

Télévision

Signal vidéo

(Version 1.00 octobre 98)

Jacques Weiss, Supélec, Campus de Rennes

1 Rappels d'électronique numérique	3
1.1 Échantillonnage	4
1.2 Quantification	6
2 Images de télévision	7
2.1 Définition géométrique de l'image.....	8
2.1.1 Géométrie de l'image, Valeurs caractéristiques	8
2.1.2 Définition efficace verticale ; Facteur de Kell.....	10
2.1.3 Définition horizontale ; bande vidéofréquence.....	12
2.2 Cadencement des images	13
2.3 Caractéristiques des images de télévision	14
2.4 Analyse spectrale	16
2.5 Défauts générés.....	18
8.1 Papillotement large-surface	18
8.2 Tremblement inter-lignes	18
8.3 Croisement des lignes	19
8.4 Visibilité des lignes	19
3 Signal Vidéo	20
3.1 Signal vidéo monochrome	20
3.2 Signal vidéo composite (couleur)	21
4 Standards de télévision couleur.....	23
4.1 NTSC (National Television Systems Committee).....	23
4.1.1 Base de couleurs.....	23
4.1.2 Transport de la couleur.....	24
4.1.3 Choix de la fréquence de la sous porteuse.....	25
4.1.4 Démodulation	26
4.1.5 Schéma d'un récepteur NTSC	28
4.1.6 Performances	28
4.2 PAL (Phase Alternate Line)	28
4.2.1 Base de couleurs.....	29
4.2.2 Transport de la couleur.....	29
4.2.3 Choix de la fréquence de la sous porteuse.....	29
4.2.4 Démodulation	30
4.2.5 Schéma d'un récepteur PAL.....	31
4.2.6 Performances PAL	31
4.3 SECAM (Séquentiel à mémoire).....	32
4.3.1 Base de couleurs.....	32
4.3.2 Transport de la couleur.....	32
4.3.3 Démodulation SECAM	33
4.3.3 Schéma d'un récepteur SECAM.....	34
4.3.4 Performances SECAM	34
4.4 MESECAM.....	35
5 Conversion de standards (525 lignes – 625 lignes)	35

1 Rappels d'électronique numérique

La numérisation d'un signal analogique se traduit par un changement de représentation de ce signal depuis un espace à N dimensions continument variable selon ses axes vers un espace de même dimension qui n'est continu selon aucun de ses axes.

En théorie, le signal, d'origine physique, est assimilable à une suite infiniment grande de points pouvant prendre une infinité de valeurs ; en réalité, la notion d'infini peut être ramenée à des notions plus perceptibles telles que la résolution ; elle correspond à la plus petite variation du signal selon chacune des N dimensions de son espace d'origine perçue par le destinataire de l'information.

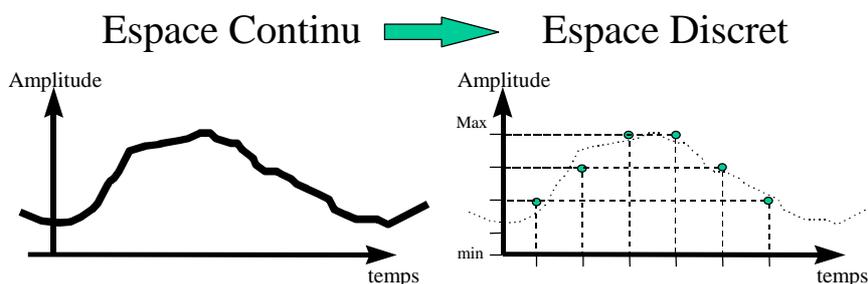


Fig. 1.1 : Numérisation d'un signal

On peut alors considérer différemment les opérations de numérisation suivant les caractéristiques des axes traités :

1 Le signal occupe, suivant l'axe, un espace borné : Quantification

Ce changement d'espace, rencontré dans la quantification d'un signal (axe des amplitudes), est analogue à une modulation, il donne certaines propriétés au nouveau signal dont la plus connue est la représentation par une suite numérique interprétable par un ordinateur. La plus petite variation perçue déterminera le quantum de représentation de l'information ; ce quantum peut être interprété comme la limite en dessous de laquelle toute information supplémentaire n'est pas perceptible, et est donc inutile.

