

Présentation

Durant plusieurs décennies, l'écran à tube cathodique (ou CRT) a été la principale technologie pour les systèmes d'affichage électronique grand public et professionnel. A partir de 2002, les principaux constructeurs d'écrans cathodiques professionnels ont décidé d'abandonner progressivement la construction de ces derniers au profit des nouvelles technologies (LCD, plasma, etc.). L'étude portera sur un téléviseur à écran plat en technologie LCD TFT.

Les cristaux liquides

On pense que la découverte des cristaux liquides LCD (Liquid Crystal Display) s'est faite il y a 150 ans mais l'utilisation concrète de cette découverte ne fut appliquée que 120 ans plus tard. En 1973, Sharp introduit sur le marché la première calculatrice à technologie LCD. Ce premier développement technique reste la base des produits LCD courants.

Les cristaux liquides sont des molécules organiques qui ont la propriété de s'orienter selon un axe qui varie en fonction de l'intensité du champ électrique auquel on les soumet. A cette propriété, s'ajoute la capacité de transmettre la lumière et d'en changer l'orientation (ou la polarisation).

Rappelons que la lumière ondule dans les deux directions perpendiculaires à sa direction de propagation. Un filtre polarisant, grâce à de très fines rayures, permet de bloquer l'une de ces directions et de laisser passer les ondes lumineuses dans l'autre sens.

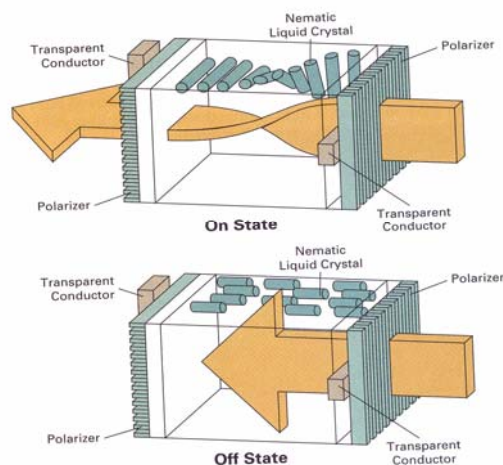
C'est sur ces deux principes que sont fabriqués les écrans LCD. On place les cristaux liquides entre deux filtres polarisants qui sont tournés de 90° l'un par rapport à l'autre.

A l'état normal, la lumière parvient d'abord au premier filtre polarisant. La polarisation de la lumière est ensuite tournée par les particules de cristaux liquides (grâce à leur effet rotatoire de 90°) pour lui permettre de traverser le second filtre : l'écran devient alors lumineux.

Si l'on soumet les particules à un champ électrique, elles changent de disposition, ce qui empêche la lumière de passer le second filtre, affichant ainsi un point noir.

Il existe deux types de technologie LCD: les écrans de type TN (Twisted Nematic) et ceux de type STN (Super Twisted Nematic).

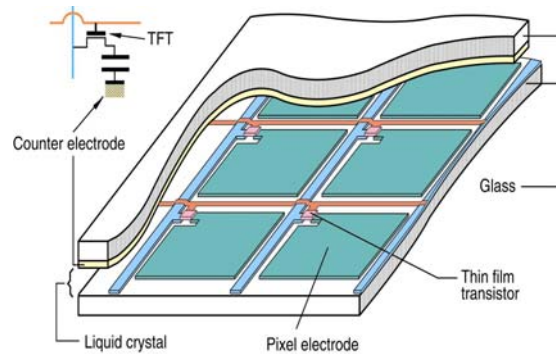
Les STN ont plusieurs variantes. Leurs molécules de cristal liquide font subir une rotation supérieure à 90° à la lumière (entre 180° et 260°). Les polarisateurs sont décalés de 200° l'un par rapport à l'autre. Les STN améliorent ainsi la qualité d'affichage (contraste) par rapport aux TN.



Les écrans LCD

Il existe deux grandes familles d'écrans plats à base de cristaux liquide les écrans passifs et les écrans à matrice active.

Dans les écrans à structure passive, chaque pixel n'est constitué que d'un cristal liquide. Ce dernier ayant un comportement capacitif stocke la tension jusqu'au balayage suivant. Mais du fait qu'il reste connecté à son circuit de commande il se décharge rapidement. Ainsi ce type de circuit se limite à des écrans de faible dimension ayant souvent des caractères déjà prédéfinis par la forme des électrodes des cristaux liquides comme on peut le voir sur la figure ci-contre.



Pour les écrans à matrices actives, on place un transistor, en général de type TFT en silicium amorphe, comme élément non linéaire dans la structure du pixel.

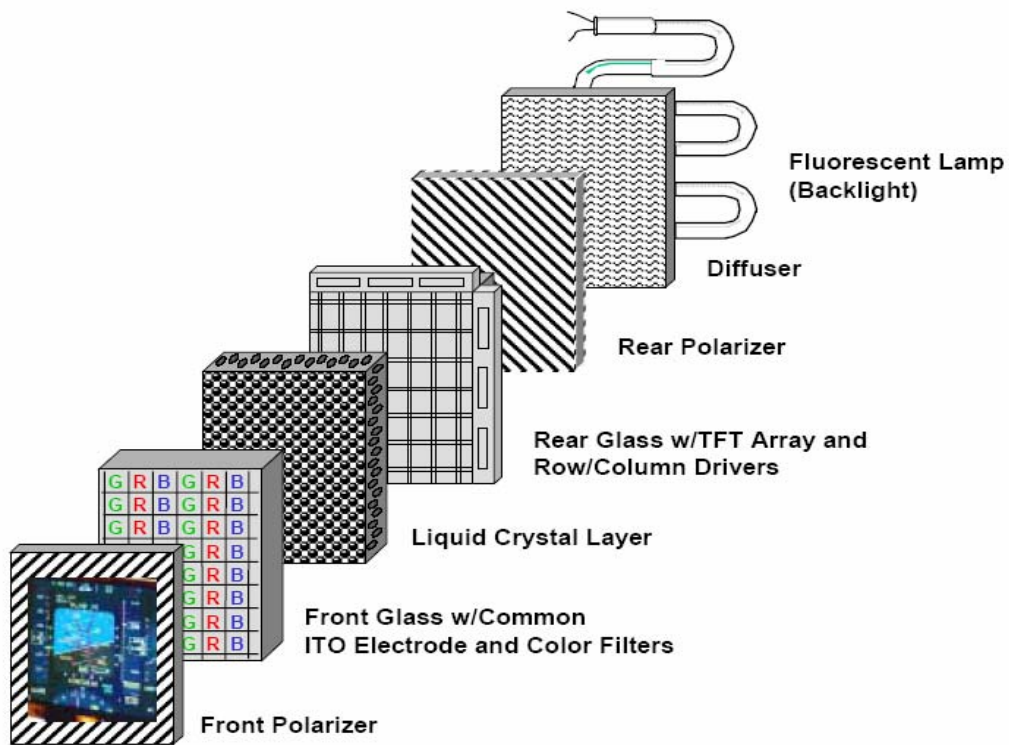
Ce transistor, passant pendant la sélection d'une ligne, est bloqué le reste du temps de balayage. Ce qui permet au cristal liquide modélisé ici par un condensateur de ne pas se décharger.

La couleur est réalisée par synthèse additive (Rouge, Vert, Bleu) comme pour les écrans à tube cathodique. Cela signifie que par exemple un écran couleur de type XVGA (1024*768 pixels) contient en réalité 3 fois plus de pixels que l'on nomme classiquement sous pixels. Cette coloration est faite par l'ajout d'un filtre coloré par-dessus le polariseur supérieur.

Par principe le cristal liquide n'est qu'un modulateur de lumière il nécessite donc une source de lumière complémentaire. Cette source peut être de plusieurs types :

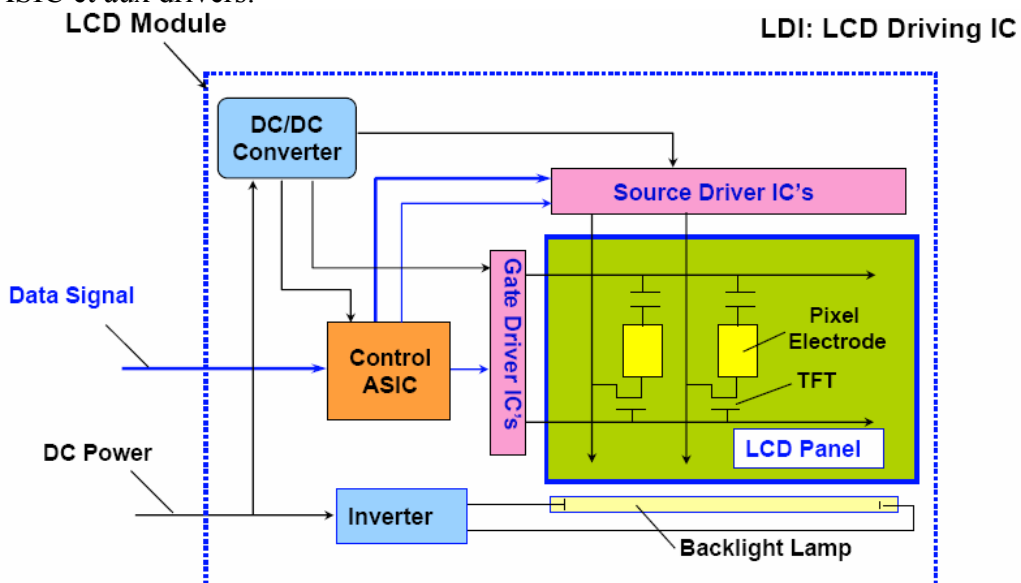
- On parle d'écran **réflectif** dans le cas d'une source externe à l'écran. La lumière ambiante traverse une première fois le cristal liquide ce réfléchit sur une couche d'aluminium situé après le polariseur inférieur et retransverse le LCD. Cette approche efficace en extérieur, ne peut fonctionner bien sur dans le noir.
- On parle d'écran **transmissif** si la source de lumière est interne à l'écran. Le cristal liquide contrôlant ainsi la transmission vers l'utilisateur de cette lumière. Cette approche fonctionne mal en cas d'utilisation de l'écran sous forte luminosité (à l'extérieur en plein jour, par exemple)
- Dans le cas d'une utilisation mixte, comme pour les portables on utilise des écrans **transflectifs** qui mixte les deux solutions précédentes. Chaque pixel est découpé en deux une partie transmet la lumière arrière l'autre réfléchit grâce à une couche métallique la lumière extérieure

La figure ci-dessous montre en exemple la structure d'un écran plat à cristaux liquide dans le cas le plus classique d'une structure **Transmissive**



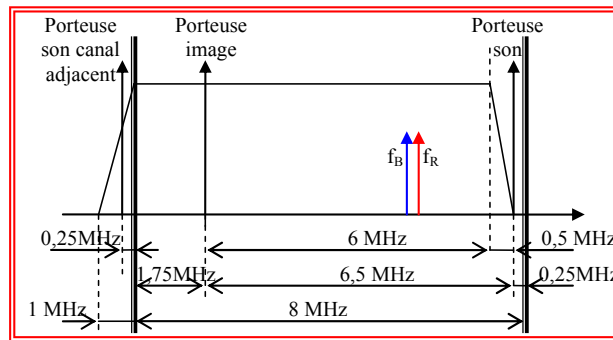
D'un point de vue électronique la structure des écran LCD à matrice active comprennent, comme le montre la figure suivante, outre la matrice de pixel à proprement dit :

- Les drivers de sources (ou drivers colonne) qui fournissent l'information vidéo à chaque pixel d'une ligne.
- Les drivers de grilles (ou drivers ligne) qui gère le fonctionnement de l'adressage matriciel ligne par ligne.
- Un circuit ASIC de control qui commande les drivers à partir du signal vidéo « Data signal »
- Un éclairage arrière (« backlight Lamp ») via une lampe à néon alimentée par un onduleur.
- Un convertisseur Continu/Continu fournissant les différents niveaux de tension nécessaire à l'ASIC et aux drivers.



I. Généralités sur la télévision analogique

QI.1 Représenter le gabarit fréquentiel du signal support des informations image et son.



QI.2 Le multiplexe image et son est transmis en modulation BLR (Bande Latérale Résiduelle)

QI.2.1 Indiquer les raisons qui ont présidées à ce choix.

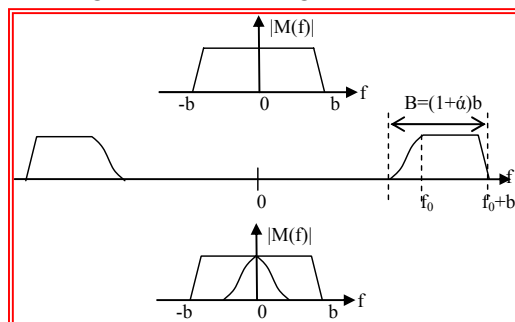
Le choix initial est une modulation d'amplitude, la BLU permet de réduire l'encombrement spectral. Le signal vidéo contient des informations en très basse fréquence rendant impossible la réalisation du filtrage lors de la démodulation.

QI.2.2 Préciser la constitution du spectre en BLR ainsi que la largeur théorique de la bande nécessaire.

L'une des deux bandes latérales présente en modulation d'amplitude double bande sans porteuse est transmise intégralement alors qu'on ne conserve qu'un résidu de l'autre. La largeur de nécessaire à la transmission BLR vaut :

$$B = (1 + \alpha)b \quad \text{avec} \quad 0 < \alpha < 1$$

QI.2.3 Représenter les spectres du signal BLR et du signal démodulé relativement au message ci-contre.



QI.3 La transmission de l'image se fait en multiplexant les informations de luminance et de chrominance. Déterminer la matrice transformant ces grandeurs pour permettre un affichage sur l'écran.

$$\begin{cases} Y = 0,3R + 0,11B + 0,59V \\ C_B = -1,902(B - Y) \\ C_R = 1,505(R - Y) \end{cases} ; \begin{cases} R = Y - 0,526.C_R \\ B = 0,664.C_B + Y \\ V = 1,695Y - 0,508R - 0,186B \end{cases}$$

QI.4 Déterminer le nombre de lignes utiles et le nombre de pixels par ligne.

Le format géométrique de l'image étant de 4x3 actuellement, il suffit d'appliquer cette proportion pour obtenir le nombre de pixels le long d'une ligne soit : $\frac{580 \times 3}{4} = 780$ pixels/ligne

QI.5 En déduire la fréquence d'échantillonnage dans le cas d'un affichage numérique.

La période d'échantillonnage pixels s'obtient en considérant le temps utile ligne, soit de l'ordre de 50 ms. Il en résulte une période de $50/780 \approx 66$ ns soit une fréquence d'échantillonnage de 15 MHz.

