of Analog CMOS Integrated Circuits*
Behzad Razavi, McGraw-Hill Higher Education
- [2] *AnalogtoDigital Converter Architectures in Principles of Data Conversion System Design*
Behzad Razavi, Wiley-IEEE Press, 1995, pp.96-152. doi: 10.1109/9780470545638.ch6