2 Le signal occupe, suivant l'axe, un espace infini : Échantillonnage

Ce changement d'espace n'est rencontré que suivant l'axe temporel, seul axe physique à ne pas être borné, on réalise donc un échantillonnage (ou une discrétisation) correspondant à l'analyse du signal à certains instants ; on considère alors le plus petit intervalle de temps tel qu'une variation maximale du signal soit correctement représentée dans l'espace de destination. Cette quantité correspond en fait à la bande passante du signal à numériser et est régie par le théorème de *Shannon*, également connu comme le théorème de l'échantillonnage sur lequel nous reviendrons dans le courant de ce chapitre.

Afin de bien appréhender les 2 opérations élémentaires de la numérisation du signal analogique que sont l'échantillonnage et la quantification, nous les étudierons séparément pour bien mettre en évidence l'incidence de leur utilisation sur le signal.

La définition de tout traitement effectué sur un signal doit passer par la prise en compte des caractéristiques et des performances de l'organe de destination ; on peut illustrer cela par 2 exemples touchant à l'image :

Traitement d'images (reconnaissance de formes, segmentation) :

La numérisation du signal doit permettre à un ordinateur d'extraire les informations suffisantes pour appliquer correctement l'algorithme considéré ; le premier traitement à effectuer consiste alors à éliminer les artefacts générés par la numérisation par filtre numérique (passe-bas) ; dans ce cas, on pourra évaluer concrètement les distorsions et bruits apportés la numérisation.

Télévision (et autres systèmes audiovisuels)

L'influence de la numérisation sur le signal est alors jugée par un observateur, lequel possède des caractéristiques de perception subjectives ; dans ce cas, la numérisation ne doit pas générer, dans la mesure du possible, de défaut perceptible par l'observateur. Il faut garder à l'esprit que la perception humaine des phénomènes physiques reste analogique et donc que le résultat de tous les traitements appliqués au signal n'ont de sens que si l'on sait revenir dans l'espace d'origine, celui qui nous est perceptible.

1.1 Échantillonnage

La technique de l'échantillonnage consiste à prélever pendant un temps très court la portion correspondante du signal à numériser ; l'opération est réalisée, généralement suivant une échelle régulière suivant l'axe de temps, avec une période de répétition de T_e . Soit les notations suivantes :

$s(t)$: signal analogique

$s^*(t)$: signal échantillonné

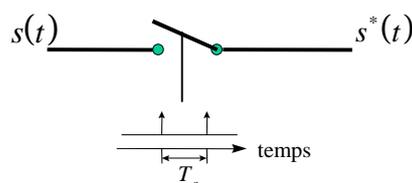


Fig. 1.2 : Échantillonnage d'un signal

L'opération d'échantillonnage ainsi réalisée correspond à la convolution de $s(t)$ avec $e(t)$ (fonction d'échantillonnage), ce qui est exprimé par la formule suivante :

$$s^*(t) = s(t) \cdot e(t) \quad \text{avec} \quad e(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(nT_e) : \text{fonction d'échantillonnage (distribution de Dirac)}$$

Il en découle la relation suivante entre les transformées de *Fourier* de chacun des signaux élémentaires, donnant le spectre du signal échantillonné :

$$S^*(f) = S(f) * E(f) = \frac{1}{T_e} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} S\left(f - \frac{n}{T_e}\right)$$

L'allure du spectre est donnée par la figure 1.3, cela correspond à la duplication du spectre du signal d'origine sur tous les harmoniques de la fréquence d'échantillonnage ; on retrouve donc le spectre dit de base (celui du signal d'origine) entouré de spectres "images" que l'on appellera "spectres parasites" pour éviter toute confusion avec l'image (celle que l'on observe sur un écran !).

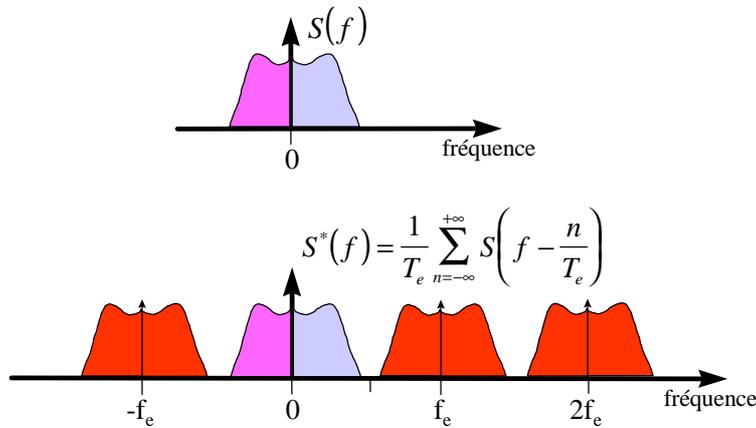


Fig. 1.3 : Spectres des signaux analogique ($S(f)$) et échantillonné ($S^*(f)$)