II. Adressage d'un écran à matrice Passive

II.1 Forme d'onde des tensions

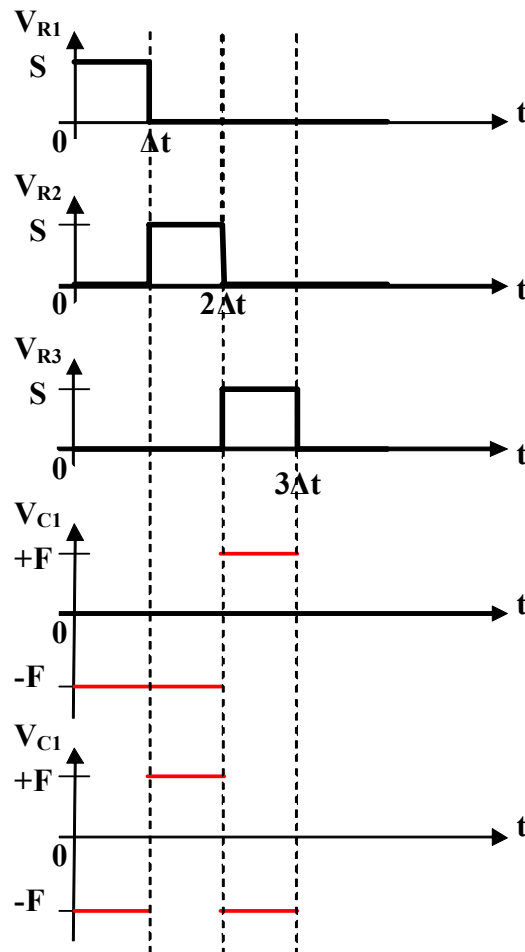
QII.1.1 Donner la valeur de la tension de seuil V_{thlcd} . Cette tension correspond arbitrairement au niveau de tension nécessaire pour avoir une transmission relative de 90%.

$$V_{thlcd} = 1,75V$$

QII.1.2 Donner les conditions sur la tension aux bornes d'un cristal liquide V_p pour obtenir :

- Un point lumineux : $V_p > V_{thlcd}$
- Un point noir: $V_p < V_{thlcd}$

QII.1.3 Tracer sur la feuille de réponse le chronogramme des tensions V_{c1} et V_{c2}



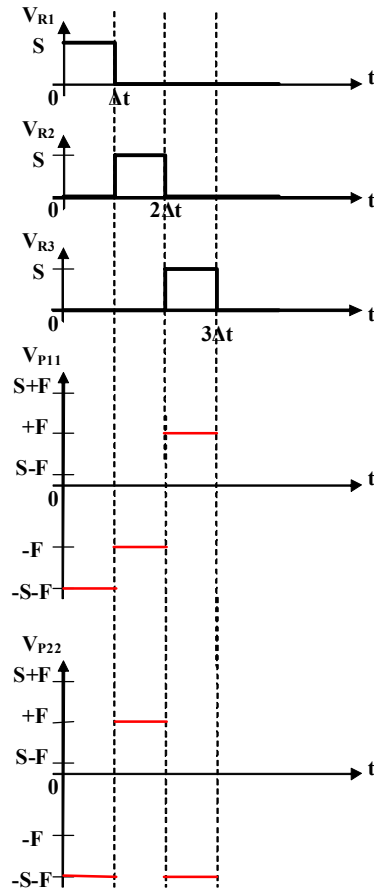
QII.1.4 Donner sur l'intervalle de temps $[0, 3\Delta t]$, les valeurs de la tension V_{p11} pour le pixel (ligne1/colonne1).

$$V_{p11} = V_c - V_r = -F - S \text{ sur } [0, \Delta t], -F \text{ sur } [\Delta t, 2\Delta t], +F \text{ sur } [2\Delta t, 3\Delta t]$$

QII.1.5 Donner sur l'intervalle de temps $[0, 3\Delta t]$, les valeurs de la tension V_{p22} pour le pixel (ligne2/colonne2).

$$V_{p22} = V_c - V_r = -F \text{ sur } [0, \Delta t], F - S \text{ sur } [\Delta t, 2\Delta t], -F \text{ sur } [2\Delta t, 3\Delta t]$$

QII.1.6 Tracer sur la feuille de réponse le Chronogramme des tensions V_{p11} et V_{p22} .



II.2 Optimisation du contraste

QII.2.1 Donner la valeur du temps de sélection de ligne Δt .

$$\Delta t = \frac{1}{n_l F_l} = 83 \mu s$$

QII.2.2 Déterminer la valeur efficace V_{on} de la tension d'un cristal liquide à l'état « 1 »

Voir ligne suivante

QII.2.3 Donner la valeur efficace V_{off} de la tension d'un cristal liquide à l'état « 0 »

$$V_{on} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V_p^2(t) dt}$$

$$V_{on}^2 = F_i \left[\int_0^{\frac{1}{n_l F_l}} (S+F)^2 dt + \int_{\frac{1}{n_l F_l}}^{\frac{1}{n_l F_l}} F^2 dt \right]$$

$$F_i \left[(F+S)^2 \cdot \frac{1}{n_l F_l} + F^2 \left(\frac{1}{F_l} - \frac{1}{n_l F_l} \right) \right]$$

$$= \frac{1}{n_l} \left[(F+S)^2 + F^2 (n_l - 1) \right]$$

$$V_{off} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V_p^2(t) dt}$$

$$V_{off}^2 = F_i \left[\int_0^{\frac{1}{n_l F_l}} (F-S)^2 dt + \int_{\frac{1}{n_l F_l}}^{\frac{1}{n_l F_l}} F^2 dt \right]$$

$$F_i \left[(F-S)^2 \cdot \frac{1}{n_l F_l} + F^2 \left(\frac{1}{F_l} - \frac{1}{n_l F_l} \right) \right]$$

$$= \frac{1}{n_l} \left[(F-S)^2 + F^2 (n_l - 1) \right]$$

QII.2.4 En déduire le rapport de contraste V_{on}/V_{off}

$$\frac{V_{on}}{V_{off}} = \sqrt{\frac{(F+S)^2 + F^2(n_l - 1)}{(F-S)^2 + F^2(n_l - 1)}}$$

QII.2.5 Donner la condition sur S/F permettant de maximiser le rapport de contraste et en déduire la valeur optimale de ce rapport.

En factorisant S/F dans l'expression précédente en étudiant ses variations on trouve un maximum pour :

$$\frac{S}{F} = \sqrt{n_l} \quad \text{soit si } n_l \text{ est grand devant } 1 \quad \frac{V_{on}}{V_{off}} \approx 1$$

QII.2.6 Donner l'expression puis la valeur numérique de F

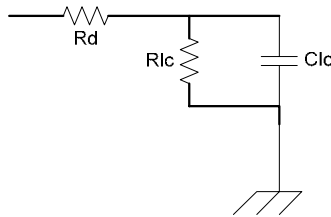
$$n_l \gg 1 \text{ d'où } V_{off} = \sqrt{2} \cdot F \text{ soit } F = 1,26V$$

QII.2.7 Donner l'expression puis la valeur numérique de S

$$\text{Comme } n_l = 240 ; S = 19,5V$$

II.3 Limitation des écrans à matrice passive

QII.3.1 Donner le schéma équivalent du circuit dans le cas d'un cristal liquide à l'état blanc « 0 » (laissant passer la lumière).



QII.3.2 Donner le temps de réponse d'un cristal liquide passant de l'état noir « 0 » à l'état blanc « 1 ». (on utilisera les données fournies en annexe).

Lecture sur la courbe $T_{10} = 10\mu s$ pour une source de 1Ω soit en négligeant la résistance // du LCD avec une résistance de charge de 100Ω

$$T_{10} = 1ms$$

QII.3.3 En comparant ce temps avec la réponse image en déduire le principal problème des écrans à matrice active. On supposera un pixel LCD de $50\mu m * 20\mu m$

- Le temps de commutation des LCD est infiniment plus rapide que le temps de ligne mais plus rapide que le temps image donc :
- Problème de traînage
- On ne peut charger correctement le LCD durant le temps de sélection de ligne
- Le LCD ne reste pas stable durant tout le temps image (il se décharge) l'image paraît grise

QII.3.4 En déduire, pour l'écran étudié, dans cette partie on répond à la contrainte sur la stabilité de l'image qui impose une variation de la tension au bord du cristal liquide inférieure à 5%

Écran QVGA soit 240 lignes donc le temps d'image est de 20ms

Le LCD est complètement déchargé on ne respecte pas le critère de 5%. L'œil fait une moyenne l'image est grise avec un faible contraste

QII.3.5 Proposer des solutions permettant d'améliorer le contraste des écrans LCD.

Plusieurs solutions sont possibles :

- Augmenter la vitesse de balayage (problème de la vitesse de commutation du LCD avec en série la résistance des drivers)
- Positionner devant le LCD un élément non linéaire qui bloque la charge en dehors du temps de sélection de ligne (diode ou transistor)

III Conception d'un Pixel LCD actif

III.1 Étude simplifiée d'un pixel LCD

QIII.1.1 Donner l'expression et la valeur de durée de ligne « T_g ».

$$T_g = \frac{T_t}{n_l} = \frac{1}{F_l \cdot n_l} \quad \text{Soit } T_g = 41,67 \mu s$$

QIII.1.2 En supposant que le chronogramme précédent correspond à la ligne $n=75$, donner l'expression et la valeur numérique de « T_{dn} »

$$T_{dn} = (n - 1) * T_g \quad \text{Soit } T_{dn} = 3,125 ms$$

QIII.1.3 Donner l'équation de la constante de temps de charge du pixel T_{on}

Lors de la charge du pixel le transistor TFT est passant, il se comporte comme une résistance R_{on} .

$$T_{on} = (C_{lc} + C_{st}) R_{on}$$

QIII.1.4 Donner l'expression et la valeur numérique d'un majorant de T_{on} permettant d'obtenir $V_n = 0,95 \cdot V_d$ en fin de charge du pixel

Le pixel correspond à un système du 1er ordre donc

$$T_{on} \leq \frac{T_g}{3} \quad \text{Soit } T_{on} \leq 13,89 \mu s$$

QIII.1.5 Donner l'équation de la constante de temps de maintien du pixel T_{off} (durée entre 2 charges du pixels).

Lors du maintien du pixel le transistor TFT est passant, il se comporte comme une résistance R_{off} .

$$T_{off} = (C_{lc} + C_{st}) R_{off}$$

QIII.1.6 Donner l'expression et la valeur numérique d'un minorant de T_{off} permettant d'obtenir une variation de 1% de V_n en fin de décharge du pixel.

Le pixel correspond à un système du 1er ordre donc

$$T_{off} \geq 10 \cdot T_t \quad \text{Soit } T_{off} \geq 200 ms$$

QIII.1.7 En supposant le courant off du transistor de l'ordre de $I_{off} = 1 pA$ donner une estimation du courant I_{on} du transistor nécessaire pour le bon fonctionnement du pixel

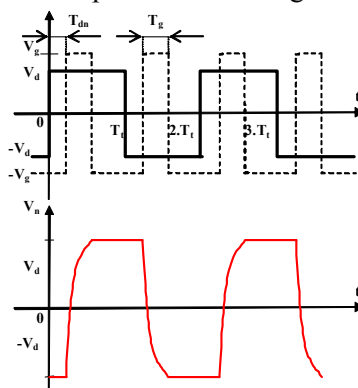
$$\text{Par principe on à } \frac{R_{off}}{R_{on}} = \frac{I_{on}}{I_{off}}$$

$$\text{Donc } I_{on} = \frac{R_{off}}{R_{on}} I_{off} \geq 300 \cdot \frac{T_t}{T_g} \cdot I_{off} \quad \text{soit } I_{on} \geq 300 \cdot n \cdot I_{off} \quad \text{Ce qui donne } I_{on} \geq 144 nA$$

QIII.1.8 En se basant sur les caractéristiques électriques du TFT fournies en annexe, donner en la justifiant une valeur possible de V_g

Suivant la réponse du TFT en annexe sachant que l'on souhaite faire fonctionner le transistor en mode saturé : $V_g = 5,75V$

QIII.1.9 Tracer la forme d'onde de V_n en complétant le chronogramme sur le document réponse.



III.2 Charge de la capacité d'un pixel LCD

QIII.2.1 Donner en fonction de V_n , la charge Q_n stockée au nœud N du pixel.

$$Q_n = C_{gs} \cdot (V_n - V_g) + C_{st} \cdot (V_n - V_{st}) + C_{lc} \cdot (V_n - V_{com})$$

QIII.2.2 Donner l'expression du courant de drain I_d en fonction de V_g , V_n et V_d

$$I_d = \mu_0 \cdot \frac{W}{L} \cdot C_i \cdot [(V_g - V_t - V_n)(V_d - V_n) - \frac{1}{2} \cdot (V_d - V_n)^2]$$

QIII.2.3 Sachant que V_{st} et V_{com} sont des paramètres constants en fonction du temps en déduire la dérivé du potentiel V_n : $\frac{dV_n}{dt}$

$$\frac{dV_n}{dt} = \frac{1}{2} \cdot \mu_0 \cdot \frac{W}{L} \cdot \frac{C_i}{C_{px}} [(V_g - V_t - V_n)^2 - (V_g - V_t - V_d)^2]$$

QIII.2.4 Montrer que cette expression peut s'écrire sous la forme :

$$\frac{dV_n}{dt} = \frac{1}{2} \cdot \mu_0 \cdot \frac{W}{L} \cdot \frac{C_i}{C_{px}} [(V_g - V_t - V_n)^2 - (V_g - V_t - V_d)^2]$$

Par regroupement des termes

III.3 Décalage de tension

QIII.3.1 en ce plaçant dans le cas d'une transition négative à positive de V_d , donner l'expression de ΔV_n en fonction de V_g et des capacités du pixel.

$$\Delta V_n = 2V_g \frac{C_{gs}}{C_{gs} + C_{lc} + C_{st}} = 2V_g \frac{C_{gs}}{C_{pix}}$$

QIII.3.2 En déduire en le justifiant le principal intérêt de la capacité de stockage C_{st} .

La capacité C_{st} limite l'importance de la variation de tension engendrée par la capacité C_{gs} (Elle limite en outre la décharge du LCD pendant la durée de non sélection de ligne)

QIII.3.3 Sachant que l'on suppose un cristal liquide ayant une taille de $100 \times 200 \mu\text{m}$, donner la valeur de la capacité permettant de limiter ΔV_n à 2volt.

$$C_{st} = 2V_g \frac{C_{gs}}{\Delta V_n} - C_{lc} - C_{st}$$

QIII.3.4 Justifier le choix de cette valeur de en fonction des caractéristiques du cristal liquide fournies en annexe.

En fonction des caractéristiques du LCD il faut comme vue dans la question QII.1.7 un courant $I_{ds} = 150 \text{ nA}$ soit $V_{gs} = 5,75 \text{ v}$

Ce qui impose $V_{ds} = 4-12 \text{ v}$ on prendra 8 v (autre valeur possible.) Donc sachant que

$$I_d = \mu_0 \frac{W}{L} C_i [(V_{gs} - V_{th})V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2]$$

$$\text{Cela donne } \frac{W}{L} = \frac{I_d}{\mu_0 C_i [(V_{gs} - V_{th})V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2]} \text{ soit } W/L = 150$$

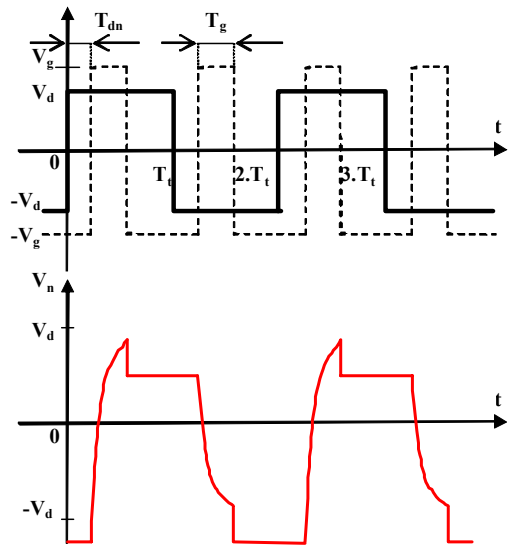
On prend technologiquement $L = 10 \mu\text{m}$ cela donne $W = 1500 \mu\text{m}$

*La capacité C_{gs} est du principalement au recouvrement entre la grille et la source de l'ordre $1 \mu\text{m}$ (lithographie) soit $C_{gs} = W * L * C_i = 1,5 \cdot 10^{-14} \text{ F}$*

En fonction des donner sur le LCD en considérant une capacité plan on obtient $C_{lc} = 3,5 \cdot 10^{-14} \text{ F}$

$$\text{Comme } C_{st} = 2V_g \frac{C_{gs}}{\Delta V_n} - C_{lc} - C_{st} \text{ on trouve : } C_{st} = 3,5 \cdot 10^{-13} \text{ F}$$

QIII.3.5 Tracer la forme d'onde de V_n , tenant compte de ΔV_n , en complétant le chronogramme sur le document réponse.



IV. Rétro éclairage

QIV Indiquer les différentes structures qui permettent d'assurer un transfert d'énergie entre la source DC et la charge (AC). On indiquera le nombre d'interrupteurs utilisés pour chaque structure (le transformateur peut comporter une ou deux bobines primaires et une bobine secondaire) et les contraintes que la structure impose au circuit magnétique.