L'analyse de l'échantillonnage qui vient d'être faite est purement théorique car il n'est pas physiquement possible de réaliser la fonction *dirac*. Le propos de ce document n'est pas d'analyser l'échantillonnage sous toutes ses formes, aussi nous nous contenterons seulement d'analyser un cas extrême. Supposons que la fonction d'échantillonnage soit un échelon (à la place d'un *dirac*, cela veut dire que, pendant toute la période d'échantillonnage, on maintient (bloque) le signal de sortie ; le spectre du signal bloqué est alors illustré par la figure 1.4 ; il ressort que les raies parasites sont atténuées par la fonction $\frac{\sin \pi f T_e}{\pi f T_e}$, ce qui est plutôt intéressant mais il s'avère que le spectre de base subit également une légère atténuation par la même fonction, ce qui peut être gênant.

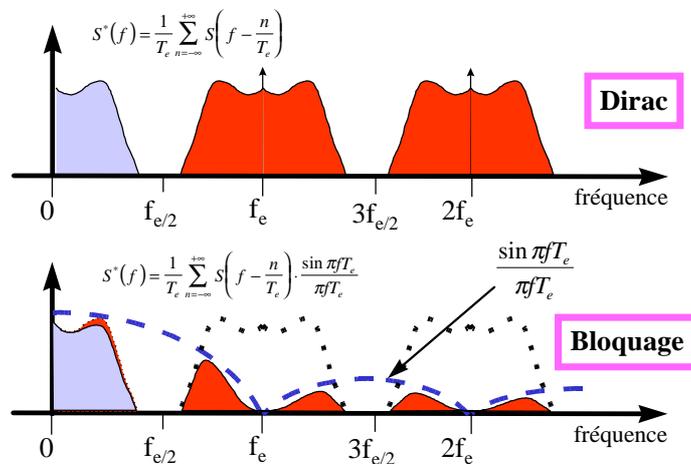


Fig. 1.4 : Spectres issus de l'échantillonnage (dirac) et du blocage

Une des spécifications de l'échantillonnage est de permettre, après traitement, de restituer le signal d'origine sans altérations ; le blocage induit un phénomène de filtrage passe-bas mais n'apporte pas de distorsions. Par contre, si le spectre de base du signal d'origine présente des composantes spectrales au-delà de $f_e/2$, l'échantillonnage, par le jeu des spectres parasites, va les ramener vers les basses fréquences symétriquement à $f_e/2$; on aura alors distorsion par repliement de spectre, altération impossible à corriger par traitement ; dans ce cas, le théorème d'échantillonnage (ou théorème de *Shannon*) n'est pas respecté.

Supposons le signal correctement échantillonné. Pour le restituer, il faut éliminer, par filtrage passe-bas, les spectres parasites ; le filtre idéal est celui dont la réponse spectrale vaut 1 de $-f_e/2$ à $+f_e/2$, ce qui correspond à la transmittance :

$$h(t) = \frac{\sin(\pi t/T_e)}{\pi t/T_e}$$

La reconstruction du signal peut alors s'écrire : $s(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} s^*(nT_e) \frac{\sin \pi(t/T_e - n)}{\pi(t/T_e - n)}$

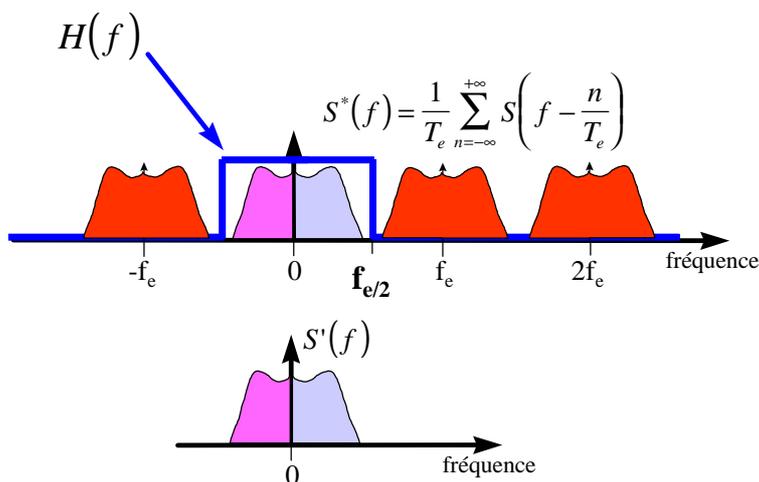


Fig. 1.5 : Reconstruction d'un signal échantillonné

1.2 Quantification

La quantification consiste à représenter la valeur instantanée d'un signal par un nombre sur une échelle possédant un nombre fini de valeurs ; le signal peut être continument variable (signal échantillonné, par exemple) ou un signal discret (déjà quantifié).