	<i>Structure cellule</i>	<i>Nombre d'interrupteurs</i>	<i>Contrainte sur le circuit</i>
1	<i>Pont complet</i>	4	<i>Une bobine primaire</i>
2	<i>Demi-pont</i>	2	<i>Deux bobines primaires</i>
3	<i>Un convertisseur série</i>	1	<i>Une bobine primaire et une composante moyenne du flux non nulle</i>

IV.1 Étude avec une bobine primaire

QIV.1.1 Exprimer le flux Φ , le courant i_1 et la tension e_2 en fonction de t , L_1 , E , R , m .

$e_1 = -N_1 \frac{d\phi}{dt}$	$e_2 = -N_2 \frac{d\phi}{dt}$	$N_1 \cdot i_1 + N_2 \cdot i_2 = \mathfrak{R} \cdot \phi$	$e_1 + E = 0$	$e_2 = R \cdot i_2$
-------------------------------	-------------------------------	---	---------------	---------------------

QIV.1.2 Donner les équations du transformateur : K fermé

$\phi = \frac{E \cdot t}{N_1}$	$i_1 = \frac{E \cdot t}{L_1} + m^2 \frac{E}{R}$	$e_2 = -m \cdot E$
--------------------------------	---	--------------------

QIV.1.3 Que se passe-t-il lorsque l'interrupteur K s'ouvre à l'instant T_1 ?

À l'instant T_1 , Le courant i_1 est nul (circuit ouvert) et le flux ne peut pas subir de discontinuité $\phi_{T_1} = \frac{E \cdot T_1}{N_1}$. Dans ces

conditions le courant i_2 prend une valeur $i_2(T_1)$ (pas d'inductance de fuite)

QIV.1.4 Donner les équations du transformateur : K ouvert

$e_1 = -N_1 \frac{d\phi}{dt}$	$e_2 = -N_2 \frac{d\phi}{dt}$	$i_2(T_1) = \frac{\mathfrak{R} \cdot \phi_{T_1}}{N_2}$	$e_2 = R \cdot i_2$
-------------------------------	-------------------------------	--	---------------------

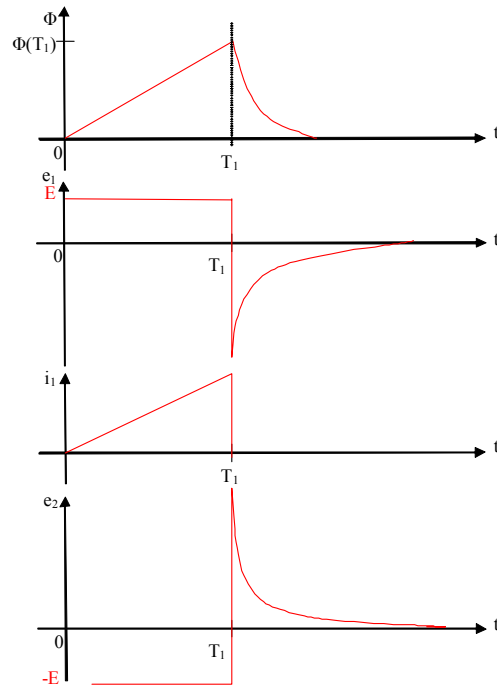
D'où :

$\phi = \phi_{T_1} \cdot e^{-\frac{(t-T_1)}{\tau_2}}$	avec $\tau_2 = \frac{L_2}{R}$	$e_2 = \frac{N_2}{\tau_2} \phi_{T_1} \cdot e^{-\frac{(t-T_1)}{\tau_2}}$
---	-------------------------------	---

QIV.2.5 Conclure quant à l'amorçage du tube.

Le transformateur est dit à flux « libre ». Les tensions dépendent uniquement de la charge si la charge se comporte comme un circuit ouvert, la tension tend vers l'infini ce qui provoque l'amorçage du tube (1000V).

QIV.1.6 Tracer sur le document réponse les grandeurs suivantes : Φ , e_1 , i_1 , e_2 .



IV.2. Étude de la structure en demi-pont

QIV.2.1 Exprimer le flux Φ , le courant i_1 et la tension e_3 en fonction de t , L , E , R , m .

$e_1 = -N \frac{d\phi}{dt}$	$e_3 = -N_3 \frac{d\phi}{dt}$	$N \cdot i_2 + N_3 \cdot i_3 = \Re \cdot \phi$	$e_2 + E = 0$	$e_3 = R \cdot i_3$
$e_2 = -N \frac{d\phi}{dt}$	$i_1 = 0$			

QIV.2.2 Donner les équations du transformateur : K2 fermé et K1 ouvert.

Conditions initiales $t=0$ $\phi = \phi_0$

$\phi = -\frac{E \cdot t}{N} + \phi_0$	$i_2 = \frac{E}{L} \cdot t + \frac{\Re \phi_0}{N} + m^2 \frac{E}{R}$	$e_3 = -m \cdot E$
--	--	--------------------

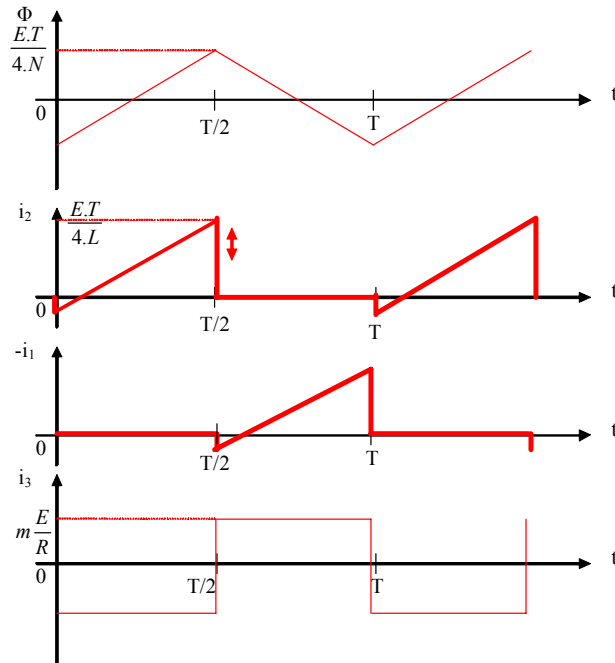
QIV.2.3 Donner les équations du transformateur : K1 fermé et K2 ouvert.

$e_1 = -N \frac{d\phi}{dt}$	$e_3 = -N_3 \frac{d\phi}{dt}$	$N \cdot i_1 + N_3 \cdot i_3 = \Re \cdot \phi$	$e_1 - E = 0$	$e_3 = R \cdot i_3$
$e_2 = -N \frac{d\phi}{dt}$	$i_2 = 0$			

Conditions initiales : $t = \frac{T}{2}$ et $\phi = \phi_2$ avec $\phi_2 = \frac{E \cdot T}{2 \cdot N} + \phi_0$

$\phi = -\frac{E \cdot (t - \frac{T}{2})}{N} + \phi_2$	$i_1 = -\frac{E}{L} \cdot (t - \frac{T}{2}) + \frac{\Re \phi_2}{N} - m^2 \frac{E}{R}$	$e_3 = m \cdot E$
--	---	-------------------

QIV.2.4 Tracer sur le document réponse les grandeurs suivantes : Φ , e_1 , i_1 , e_2 , i_3 .



QIV.2.5 Que se passe-t-il lorsque les deux interrupteurs sont ouverts (flux non nul)

Le fonctionnement inclus une durée δ durant laquelle les deux interrupteurs restent ouverts. Durant la durée δ le flux est libre, et la tension aux bornes du tube CCFL peut s'écrire :

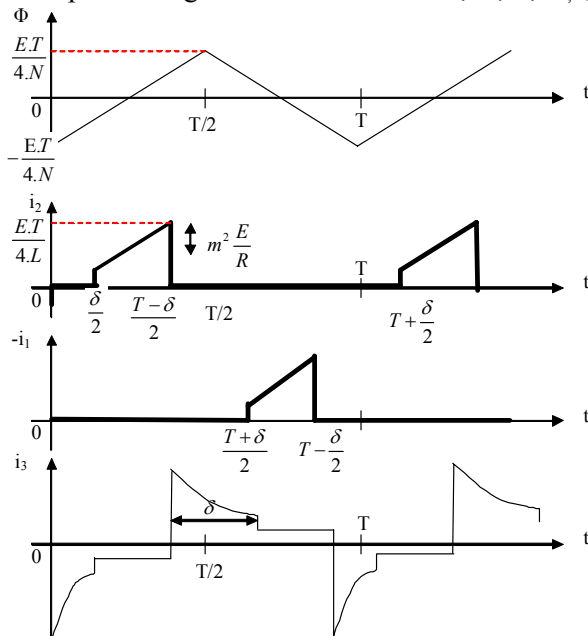
$$e_3 = R.m. \frac{E.T}{4.L} e^{-\frac{(t-T/2)}{\tau}} \quad \text{pour} \quad \frac{T-\delta}{2} < t < \frac{T+\delta}{2} \quad \text{avec} \quad \tau = \frac{L}{R}$$

QIV.2.6 Conclure quant à l'amorçage du tube.

La haute tension est obtenue durant les phases où les deux interrupteurs sont ouverts et le flux non nul (voir fonctionnement précédent).

Le réglage de la tension efficace aux bornes du tube CCFL, se fait par un contrôle de la durée de conduction des interrupteurs K1 et K2.

QIV.2.7 Tracer sur le document réponse les grandeurs suivantes : Φ , e_1 , i_1 , e_2 , i_3 .



QIV.2.8 En régime permanent (cycle périodique), à $t = T$ le flux $\Phi_T = \Phi_0$, quelle est la condition sur Φ_0 pour obtenir dans ce fonctionnement un flux avec une valeur moyenne nulle ?

$$\phi_0 + \phi_2 = 0 \text{ soit } \phi_0 = -\frac{E.T}{4.N}$$

QIV.2.9 Montrez que durant la durée δ le flux est libre, et la tension aux bornes du tube CCFL peut s'écrire :

$$e_3 = R.m.\frac{E.T}{4.L} e^{-\frac{(t-\frac{T}{2})}{\tau}} \text{ pour } \frac{T-\delta}{2} < t < \frac{T+\delta}{2} \text{ avec } \tau = \frac{L}{R}$$

QIV.2.10 Calculer la valeur efficace dans le cas où l'on considère que la surtension reste constante.

$$E_{3eff} = \left[\left(R.m.\frac{E.T}{4.L} \right)^2 .\delta + (m.E)^2 .\left(\frac{T}{2} - \delta \right) \right] .\frac{2}{T}$$

La grandeur de commande de la valeur efficace de la tension aux bornes du tube CCFL est la durée δ .

QIV.2.11 Expliquer le rôle des entrées 0VDn et LCMn sur le circuit représenté sur la figure « Convertisseur DC/AC » (page 5)

L'entrée LCMn est une entrée qui informe le circuit de commande (qui élabore la durée δ sur les interrupteurs MosFet) sur le courant qui alimente le tube CCFL.

L'entrée 0VDn est une information sur le courant qui alimente le tube CCFL. Ces deux informations sont indispensables pour assurer un éclairage constant face aux variations de la tension d'alimentation (de 5V à 24V) et dans le même temps garanti une utilisation du tube CCFL conforme aux caractéristiques nominales en limitant la tension maximale d'amorçage et le courant de fonctionnement.

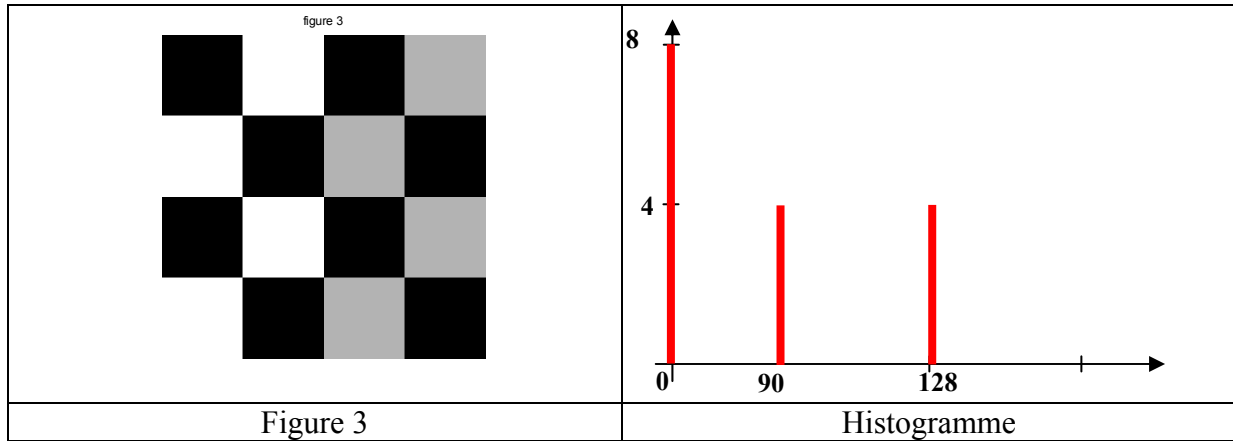
V. Traitement numérique du flux vidéo

V.1 Traitement de l'image

QV.1.1 L'image de la figure 3 est représentée par la matrice M_1 , notée $[M_1]$, calculer son histogramme.

On constate sur la figure 3 que seuls 3 niveaux de gris sont présents soit 0 (noir), gris niveau médian soit 90 et 128 (blanc). Occurrences du noir : 8 ; du gris : 4 ; du blanc : 4.

QV.1.2 Représenter cet histogramme sur le document réponse.



QV.1.3 Montrer que la transformée de Fourier du signal $x^*(t)$ notée $X^*(f)$ s'écrit :

$$X^*(f) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(nT) e^{-j2\pi f n T}$$

Le signal $x(t)$ est à énergie finie, il existe une transformée de Fourier $X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{j2\pi f t} dt$

Pour un signal échantillonné le signal $x^*(t)$ le signal $x(t)$ est multiplié par un train de Dirac $x^*(t) = x(t) \cdot \delta_T(t)$ avec $\delta_T(t) = \sum_n \delta(t - nT)$.

Soit $X^*(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \sum_n \delta(t - nT) e^{j2\pi f t} dt$ ou encore sous réserve de convergence

$$X^*(f) = \sum_n \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \delta(t - nT) e^{j2\pi f t} dt$$

Compte tenu de la propriété concernant la distribution de Dirac : $\int_{-\infty}^{\infty} f(v) \delta(v - T) dv = f(T)$ et ainsi :

$$X^*(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n) e^{-j2\pi n T f}$$

QV.1.4 Montrer le caractère passe haut du filtre $H(z)$.

En régime harmonique: $H(z) = H(e^{j2\pi f T})$ soit $H(z) = (1 - 10 e^{-j2\pi f T}) + e^{-j2\pi f 2T}$

Pour $f \rightarrow 0$ $G = 20 * \log(8) = 18dB$

Pour $f \rightarrow \frac{1}{2T}$ $G = 20 * \log(12) = 21dB$

QV.1.5 On applique ce filtre au signal représenté sur la figure 3 de la documentation et décrit par la matrice $[M_1]$, calculer la matrice du signal filtré $[S]$,

0	0	0	150	-1785	-1275	-1275	-1785	510	0	0	358	-1253	-895	-895	-1253
0	0	0	765	-1275	-510	-510	-1275	765	0	0	537	-895	-358	-358	-895
0	0	0	765	-1275	-510	-510	-1275	765	0	0	537	-895	-358	-358	-895
510	765	765	1020	-1530	-1275	-1275	-1606	868	537	537	716	-1074	-895	-895	-1253

-1785	-1275	-1275	-1530	1020	765	765	868	-998	-895	-895	-1074	716	537	537	358
-1275	-510	-510	-1275	765	0	0	537	-895	-358	-358	-895	537	0	0	0
-1275	-510	-510	-1275	765	0	0	537	-895	-358	-358	-895	537	0	0	0
-1785	-1275	-1275	-1530	1020	765	765	868	-998	-895	-895	-1074	716	537	537	358
510	765	765	1020	-1530	-1275	-1275	-1606	868	537	537	716	-1074	-895	-895	-1253
0	0	0	765	-1275	-510	-510	-1275	765	0	0	537	-895	-358	-358	-895
0	0	0	765	-1275	-510	-510	-1275	765	0	0	537	-895	-358	-358	-895
510	765	765	1020	-1530	-1275	-1275	-1606	868	537	537	716	-1074	-895	-895	-1253
-1785	-1275	-1275	-1530	1020	765	765	868	-998	-895	-895	-1074	716	537	537	358
-1275	-510	-510	-1275	765	0	0	537	-895	-358	-358	-895	537	0	0	0
-1275	-510	-510	-1275	765	0	0	537	-895	-358	-358	-895	537	0	0	0
-1785	-1275	-1275	-1785	510	0	0	358	-1253	-895	-895	-1253	358	0	0	0

QV.1.6 Représenter l'image obtenue sur le document réponse.

Les valeurs <0 sont interprétées comme des valeurs nulles et les valeurs > 255 sont limitées à 255 (en caractères gras)

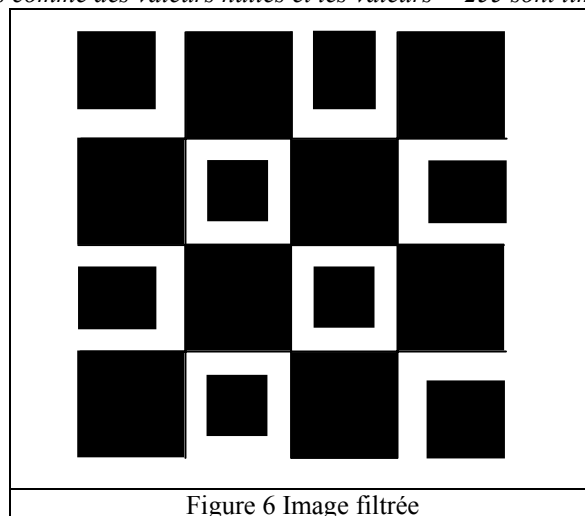
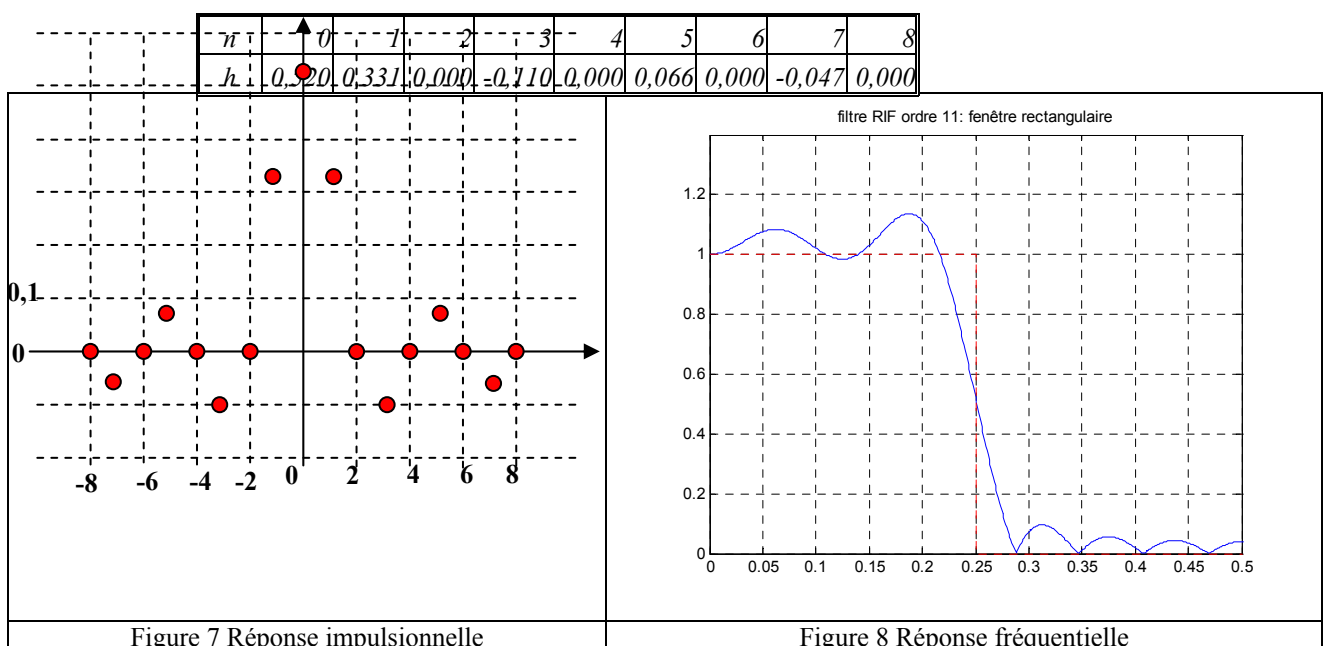


Figure 6 Image filtrée

QV.1.7 Calculer et représenter la réponse impulsionnelle sur le document réponse.

$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} X(f) \cdot e^{j2\pi ft} \cdot df \text{ Soit } h(nT) = \frac{\sin(n\frac{\pi}{2})}{n\pi} \text{ pour } -8 < n < 8 \text{ et } h(0) = \frac{1}{2}$$



QV.1.8 Calculer et représenter la réponse fréquentielle sur le document réponse.

$$X^*(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(n).e^{-j2\pi nTf} \text{ pour } -8 < n < 8 \text{ en utilisant la symétrie de la réponse impulsionnelle}$$

$$X^*(f) = \left[h(0) + \sum_{n=1}^8 2.h(n) \cos(2\pi fnT) \right]$$

QV.1.9 Calculer et représenter la réponse impulsionnelle sur le document réponse.

0	1	2	3	4	5	6	7	8
1,000	0,965	0,865	0,716	0,540	0,364	0,215	0,115	0,080

Valeurs de la fenêtre de Hamming

Voir document réponse

QV.1.10 Calculer et représenter la réponse fréquentielle sur le document réponse.

n	0	1	2	3	4	5	6	7	8
ham	0,501	0,308	0,000	-0,076	0,000	0,023	0,000	-0,005	0,000

Réponse impulsionnelle avec la fenêtre de Hamming

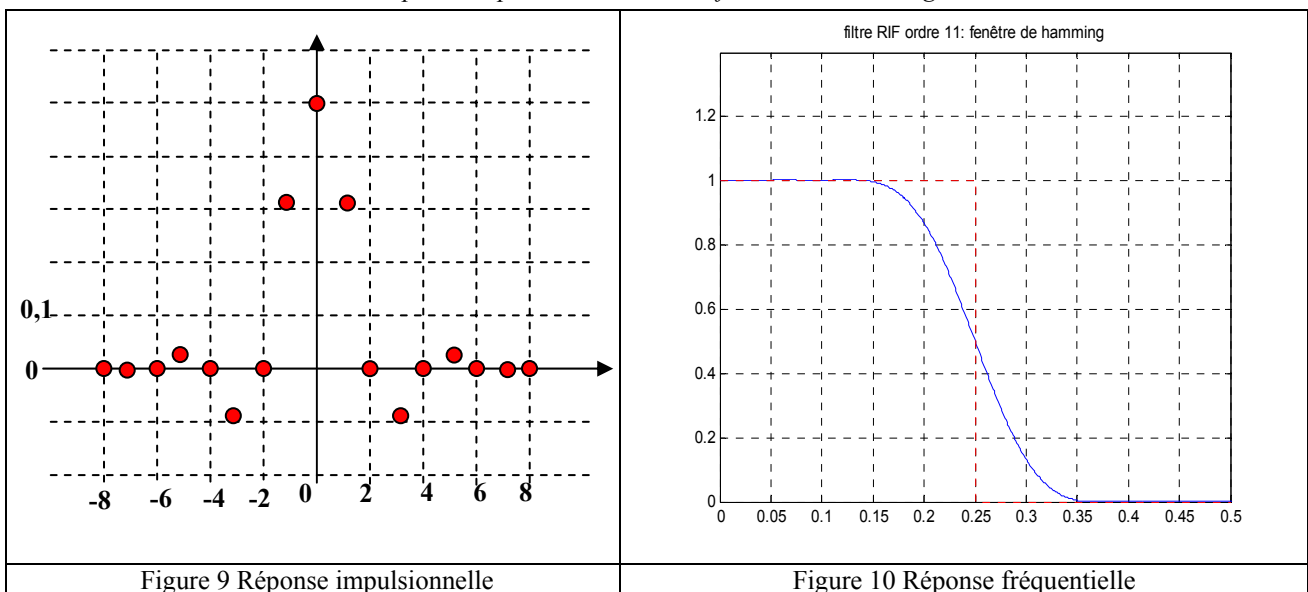


Figure 9 Réponse impulsionnelle

Figure 10 Réponse fréquentielle

QV.1.11 La réponse impulsionnelle en dimension 2 est représentée à la figure 11, L'effet de ce filtre est représenté sur la figure 12, interpréter et commenter ces résultats.

La réponse impulsionnelle présente des « rebondissements » donc sur les transitions nettes (passage noir / blanc) il existe des valeurs transitoires qui sont traduites par des dégradés de gris qui sont interprétés par l'œil comme des « échos ».

Élimination des parasites

QV.1.12 Calculer la valeur du point aberrant $M_2(10,14)$.

$$M_2(10,14) = 90$$

Changement de format

QV.1.13 Montrer que le spectre du signal de base est répliqué M fois.

Soit $Y(f)$ la transformée de Fourier du signal de base $y(t)$ (avant l'introduction de $M-1$ zéros supplémentaires entre deux instant d'échantillonnage) :

$$X(f) = \sum_k y(k).e^{-j2\pi f.K.T_e}$$

Dans le cas présent ($M-1$) zéros sont introduits entre deux instants d'échantillonnage, soit $y_M(t)$ le signal temporel modifié. Calculons sa transformée de Fourier $X_M(f)$. Dans ce calcul nous prendrons $y_M(n.T_e) = 0$ sauf lorsque $n=M.k$ alors $y_M(M.k.T_e) = y(k.T_e)$:

Soit : $X_M(f_M) = \sum_n y_M(n.T_e).e^{-j2\pi f_n.T_e}$ ou encore $X_M(f_M) = \sum_k y(k.T_e).e^{-j2\pi f_M.k.T_e}$ nous retrouvons la

transformée $X_M(f_M)$ mais avec une multiplicité en fréquence

QV.1.14 Calculer et représenter la réponse impulsionnelle du filtre non causal.

Le gabarit en fréquence est échantillonné donc la transformée de Fourier inverse produit une réponse impulsionnelle périodique :

Soit: $Nb_Ech=17$ $K = \frac{Nb_Ech-1}{2}$ $\Delta F = \frac{1}{2K}$; $K_1 = \frac{K}{M}$

$$h(n.T_e) = \left[\frac{1 + \sum_{p=-K_1}^{K_1} 2 \cdot \cos(2\pi p \Delta F n T_e)}{17} \right]$$

0	1	2	3	4	5	6	7	8
0,294	0,251	0,142	0,021	-0,059	-0,069	-0,024	0,033	0,059

Réponse impulsionnelle

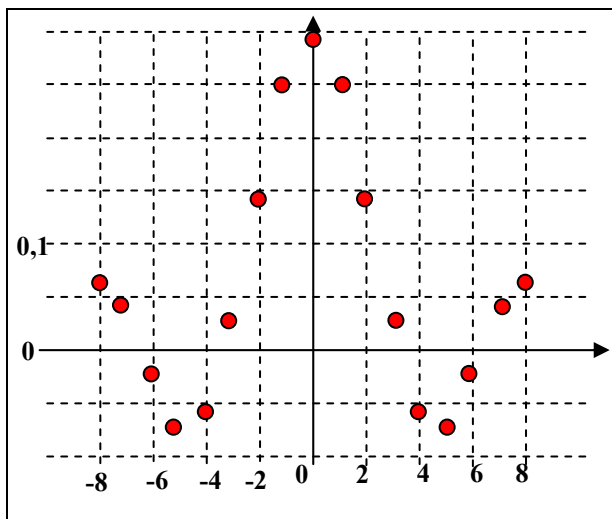


Figure 13 Réponse impulsionnelle

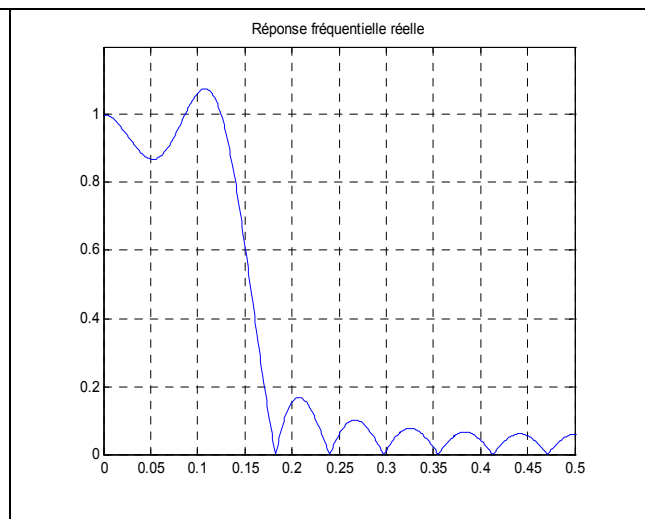


Figure 14 Réponse fréquentielle

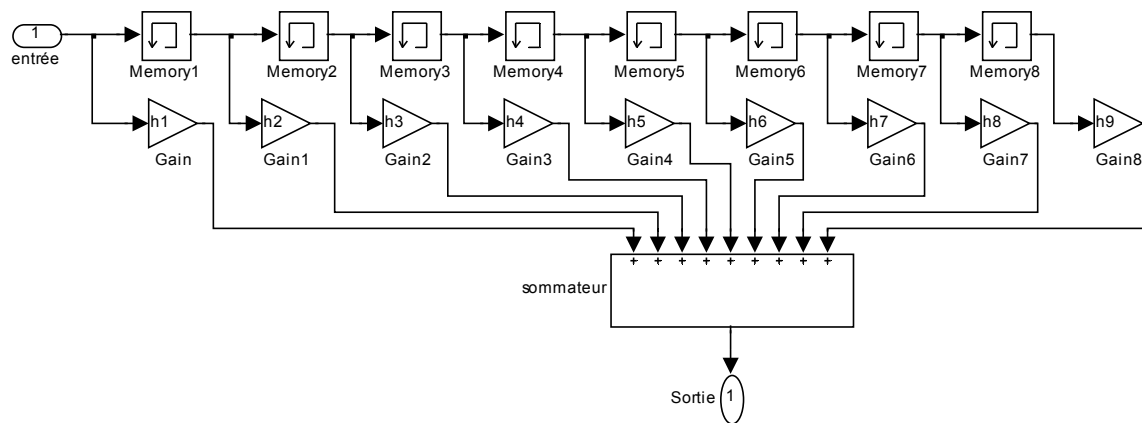
QV.1.15 Calculer le temps de propagation de groupe afin de rendre ce filtre causal.

La réponse causale nécessite une réponse impulsionnelle définie pour un temps $n.T_e > 0$, il existe une avance de $8.T_e$, un décalage de $8.T_e$ est par conséquent nécessaire pour rendre le filtre causale.

QV.1.16 Calculer et représenter la réponse fréquentielle réelle.

$$X^*(f) = \left[h(0) + \sum_{n=1}^8 2.h(n) \cos(2\pi f n T) \right]$$

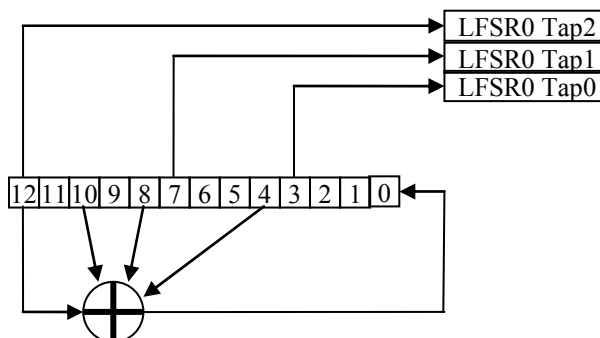
QV.1.17 A l'aide de fonctions « mémoire » (retard), de fonctions « sommateur » et de fonctions « gain » proposer l'architecture de ce filtre.