Cette opération consiste donc une approximation d'une valeur (ou d'un nombre) appartenant à un ensemble continu (ou non) borné, c'est à dire pouvant prendre une infinité (ou un grand nombre) de valeurs comprises entre un minimum et un maximum, par un nombre appartenant à un ensemble discret borné ne pouvant prendre qu'un nombre fini de valeurs.

La quantification d'un signal consiste à appliquer aux échantillons de $s(t)$ un traitement non-linéaire qui leur fait correspondre une valeur discrète $s_q(t)$; le signal quantifié $s_q(t)$ représente alors le signal $s(t)$ à l'erreur de quantification $e(t)$ près : $s(t) = s_q(t) + e(t)$; le signal $e(t)$ est assimilable à

du bruit rajouté au signal par l'opération de quantification, on parlera alors de bruit de quantification.

Le quantum entre 2 valeurs discrètes est appelé échelon de quantification (noté q), si celui-ci est constant (c'est très souvent le cas sauf en audio), le quantificateur est dit uniforme. Dans le cas d'une quantification uniforme binaire sur N bits d'un signal évoluant dans la plage $[A_{\min}; A_{\max}]$, le quantum q prend la valeur suivante : $q = \frac{(A_{\max} - A_{\min})}{2^N}$

En supposant le quantum relativement faible par rapport à la dynamique (plage de valeurs) du signal, on peut approximer le bruit de quantification (P_e) par la formule suivante :

$$P_e = \int_{-\tau/2}^{+\tau/2} e^2(t) \cdot dt = \frac{1}{\tau} \left(\frac{q}{\tau} \right)^2 \cdot \int_{-\tau/2}^{+\tau/2} t^2 \cdot dt = \frac{q^2}{12}$$

La répartition spectrale de ce bruit est uniforme dans la bande spectrale $[-f_e/2; +f_e/2]$; cette puissance doit être comparée à celle maximale (exploitation de toute la dynamique) du signal (P_{\max}) pour exprimer le rapport signal à bruit (S/B) engendré par la quantification :

$$P_{\max} = \frac{1}{2} \left(\frac{2^N q}{2} \right)^2 = 2^{2N-3} q^2$$

$$S/B = \frac{P_{\max}}{P_e} = \frac{12 \cdot 2^{2N-3} q^2}{q^2} = 12 \cdot 2^{2N-3} = \frac{3}{2} \cdot 2^{2N}$$

Soit, exprimé en décibels : $S/B_{(dB)} = 6,02 \cdot N + 1,76$

2 Images de télévision

La télévision consiste en une chaîne de traitement qui est composée de 2 parties : l'analyse et la synthèse ; l'analyse transfère l'espace objet (3D+t : tridimensionnel et mobile) sur un plan à deux dimensions spatiales et une dimension temporelle (2D+t). Le signal (électronique) résultant de l'analyse est alors transmis via un support qui peut être matériel (câble) ou non (faisceaux hertziens ou hyperfréquences). Le rôle de la synthèse est de restituer sur un plan des images (2D+t) reproduisant aussi fidèlement que possible le plan d'analyse ; la fidélité de la restitution est alors appréciée par l'observateur, lequel possède des caractéristiques de perception subjectives ; la synthèse est donc le traitement dual de l'analyse.

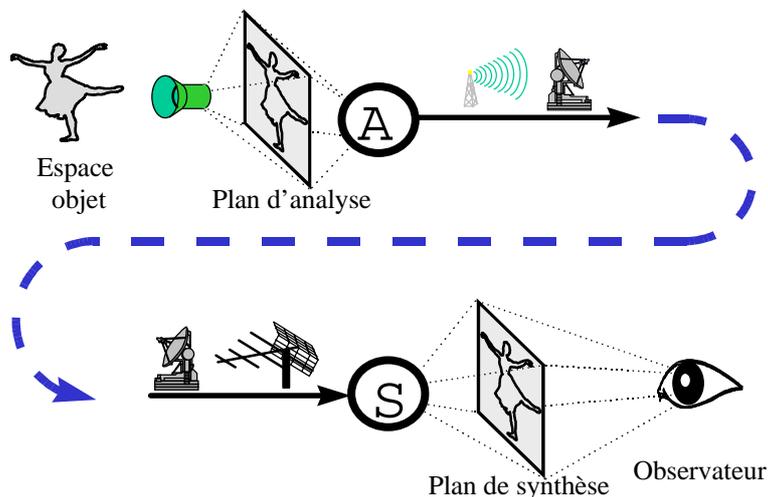


Fig. 2.1 : Chaîne de traitement de la télévision

La création du signal électrique, monodimensionnel par essence, impose au système de scruter le plan d'analyse (l'image) par balayage d'un point ; historiquement, ce balayage se fait en ligne, de la gauche vers la droite, les lignes étant analysées du haut vers le bas ; il s'agit donc d'un échantillonnage de l'image dans le sens vertical. La restitution du mouvement se fait également par échantillonnage des images suivant l'axe temporel.

2.1 Définition géométrique de l'image

2.1.1 Géométrie de l'image, Valeurs caractéristiques

1) L'image de télévision, formée à la synthèse par la modulation du spot balayant l'écran du tube image, est un rectangle de hauteur V et de largeur H ; le format de l'image est le rapport :

$$C = \frac{H}{V} \quad \begin{array}{l} \text{(Horizontal)} \\ \text{(Vertical)} \end{array}$$

La normalisation internationale définit les formats suivants :

$$C = 4/3 \quad \text{pour la télévision standard}$$

$$C = 16/9 \quad \text{pour le cinéma et la télévision du futur}$$

Notons que le format 4/3 a été défini, à l'origine, pour une utilisation optimale d'un tube à écran circulaire ; des expériences montrent que le spectateur a une impression de réalisme plus grande avec une image de format plus allongé, C prenant une valeur comprise entre 5/3 et 2. C'est ainsi que le CinémaScope, puis les nouveaux standards TV, ont adopté la valeur 16/9.

2) Du fait de contraintes liées aux tubes images à balayage (cadrage, synchronisation et retour du spot), l'image visible a une définition moindre que celle transmise ; soit D le nombre total de lignes dans la période d'image et D_v le nombre de lignes visibles ; pour la télévision, on a :

$$D_v = 0,922.D \quad (\text{par exemple : pour } D = 625, \text{ on obtient } D_v \sim 575)$$

3) Pour l'observateur, la visibilité de la structure des lignes horizontales dépend de l'angle sous lequel il sépare les lignes. La grandeur caractéristique est la distance relative d'observation (d_{ob}) de l'image, qui, par convention, est le rapport d/v : distance d'observation sur la hauteur de l'image.

Si α est l'angle (en minutes) sous lequel est vue la distance entre 2 lignes consécutives de l'image (entre axes), on a :

$$\frac{1}{\alpha} = 2,91 \cdot 10^{-4} \cdot d_{ob} \cdot D_v \quad (\text{mm})^{-1}$$

L'acuité visuelle de l'œil varie, approximativement de 0,7 (pour $\alpha = 1'5$) à 1 (pour $\alpha = 1'$), ce qui permet d'obtenir D_v en fonction de d_{ob} (figure 7.1).

Par ailleurs, des essais statiques ont montré que le téléspectateur a tendance à se placer à une distance comprise entre $d_{ob} = 6$ et $d_{ob} = 10$ avec les tubes images classiques (moins de 70 cm de diagonale), ce qui est en rapport avec la disposition naturelle d'une vision en famille (distance de 3 à 5 m du récepteur).

Par contre, dans les salles de cinéma, la distance la plus appréciée correspond à $d_{ob} = 2$ à 4, ce qui souligne l'impression favorable donnée par le grand angle de vision de l'écran.

Il y a une certaine corrélation entre la distance pratique d'observation et la finesse pratique de l'image ; des essais japonais sur une image à haute définition ($D = 1250$ lignes) ont donné des valeurs optimales pour d_{ob} comprises entre 2 et 3. On voit sur la figure 2.2 que le système à 625 lignes est un compromis acceptable bien qu'un peu faible et qu'une définition plus élevée favoriserait un certain rapprochement de l'écran pour le téléspectateur.