V.2 Cryptage

QV.2.1 Proposer la structure (registre à décalage et XOR) associée au polynôme générateur LFSR0. Le registre à décalage sera codé de l'étage 12 à l'étage 0 ; la rétroaction se faisant sur l'étage 0 ;

$$x^{13} + x^{11} + x^9 + x^5 + 1$$



QV.2.2 Indiquer l'état initial des registres à décalage.

<i>H</i>	<i>b12</i>	<i>b11</i>	<i>b10</i>	<i>b9</i>	<i>b8</i>	<i>b7</i>	<i>b6</i>	<i>b5</i>	<i>b4</i>	<i>b3</i>	<i>b2</i>	<i>b1</i>	<i>b0</i>
<i>int</i>	1	0	0	0	0	1	0	1	1	0	0	1	0

QV.2.3 Compléter le document réponse.

H	b12	b11	b10	b9	b8	b7	b6	b5	b4	b3	b2	b1	b0
int	1	0	0	0	0	1	0	1	1	0	0	1	0
↑	0	0	0	0	1	0	1	1	0	0	1	0	0
↑	0	0	0	1	0	1	1	0	0	1	0	0	1
↑	0	0	1	0	1	1	0	0	1	0	0	1	0
↑	0	1	0	1	1	0	0	1	0	0	1	0	1
↑	1	0	1	1	0	0	1	0	0	1	0	1	1
↑	1	0	1	1	0	0	1	0	0	1	0	1	0
↑	0	1	1	0	0	1	0	0	1	0	1	0	0
↑	1	1	0	0	1	0	0	1	0	1	0	0	0
↑	1	0	0	1	0	0	1	0	1	0	0	0	0
↑	0	0	1	0	0	1	0	1	0	0	0	0	0
↑	0	1	0	0	1	0	1	0	0	0	0	0	1
↑	1	0	0	1	0	1	0	0	0	0	0	1	1

QV.2.4 Donner l'équation de la sortie D_{out} du brouilleur (Shuffle).

$$Dout_n = S_n \cdot QB_n + \overline{S_n} \cdot QA_n$$

$$QA_n = DA_{n-1}; QB_n = DB_{n-1}$$

$$DA_n = S_n \cdot Din_n + \overline{S_n} \cdot QB_n$$

$$DB_n = S_n \cdot QA_n + \overline{S_n} \cdot Din_n$$

$$Dout_n = S_n \cdot DB_{n-1} + \overline{S_n} \cdot DA_{n-1}$$

$$Dout_n = S_n \cdot (S_{n-1} \cdot QA_{n-1} + \overline{S_{n-1}} \cdot Din_{n-1}) + \overline{S_n} \cdot (S_{n-1} \cdot Din_{n-1} + \overline{S_{n-1}} \cdot QB_{n-1})$$

QV.2.5 Compléter le document réponse.

On supposera que LFSR1,2,3 Tap0,1,2 = 0

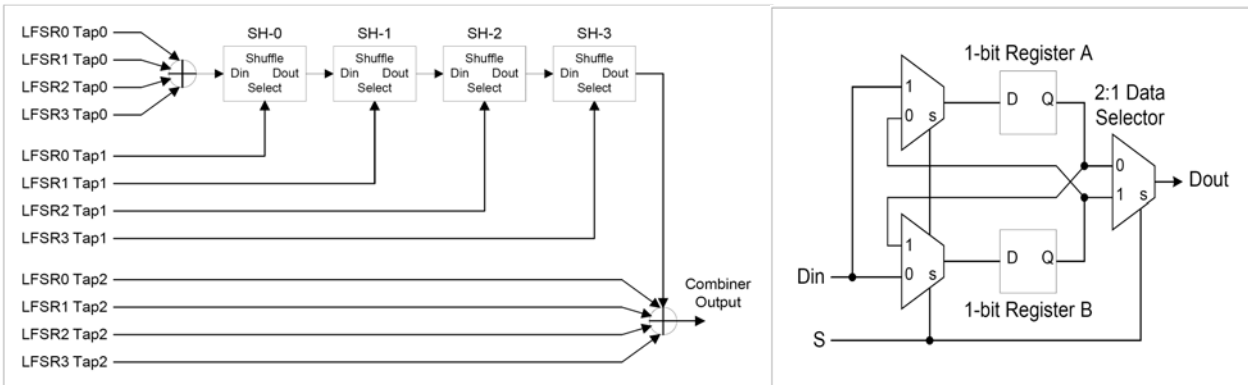
On appellera DA, DB l'entrée des registres A et B ; et QA, QB leurs sorties

H	LFSR0 TAP1	LFSR0 TAP0	DA	QA	DB	QB	DOUT	LFSR0 TAP2	Combiner Output
Int	0	0	1	0	0	1	0	1	1
↑	0	0	0	1	0	0	1	0	1
↑	1	1	1	0	0	0	0	0	0
↑	0	0	0	1	0	0	1	0	1
↑	0	0	0	0	0	0	0	0	0
↑	1	1						1	
↑	1	1						1	
↑	0	0						0	
↑	1	1						1	
↑	0	0						1	
↑	0	0						0	
↑	0	0						0	
↑	0	0						1	

QV.2.5 Décrire les structures suivantes :

- LFSR0 ;
- Shuffle ;
- Module LSFR

à l'aide d'un langage de haut niveau (C, VHDL)



Module LSFR

Shuffle

LFSR0 est initialisé avec les bits 0 à 11 du premier paquet de 56 bits et le complément du bit 12.

L'ensemble doit comporter un séquenceur fonctionnant sur une horloge principale **Hmaster**. Il délivrera l'impulsion (**INIT_LSFRx**) d'initialisation des LFSRx.

Description de LFSR0

Entrées : **Hmaster** et **INIT_LSFRx**

Lorsque l'événement **INIT_LSFRx** est détecté, le vecteur **DECAL** est initialisé

Au front montant de **Hmaster** le processus est lancé.

```

Entity LSFRO is
Port ( Hmaster :      in std_logic ;
      INTIT_LSFrx :  in std_logic ;
      PAQUET: in std_logic_vector (12 down to 0); -- on se limite à LSFRO
      DECAL:   buffer std_logic_vector (12 down to 0);
      LSFRO_Tap0:  out std_logic;
      LSFRO_Tap1:  out std_logic;
      LSFRO_Tap2:  out std_logic;)
End LSFRO;

```

Architecture COMPORTE of LSFRO is

Process (Hmaster'event)

Begin

```

If (Hmaster'event and INTIT_LSFrx = '1') then DECAL<= PAQUET;
      DECAL(12) <= not (PAQUET(12));
      DECAL(11) <= PAQUET (11);
      DECAL(10) <= PAQUET (10);
      DECAL(9) <= PAQUET (9);
      DECAL(8) <= PAQUET (8);
      DECAL(7) <= PAQUET (7);
      DECAL(6) <= PAQUET (6);
      DECAL(5) <= PAQUET (5);
      DECAL(4) <= PAQUET (4);
      DECAL(3) <= PAQUET (3);
      DECAL(2) <= PAQUET (2);
      DECAL(1) <= PAQUET (1);
      DECAL(0) <= PAQUET (0);
      LSFRO_Tap0 <= DECAL(3);
      LSFRO_Tap1 <= DECAL(7);
      LSFRO_Tap2 <= DECAL(12);

```

Elsif (Hmaster'event and INTIT_LSFrx = '0') then

```

      DECAL(12) <= DECAL(11);
      DECAL(11) <= DECAL(10);
      DECAL(10) <= DECAL(9);
      DECAL(9) <= DECAL(8);
      DECAL(8) <= DECAL(7);
      DECAL(7) <= DECAL(6);
      DECAL(6) <= DECAL(5);
      DECAL(5) <= DECAL(4);
      DECAL(4) <= DECAL(3);
      DECAL(3) <= DECAL(2);
      DECAL(2) <= DECAL(1);
      DECAL(1) <= DECAL(0);
      DECAL(0) <= DECAL(4)+DECAL(8)+DECAL(10)+DECAL(12);

```

endif;

end process;

end COMPORTE;

Description du Shuffle

Entity MUX2-1 is

Port (E0, E1, sel : in bit ;

Out : out bit) ;

End MUX2-1

Architecture COMP of MUX2-1 is

Begin

If sel=0 then Out<=E0 else Out=E1;

endif;

end COMP;

entity REG is;

port (D : in std_logic ;

Hmaster : in std_logic ;

Q: out std_logic);

```

End REG;
Architecture COMP of REG is
Begin
Process (Hmaster'event)
  If (Hmaster'event) then Q<=D;
  End if;
End process
End COMP

```

```

entity SHUFFLE is
port ( Din :          in std_logic ;
      Hmaster :       in std_logic ;
      Dout:          out std_logic);
End SHUFFLE;

```

```

Architecture STRUCTURE of SHUFFLE is
Component MUX2-1
Port (E0, E1, sel : in bit ; Out : out bit) ;
End component;

```

```

Component REG
port ( D ; Hmaster : in std_logic ; Q:out std_logic);
End component;

```

Signal DA, DB, QA, QB : std_logic ;

```

Begin
Instance1: MUX2-1 (Din, QA, Sel, DB);
Instance2: MUX2-1 (QB, Din, Sel, DA);
Instance3: REG(DA, Hmaster, QA);
Instance4: REG(DB, Hmaster, QB);
Instance1: MUX2-1 (QA, QB, Sel, Dout);
End STRUCTURE,

```

Description du module LFSR

```

entity MODULE_LFSR is
port ( LFSR0_TAP0 :          in std_logic ;
      LFSR1_TAP0 :          in std_logic ;
      LFSR2_TAP0 :          in std_logic ;
      LFSR3_TAP0 :          in std_logic ;
      LFSR0_TAP1 :          in std_logic ;
      LFSR1_TAP1 :          in std_logic ;
      LFSR2_TAP1 :          in std_logic ;
      LFSR3_TAP1 :          in std_logic ;
      LFSR0_TAP2 :          in std_logic ;
      LFSR1_TAP2 :          in std_logic ;
      LFSR2_TAP 2:          in std_logic ;
      LFSR3_TAP2 :          in std_logic ;
      COMB_OUT:           out std_logic);
End MODULE_LFSR;

```

```

Architecture STRUCTURE of MODULE_LFSR is
Component SHUFFLE
Port (Din, S : in bit ; Dout : out bit) ;
End component;

```

```

Signal Dout1, Dout2, Dout3,Dout4: std_logic ;
Signal Din1 : std_logic ;
Begin
Din <= LFSR0_TAP0 XOR LFSR1_TAP0 XOR LFSR2_TAP0 XOR LFSR3_TAP0;
Instance1: SHUFFLE (Din1, LFSR0_TAP1, Dout1);
Instance2: SHUFFLE (Dout1, LFSR1_TAP1, Dout2);

```

```
Instance3: SHUFFLE (Dout2, LSFR2_TAP1, Dout3);  
Instance4: SHUFFLE (Dout3, LSFR3_TAP1, Dout4);  
COMB_OUT <= LSFR0_TAP2 XOR LSFR1_TAP2 XOR LSFR2_TAP2 XOR LSFR3_TAP2 XOR Dout4;  
End STRUCTURE,
```

On peut reprendre la même organisation en langage C en tenant compte des temps d'exécution des différentes procédures et de prendre comme période de l'horloge maître la durée la plus grande.

Documentation

Normes de télévision

Le système SECAM utilise une base de couleurs Y DR DB, détaillée ci-après :

- $Y = 0,30R + 0,59V + 0,11B$ (bande passante : 6 MHz)
- $C_R = -1,902.(R - Y)$ (bande passante : 1,2 MHz)
- $C_B = 1,505.(B - Y)$ (bande passante : 1,2 MHz)

Le système SECAM adopte la transmission séquentielle de la chroma, ainsi une ligne transportera le ROUGE et la suivante le BLEU. Chaque composante de couleur possède sa fréquence porteuse :

$$Chroma(t) = \begin{cases} A \cos 2\pi \left[f_B + \Delta f_B \left(\int_0^t C_B dt \right) \right] \\ A \cos 2\pi \left[f_R + \Delta f_R \left(\int_0^t C_R dt \right) \right] \end{cases} \quad avec \begin{cases} f_B = 4,25 MHz \\ f_R = 4,406 MHz \end{cases}$$

En réception LL' (norme française), les canaux occupent un espace spectral de 8Mhz. Les porteuses **son** et **image** sont espacées de 6,5 MHz et sont modulées en amplitude. Les canaux TV utilisés sur le territoire Français permettent la diffusion des programmes de télévision codés SECAM, en Norme L en Métropole et en norme K1 dans les Territoires et Départements d'Outre-Mer. Le format géométrique de l'image est de 4/3.

Le balayage définit l'ordre de scrutation de l'ensemble des pixels constituant l'image. Il se fait en lignes de gauche à droite, la suite des lignes étant formée de haut en bas; l'origine est le coin supérieur gauche. Il est à remarquer que le signal issu de cette analyse peut être analogique dans le cas de l'analyse d'un milieu continu, la discrétisation n'étant réalisée que dans le sens vertical. Le nombre total de lignes est :

- 625 en norme CCIR
- 525 en norme NTSC

Sur ce nombre total, l'image réelle ne constitue qu'une portion réduite, le reste étant consacré au retour trame qui correspond à un temps libre nécessaire physiquement à certains équipements (tube cathodique T.V.) pour revenir en situation initiale de balayage. Le retour correspond à environ 45 lignes pour les deux standards. Le temps consacré à une ligne est de :

- 64 microsecondes en CCIR
- 63.556 microsecondes en NTSC

Bandes IV et V				
Canal	Porteuse Image (MHz)	Porteuse Son (MHz)		
		L,K1	G,H	I
37	599,25	605,75	604,75	605,25
38	607,25	613,75	612,75	613,25
39	615,25	621,75	620,75	621,25
40	623,25	629,75	628,75	629,25
41	631,25	637,75	636,75	637,25
42	639,25	645,75	644,75	645,25
43	647,25	653,75	652,75	653,25
44	655,25	661,75	660,75	661,25
45	663,25	669,75	668,75	669,25
46	671,25	677,75	676,75	677,25
47	679,25	685,75	684,75	685,25
48	687,25	693,75	692,75	693,25
49	695,25	701,75	700,75	701,25

Données complémentaires sur le cristal liquide

Ces informations sont extraites de données du constructeur et fournissent des informations sur le comportement dynamique d'un cristal liquide de type Super Twisted Nematic.

Pour tracer ce cycle on suppose le cristal liquide chargé attaqué par une source de tension dont la résistance de Thévenin est de 1Ω .

Le cristal liquide considéré a les caractéristiques physiques suivantes :

- Surface de $100\ \mu\text{m}^2$
- Épaisseur $5\ \mu\text{m}$
- Permittivité électrique relative $\epsilon_r=15$

On supposera le cristal liquide fonctionnant comme un condensateur plan en première approximation.