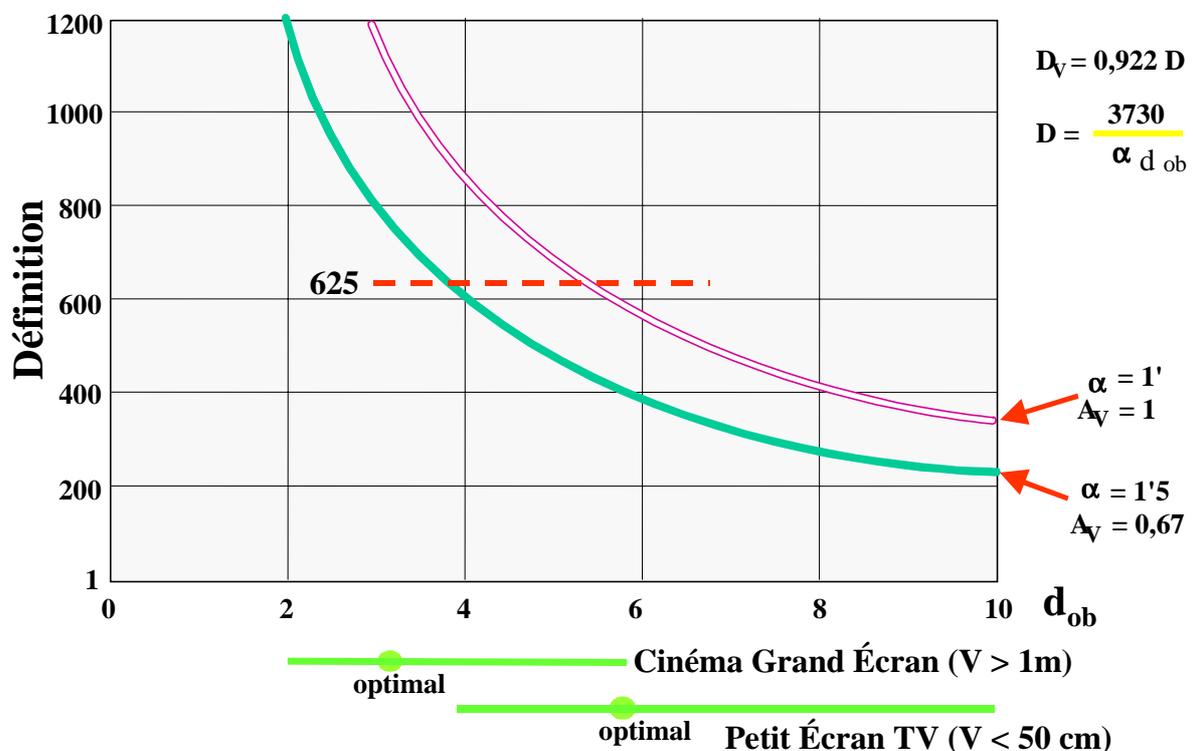


Fig. 2.2 : Relation entre définition et distance relative d'observation

2.1.2 Définition efficace verticale ; Facteur de Kell

Le spot d'analyse, comme le spot de synthèse, effectuée dans le sens vertical sur l'image une analyse discontinue du relief d'éclaircissement de l'image, c'est à dire un échantillonnage à la fréquence spatiale des lignes de balayage.

En admettant au mieux que les lignes d'analyse de l'image agissent d'une manière totalement indépendante les unes des autres, ce qui n'est pas toujours le cas en pratique, les variations d'éclaircissement de l'image sont échantillonnées à l'analyse et le spot de synthèse restitue une structure en impulsions dont les crêtes sont sensiblement relatives du relief de l'image.

Cette analyse du type échantillonnage possède les limites normales que lui assigne la théorie de l'information en ce qui concerne la restitution correcte des variations du signal analysé. En particulier, la fréquence spatiale du signal correctement restitué sera, au maximum, égale à $\frac{1}{2}$ de la fréquence de l'échantillonnage. Si ce n'est pas le cas, il y a mélange des spectres et effets de modulation parasites (moirages).

Cette limitation se vérifie aisément sur l'analyse d'une mire de Foucault horizontale lorsque le pas de la mire p_m est de l'ordre de grandeur du pas des lignes de balayage p_b .

La figure 2.3 montre les 2 situations extrêmes qui peuvent se produire lorsque $p_m = 2p_b$:

- Dans le 1^{er} cas, l'axe des spots d'analyse chevauche la transition noir-blanc des barres de la mire, le signal résultant sera donc uniforme (visualisation d'une plage unie et grise) ; la mire ne sera pas restituée.

- Dans le 2^{ème} cas, l'axe des spots d'analyse coïncide avec l'axe des barres de la mire, la mire est correctement restituée.

Ainsi, la restitution correcte de la mire de Foucault est une question de probabilité.

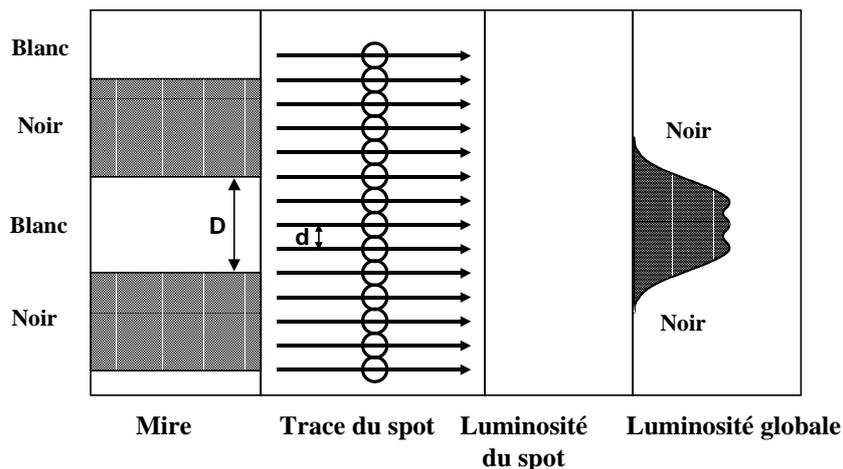


Fig. 2.3a : Effet d'échantillonnage à l'analyse d'une mire horizontale grossière

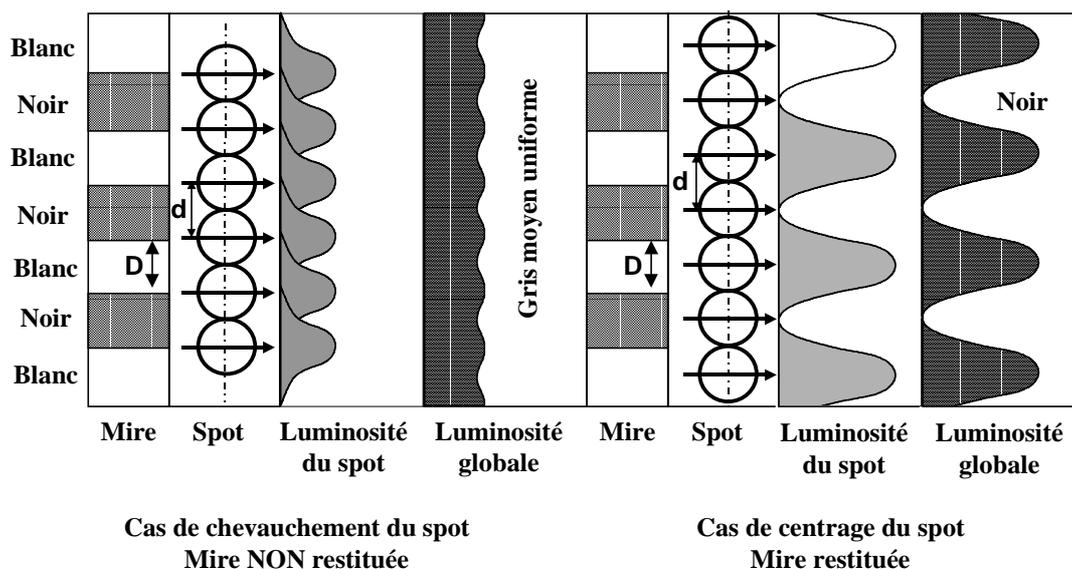


Fig. 2.3b : Effet d'échantillonnage à l'analyse d'une mire horizontale fine

Un examen similaire montrerait que lorsque $p_m = p_b$, la mire de Foucault ne peut jamais être restituée et que si $p_m = 4p_b$, la mire est toujours correctement restituée.

La situation variable due aux variations du rapport p_m/p_b peut être mise en évidence en analysant une mire en éventail ; la restitution donne un effet de moiré que la figure 2.4 reproduit, bien qu'une telle photographie ne restitue pas l'aspect dynamique du défaut (scintillement et papillotement dus à l'entrelacement de trames).

En considérant qu'un point d'image pour une mire de Foucault est une surface dont la largeur correspond à celle d'une bande (blanche ou noire), on voit que le point de l'image n'est pas sûrement restitué par le système lorsque la hauteur v est égale au pas p_b du balayage.