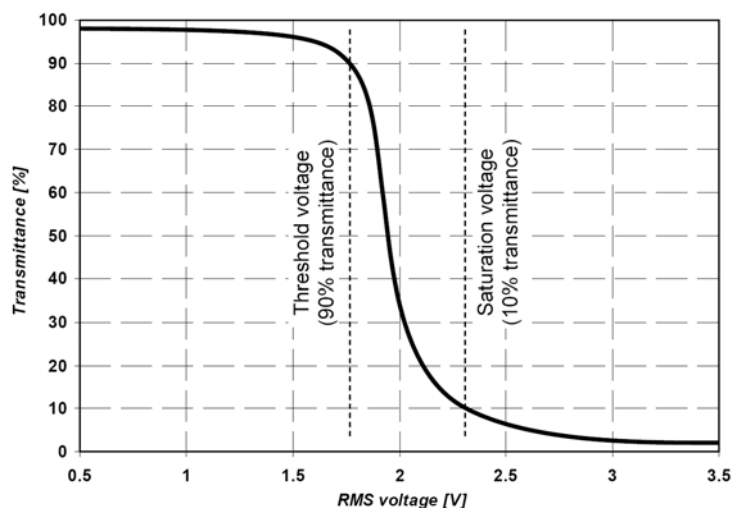
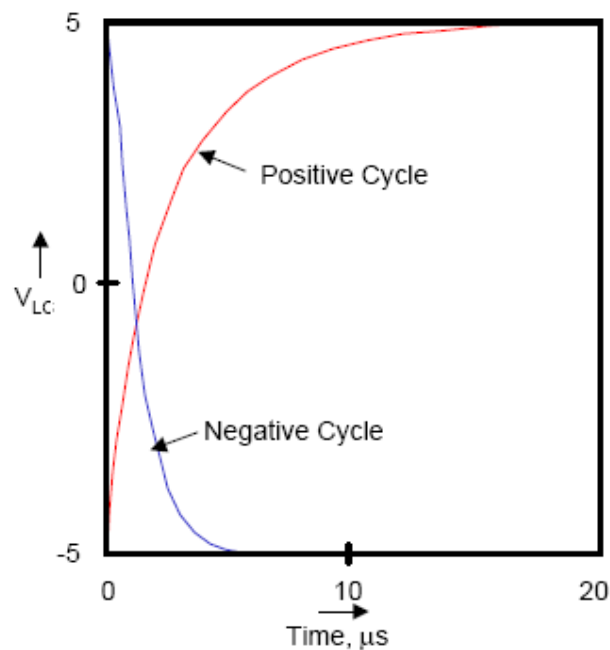


Figure 2. Example of TN LCD Cell Transmittance Characteristics

An example of the TN LCD cell optical characteristics can be seen in Figure 2. The goal of the drive scheme is to keep the RMS voltage on invisible segments (V_{OFFRMS}) below the threshold voltage (V_T) and the RMS voltage on the visible segments (V_{ONRMS}) above the saturation voltage (V_S).

2.5 Voltage Waveforms for Driving LCDs

2.5.1 Statically Driven LCDs

There is nothing static about the waveforms required to drive the LCD, even though this type is called “statically driven”. This is because the LCD requires a pure AC voltage waveform to be applied to the electrodes to prevent damage caused by the impurity ion migration. Waveforms needed to drive this type of display are shown in Figure 5.

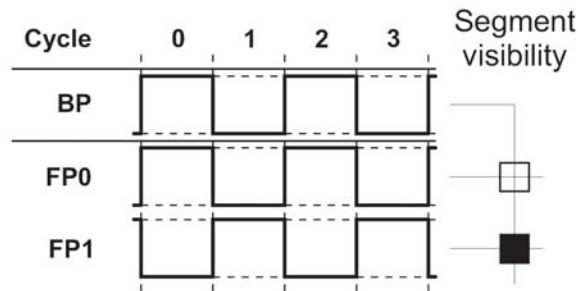


Figure 5. Waveforms for Statically Driven LCDs

When the same AC waveform is connected to both the backplane electrode and a frontplane electrode, the particular segment will be invisible, as there is no voltage across the cell. The frontplane electrodes connected to segments that should be visible receive the waveform shifted by 180 degrees.

The optimal frequency of the driving waveforms are usually specified by the LCD manufacturer. The LCD represents a capacitive load and, therefore, the current flowing through the cell rises with the waveform frequency. Therefore, the goal is to drive the display at the lowest possible frequency without affecting its optical parameters and long term reliability. The minimum frequency is around 30 Hz for most LCDs.

2.5.2 Dynamically Driven LCDs

The fact that the segments are organized into a matrix with multiple frontplane electrodes connected to a single pin makes the situation more complicated. For example, when displaying the digit “4” on the LCD shown in Figure 4, one of the FP_1 segments must be visible and the other one must be invisible. Therefore, it is necessary to create a voltage greater than V_S between FP_1 and BP_2 , while keeping the voltage between FP_1 and BP_1 below V_T .

How the waveforms must look to achieve this is far from obvious. However, it is quite clear that the waveforms must have more than two discrete voltage levels. All manufacturers of LCDs and LCD drivers use the same or very similar terms to describe the properties of the waveforms. We will discuss these terms first.

The process of refreshing an LCD with n backplanes and m frontplanes is similar to the aforementioned keyboard operation. The driver will select one particular backplane BP_x (corresponding to a column on a keyboard) and drive the appropriate voltage levels to all frontplanes FP_1 – FP_m (corresponding to keyboard rows). The remaining backplanes (BP_1 – BP_{x-1} , BP_{x+1} – BP_n) are driven to a non-selected voltage level. This process is then repeated for all backplane electrodes of the display. Therefore, the full refresh cycle of the display will have n phases, one for each backplane electrode. The cells corresponding to the visible segments are driven to the “active” voltage level only in one (selected) phase of the refresh cycle and to an “inactive” voltage level in the remaining (non-selected) phases. This is why the number of phases of the refresh cycle (which equals to the number of backplane electrodes) is typically expressed as a **duty ratio** $1/n$.

The requirement that the LCD cells must be driven with a pure AC voltage is resolved by inverting the voltages in every other refresh cycle.

The voltage across an LCD cell during one of the inactive phases depends on how many discrete voltage levels the display driver uses. The voltage across the LCD cell during the inactive phases is usually expressed as a fraction of the supply voltage of the driving device and is called a **bias** (b). The number of discrete voltage levels used by the driver is normally equal to $b+1$. LCD manufacturers typically use the reciprocal of b and call it the bias ratio ($1/b$).

In this terminology, the waveforms in Figure 5 have a 1/1 duty ratio (because there is only one phase in every refresh cycle) and a 1/1 bias ratio (as there are two voltage levels used). Specifying the bias ratio does not make much practical sense, as there are no inactive phases in the refresh cycle. Note that the cell voltages are reversed in the odd and even refresh cycles.

The duty and bias parameters are properties of the driving waveforms. Each type of LCD display has its own optimal waveform parameters associated with it, but this does not mean that waveforms with different parameters would fail to work. The subject of the suitability of different waveforms for driving different types of LCDs is discussed in Section 2.7.

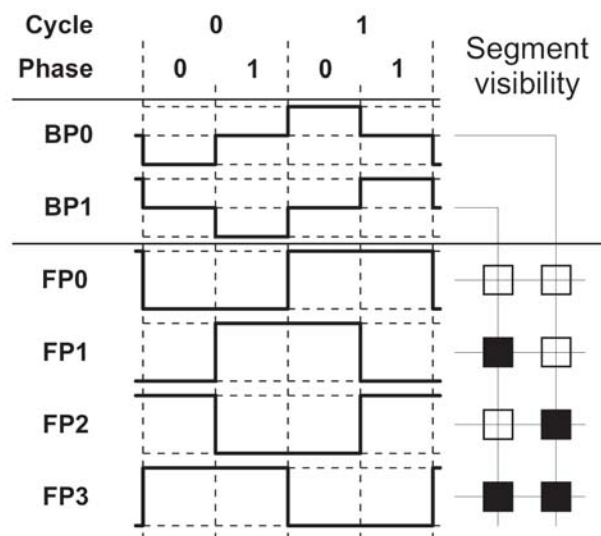


Figure 6. Waveforms for Dynamically Driven LCDs with 1/2 Duty and 1/2 Bias Ratios

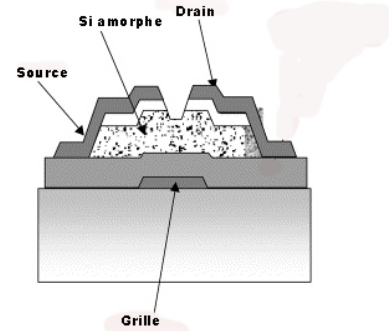
It is possible to derive multiple different driving waveforms, which are equally good at driving the display. The waveforms presented in this application note represent a few of the many examples.

Figure 6 shows waveforms with 1/2 duty and 1/2 bias ratios. There are two backplane electrodes and each refresh cycle has two phases. The backplane electrode BP_0 has a “selected phase” in phase 0 and a “non-selected phase” in phase 1 (i.e. the duty ratio of 1/2). The voltage across the BP_0 - FP_x cells in the non-selected phase 1 is equal to 1/2 of the supply voltage; hence, the bias ratio of 1/2.

Caractéristique d'un transistor TFT en silicium amorphe

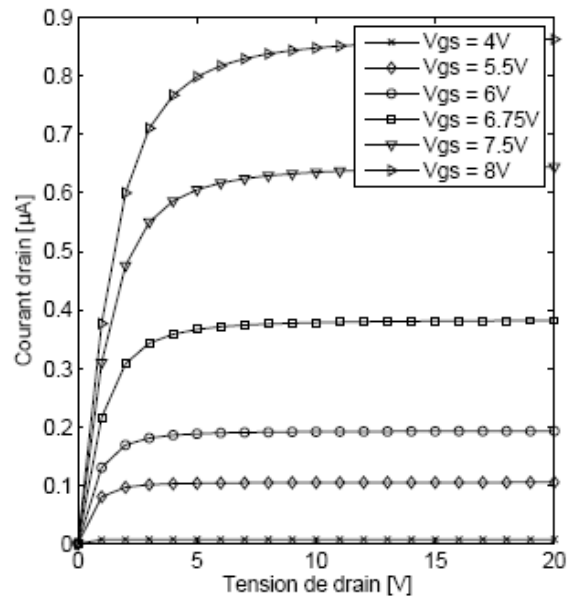
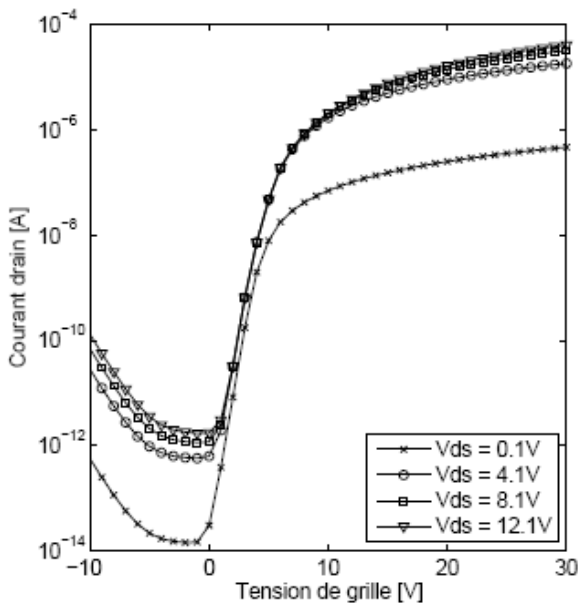
Le transistor en couches minces (ou « Thin Film Transistor ») est modélisé dans une première approche par un condensateur métal/diélectrique/semi-conducteur aux bornes duquel est appliquée une tension à travers le contact de grille. Selon la polarisation, on crée une zone d'accumulation, d'inversion ou de déplétion. Le courant est collecté en appliquant une tension entre deux contacts métalliques appelés source et drain.

Lorsque l'on applique une tension au niveau de la grille, on accumule des électrons ou des trous à l'interface avec le diélectrique et on crée donc un canal conducteur. La concentration des porteurs accumulés varie de façon exponentielle en fonction de la différence d'énergie $E_C - E_F$ entre la bande de conduction et le niveau de Fermi. Pour cette raison, le canal effectif se trouve sur une longueur de quelques nanomètres seulement.



On peut donc voir un TFT comme une « porte » qui s'ouvrirait pour laisser passer le courant entre le drain et la source lorsque l'on applique une tension suffisante sur la grille.

Un transistor est donc caractérisé par sa tension de seuil : elle correspond à la valeur minimale de la tension de grille au-delà de laquelle le transistor commute et laisse passer le courant entre le drain et la source.

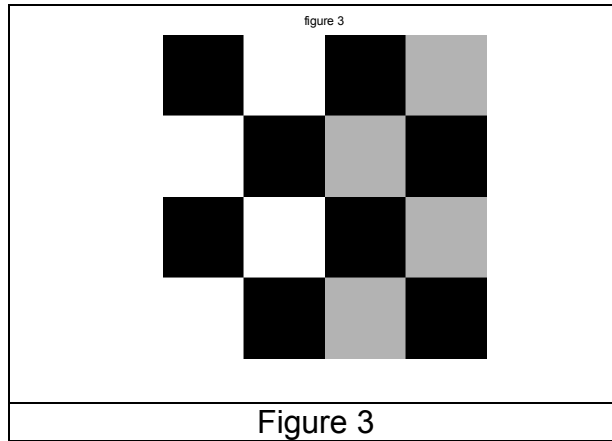
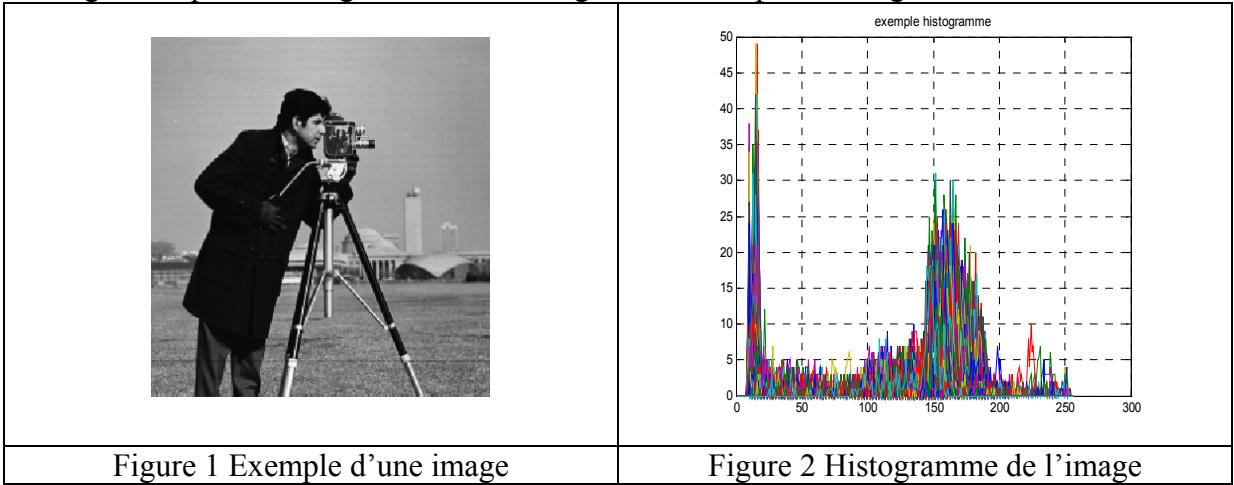


Paramètres	valeurs
Mobilité	$\mu_0 = 0,5 \text{ cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$
Tension de seuil	$V_{th} = 2\text{V}$
Capacité de surfacique grille	$C_i = 1 \text{ nf/cm}^2$

Documents relatifs à la partie V

Histogramme d'une image :

Une image est représentée figure 1 et son histogramme est représenté figure 2



0	0	0	0	128	128	128	128	0	0	0	0	90	90	90	90
0	0	0	0	128	128	128	128	0	0	0	0	90	90	90	90
0	0	0	0	128	128	128	128	0	0	0	0	90	90	90	90
0	0	0	0	128	128	128	128	0	0	0	0	90	90	90	90
128	128	128	128	0	0	0	0	90	90	90	90	0	0	0	0
128	128	128	128	0	0	0	0	90	90	90	90	0	0	0	0
128	128	128	128	0	0	0	0	90	90	90	90	0	0	0	0
128	128	128	128	0	0	0	0	90	90	90	90	0	0	0	0
0	0	0	0	128	128	128	128	0	0	0	0	90	90	90	90
0	0	0	0	128	128	128	128	0	0	0	0	90	90	90	90
0	0	0	0	128	128	128	128	0	0	0	0	90	90	90	90
0	0	0	0	128	128	128	128	0	0	0	0	90	90	90	90
128	128	128	128	0	0	0	0	90	90	90	90	0	0	0	0
128	128	128	128	0	0	0	0	90	90	90	90	0	0	0	0
128	128	128	128	0	0	0	0	90	90	90	90	0	0	0	0
128	128	128	128	0	0	0	0	90	90	90	90	0	0	0	0

Matrice M_1

Transformée de Fourier et transformée discrète d'un signal x(t)

Les signaux à traiter seront considérés déterministes, à énergie finie et avec une bande passante limitée, ils peuvent se présenter sous un format analogique ou numérique.

Le signal $x^*(t)$ est un signal discret issu d'un signal analogique $x(t)$. Il existe une transformée de

Fourier du signal $x(t)$ notée $\overline{X(f)}$: $\overline{X(f)} = \int_{-\infty}^{\infty} x(t).e^{-j2\pi f.t} dt$. Sa transformée de Fourier inverse :

$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \overline{X(f)}.e^{j2\pi f.t} df$$

Le signal $x(t)$ est échantillonné par un train d'impulsion de fréquence F_e noté $\delta_T(t)$

$$x^*(t) = x(t).\delta_T(t) \quad \text{avec} \quad \delta_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - n\Delta) \quad \text{Où} \quad \Delta = \frac{1}{F_e} \quad \text{et} \quad \delta(t) \quad \text{la distribution de Dirac.}$$

0	0	0	255	0	0	0	0	255	0	0	255	0	0	0	0
0	0	0	255	0	0	0	0	255	0	0	255	0	0	0	0
0	0	0	255	0	0	0	0	255	0	0	255	0	0	0	0
255	255	255	255	0	0	0	0	255	255	255	255	0	0	0	255
0	0	0	0	255	255	255	255	0	0	0	0	255	255	255	0
0	0	0	0	255	0	0	255	0	0	0	0	255	0	0	0
0	0	0	0	255	0	0	255	0	0	0	0	255	0	0	0
0	0	0	0	255	255	255	255	0	0	0	0	255	255	255	0
255	255	255	255	0	0	0	0	255	255	255	255	0	0	0	255
0	0	0	255	0	0	0	0	255	0	0	255	0	0	0	0
0	0	0	255	0	0	0	0	255	0	0	255	0	0	0	0
255	255	255	255	0	0	0	0	255	255	255	255	0	0	0	255
0	0	0	0	255	255	255	255	0	0	0	0	255	255	255	0
0	0	0	0	255	0	0	255	0	0	0	0	255	0	0	0
0	0	0	0	255	0	0	255	0	0	0	0	255	0	0	0
0	0	0	0	255	0	0	255	0	0	0	0	255	0	0	0

Matrice [S]

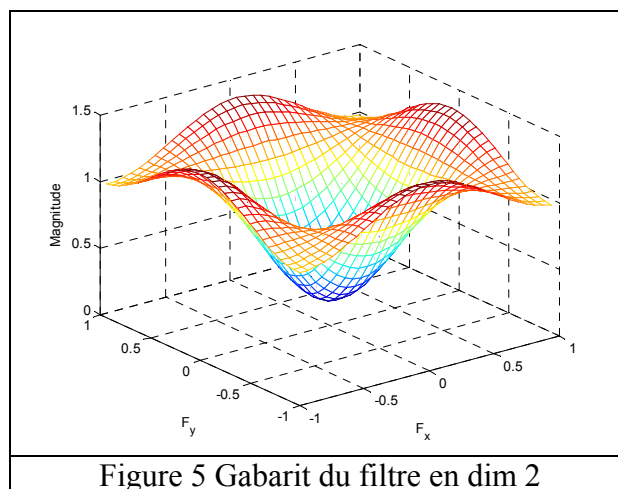
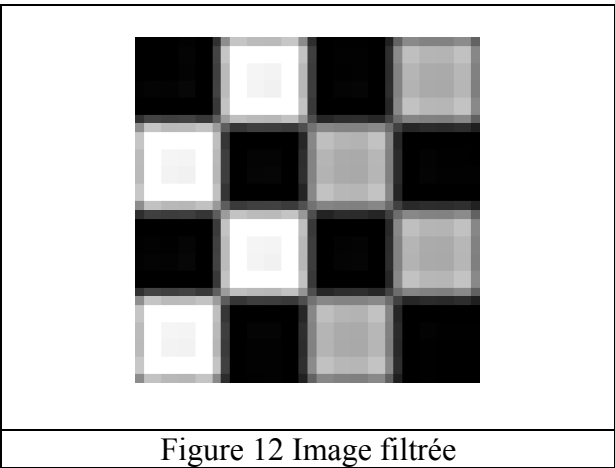
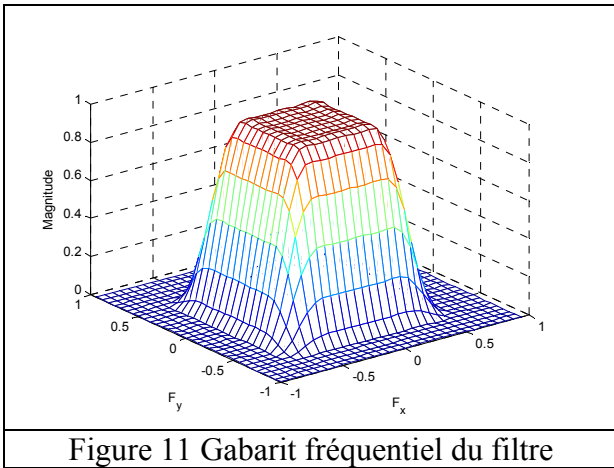


Figure 5 Gabarit du filtre en dim 2

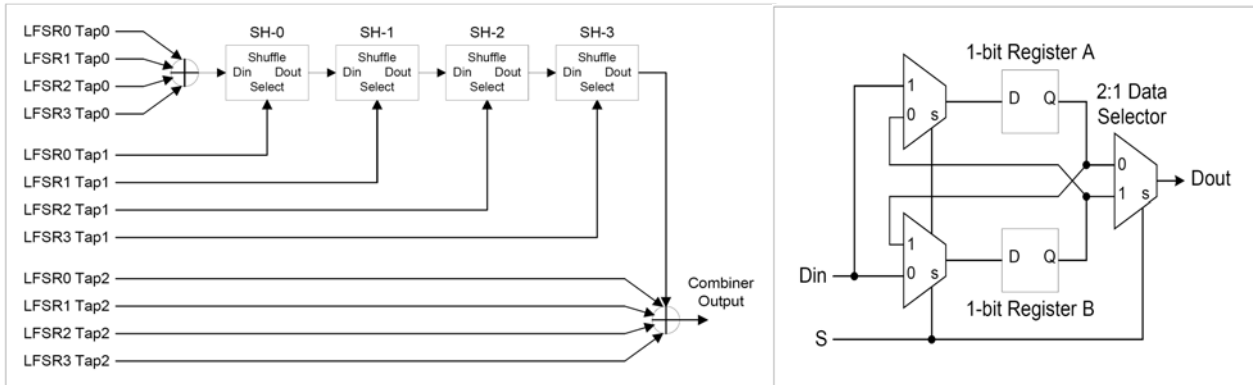


0	0	0	0	128	128	128	128	0	0	0	0	90	90	90	90
0	0	0	0	128	128	128	128	0	0	0	0	90	90	90	90
0	0	0	0	128	128	128	128	0	0	0	0	90	90	90	90
0	0	0	0	128	128	128	128	0	0	0	0	90	90	90	90
128	128	128	128	0	0	0	0	90	90	90	90	0	0	0	0
128	128	128	128	0	0	0	0	90	90	90	90	0	0	0	0
128	128	128	128	0	0	0	0	90	90	90	90	0	0	0	0
128	128	128	128	0	0	0	0	90	90	90	90	0	0	0	0
0	0	0	0	128	128	128	128	0	0	0	0	90	90	90	90
0	0	0	0	128	128	128	128	0	0	0	0	90	255	90	90
0	0	0	0	128	128	128	128	0	0	0	0	90	90	90	90
0	0	0	0	128	128	128	128	0	0	0	0	90	90	90	90
128	128	128	128	0	0	0	0	90	90	90	90	0	0	0	0
128	128	128	128	0	0	0	0	90	90	90	90	0	0	0	0
128	128	128	128	0	0	0	0	90	90	90	90	0	0	0	0
128	128	128	128	0	0	0	0	90	90	90	90	0	0	0	0

Matrice M_2

LFSR	Polynôme	Combining Function Taps		
		0	1	2
3	$x^{17} + x^{15} + x^{11} + x^5 + 1$	5	11	16
2	$x^{16} + x^{15} + x^{12} + x^8 + x^7 + x^5 + 1$	5	9	15
1	$x^{14} + x^{11} + x^{10} + x^7 + x^6 + x^4 + 1$	4	8	13
0	$x^{13} + x^{11} + x^9 + x^5 + 1$	3	7	12

	Bit Field	Initial Value
LFSR3	[16]	Complement of input bit 47
	[15:0]	Inputs bits [55 :44]
LFSR2	[15]	Complement of input bit 32
	[14:0]	Inputs bits [39:25]
LFSR1	[13]	Complement of input bit 18
	[12:0]	Inputs bits [24:12]
LFSR0	[12]	Complement of input bit 6
	[11:0]	Inputs bits [11:0]
Shuffle Network	Register A	0
	Register B	1



Module LFSR

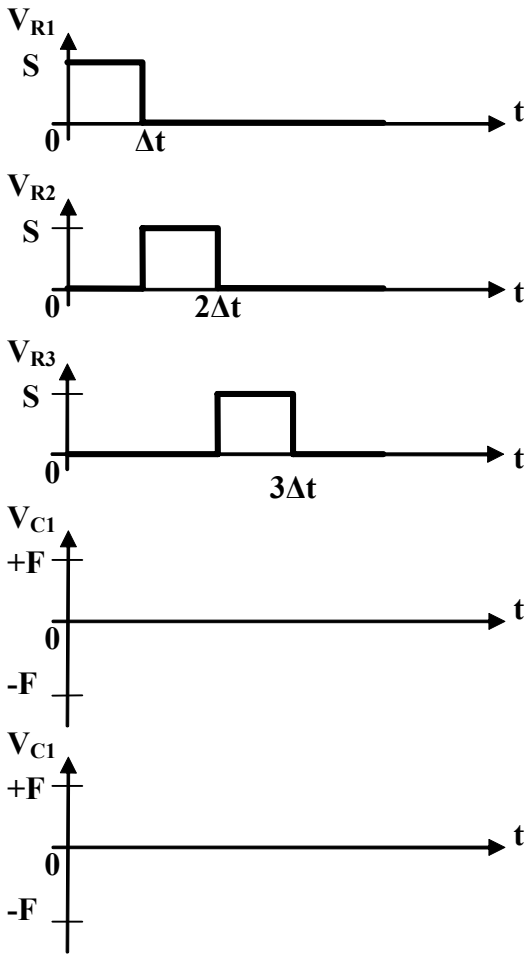
Shuffle

Input bit	b55	b54	b53	b52	b51	b50	b49	b48
	1	0	0	1	1	1	1	0
	b47	b46	b45	b44	b43	b42	b41	b40
	1	1	0	0	0	1	1	1
	b39	b38	b37	b36	b35	b34	b33	b32
	1	1	0	0	0	1	1	0
	b31	b30	b29	b28	b27	b26	b25	b24
	1	0	0	1	0	1	0	1
	b23	b22	b21	b20	b19	b18	b17	b16
	0	0	0	1	1	1	1	1
	b15	b14	b13	b12	b11	b10	b9	b8
	1	1	1	0	0	0	0	0
	b7	b6	b5	b4	b3	b2	b1	b0
1	0	1	1	0	0	1	0	

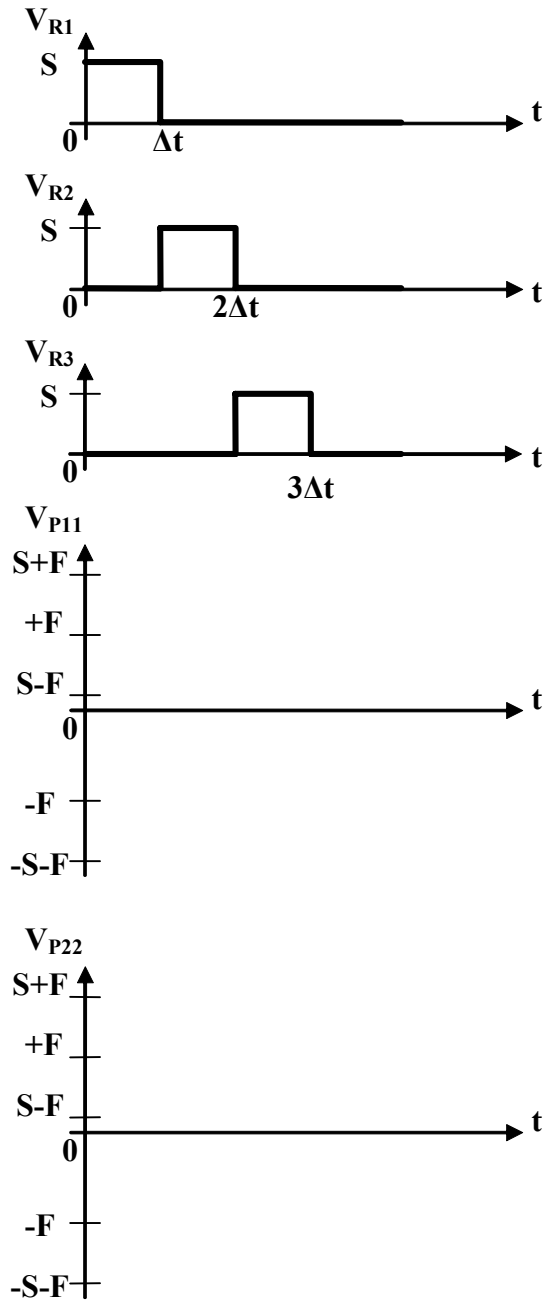
Documents

réponses

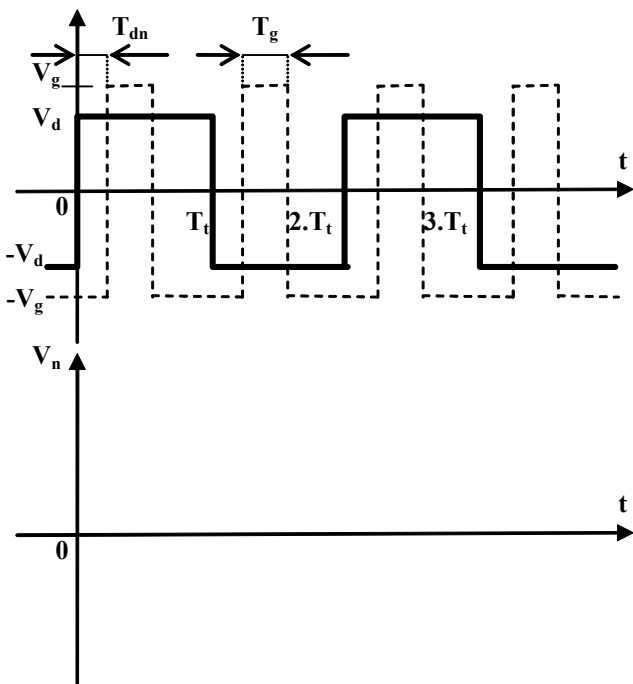
QII.1.3



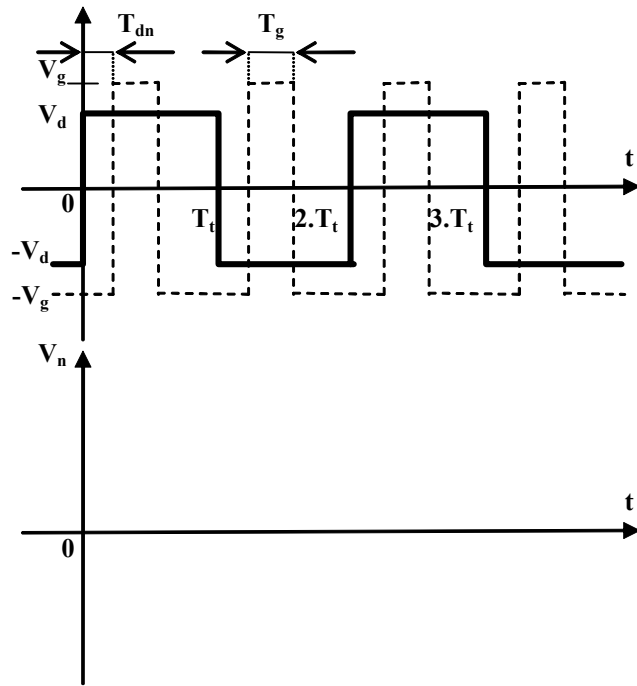
QII.1.6



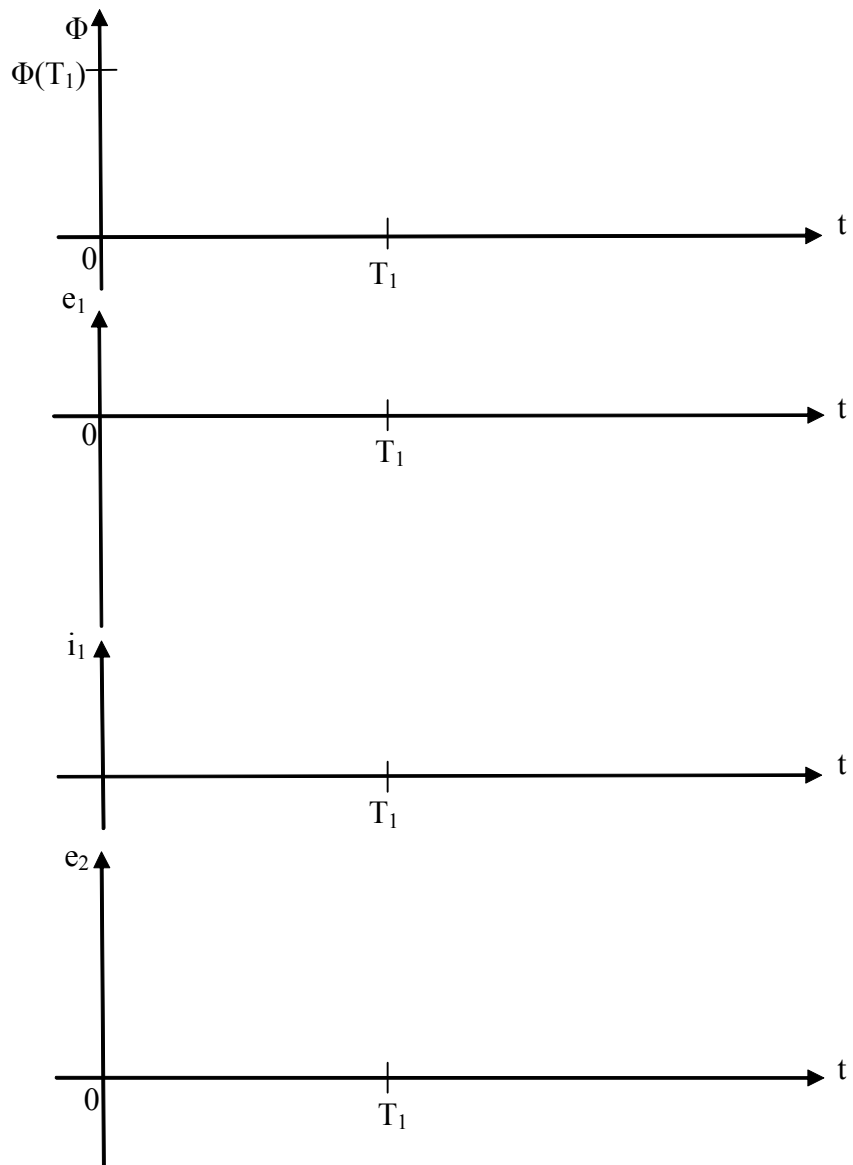
QIII.1.9



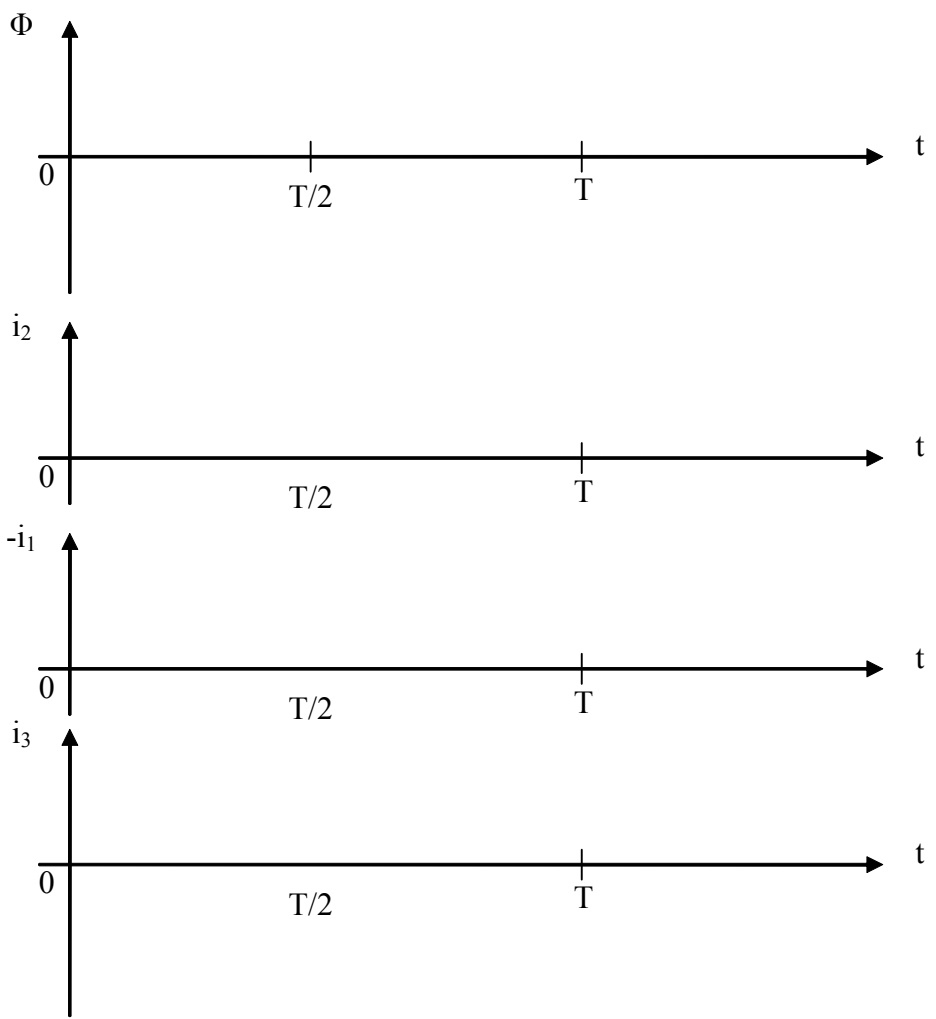
QIII.3.5



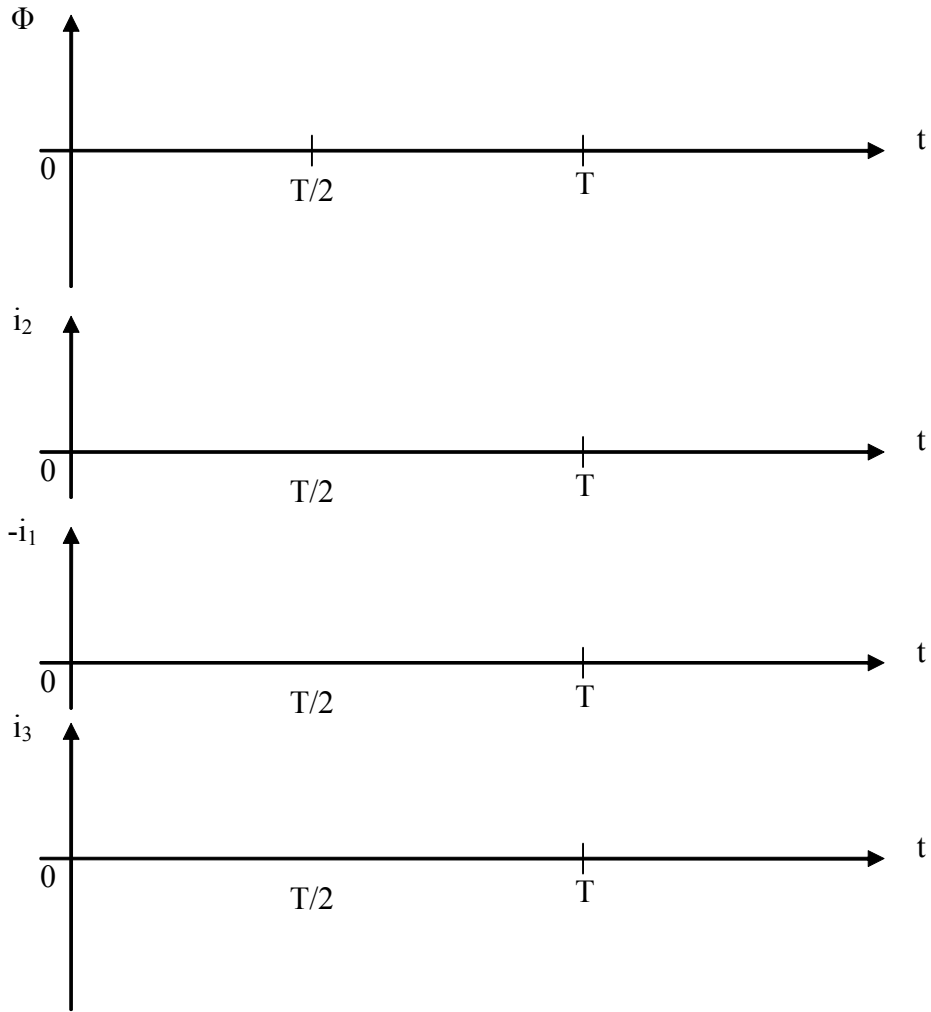
QIV.1.6



QIV.2.4



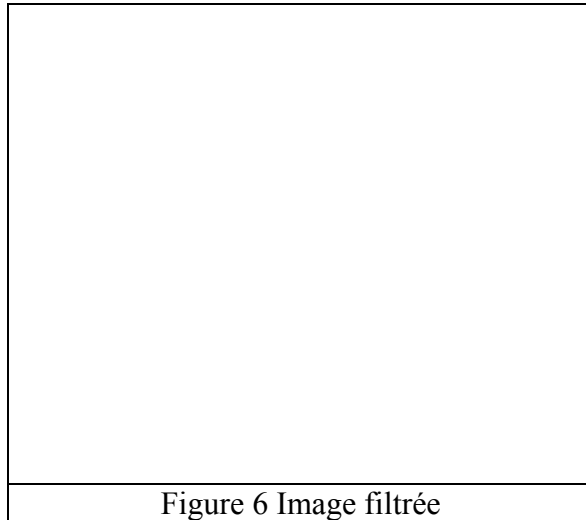
QIV.2.7



QV.1.2

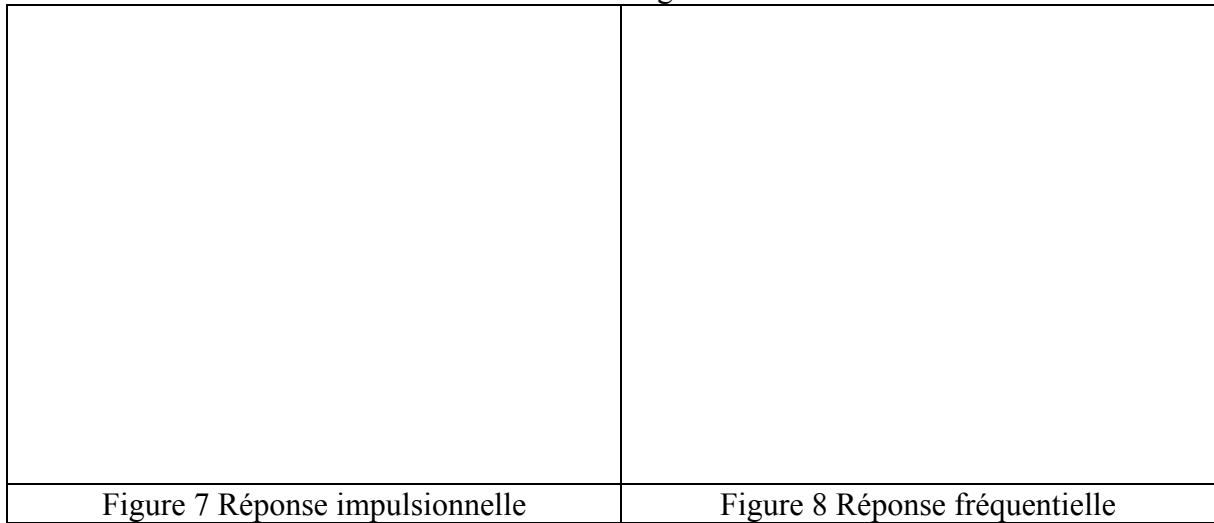
<p style="text-align: center;">figure 3</p> <p>The grid consists of 16 squares arranged in 4 rows and 4 columns. The pattern is as follows: Row 1: Black, Black, Gray, Black Row 2: Black, White, Black, Gray Row 3: Black, Black, Gray, Black Row 4: Black, Gray, Black, Black</p>	
<p>Figure 3</p>	<p>Histogramme</p>

QV.1.6



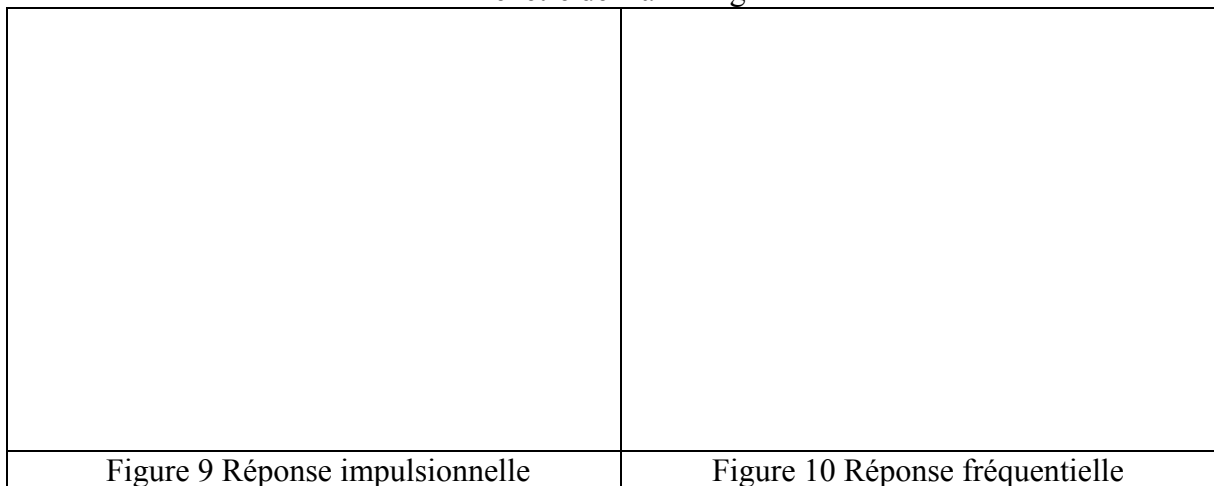
QV.1.7 & QV.1.8

Fenêtre rectangulaire



QV.1.9 & QV.1.10

Fenêtre de Hamming



QV.1.14 & QV.1.16

Figure 13 Réponse impulsionnelle	Figure 14 Réponse fréquentielle

QV.2.3

H	b12	b11	b10	b9	b8	b7	b6	b5	b4	b3	b2	b1	b0
int													
↑													
↑													
↑													
↑													
↑													
↑													
↑													
↑													
↑													
↑													
↑													
↑													
↑													
↑													

QV.2.5

On supposera que LFSR1,2,3 Tap0,1,2 = 0

On appellera DA, DB l'entrée des registres A et B ; et QA, QB leurs sorties

H	LFSR0 TAP1	LFSR0 TAP0	DA	QA	DB	QB	DOUT	LFSR0 TAP2	Combiner Output
Int									
↑									
↑									
↑									
↑									
↑									
↑									
↑									
↑									
↑									
↑									
↑									
↑									
↑									
↑									