L'examen de la figure 7.3 montre que la figure de moiré présente des nœuds avec un effet particulièrement marqué pour $p_b/p_m = 0,67$.

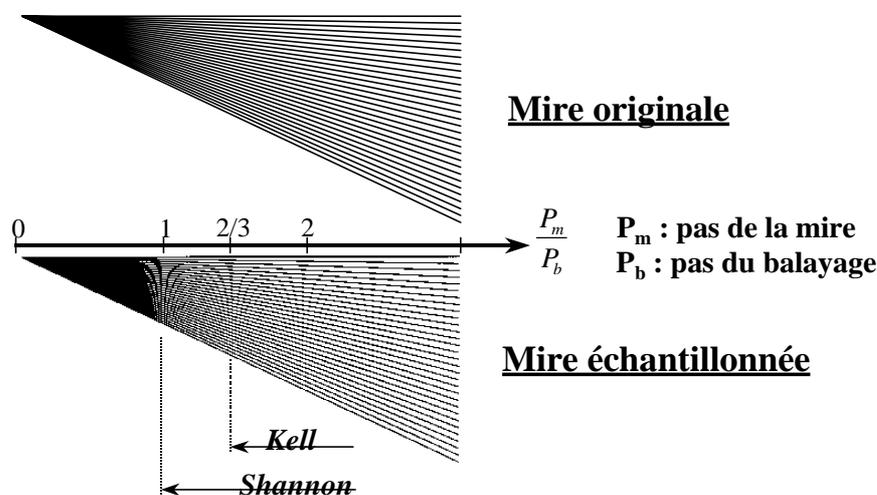


Fig. 2.4 : Restitution d'une mire en éventail

C'est pour des valeurs supérieures à cette valeur que se manifestent plus spécialement les phénomènes d'interférence ; il est à remarquer qu'un filtrage spatial qui aboutit à supprimer les composantes spatiales verticales élevées (produisant ces interférences) a pour conséquence de supprimer ces effets de repliement de spectre et d'améliorer la qualité de l'image.

On peut donc admettre, comme coefficient statistique, que la mire de Foucault limite pour être correctement restituée est telle que $p_m = 3p_b/2$ ou encore $p_m = Kp_b$ où K est un coefficient dit facteur de Kell.

La valeur de K a prêté à discussion et, en particulier, si la valeur de 0,67 est admise pour des images non-entrelacées, les défauts de papillotement de lignes dus à l'entrelacement de trames conduiraient à diminuer la valeur de K (jusqu'à 0,42 selon certains auteurs) ; il est cependant admis de prendre $K = 0,7$.

Cela revient aussi à dire que dans la hauteur de l'image, le nombre de points N séparables est : $N = K.Dv$ où Dv est le nombre de lignes visibles.

2.1.3 Définition horizontale ; bande vidéofréquence

Un signal caractéristique sera celui correspondant à l'analyse d'une mire de Foucault verticale ; la forme de ce signal dépend de la dimension relative du spot d'analyse par rapport à la largeur des bandes de la mire, mais sa fréquence est directement liée aux caractéristiques du balayage et aux dimensions de l'image.

Les caractéristiques du système de balayage permettent de connaître la durée T_u de l'analyse d'une ligne utile de l'image.

Les caractéristiques de la mire permettent de connaître le nombre de lignes (noires ou blanches) N de la mire qui occuperaient la largeur totale de l'image ; ce nombre de lignes N est aussi le nombre de périodes du signal vidéo correspond à l'analyse d'une ligne utile ; on en déduit la fréquence du signal :

$$f = \frac{N}{T_u}$$

Bien que la fonction reliant f du signal au nombre N de lignes de la mire soit continue, on pourra donner une limite pratique à cette fréquence qui sera celle de la bande vidéofréquence B du signal. Le choix de la limite B entraîne une valeur limite maximale pour N et une largeur minimale h pour les barres de la mire ; cette largeur h est aussi la largeur minimale du point image que l'on considérera reproduit par le système de télévision. Cette hypothèse suppose que, pour cette fréquence limite, la réponse d'ouverture du spot d'analyse donne encore un signal d'amplitude utilisable ; la dimension du spot d'analyse est donc associée à cette limite.

En pratique, il est utile de chiffrer les mires de Foucault ; par convention, il est admis que les mires de Foucault sont caractérisées par le nombre de barres (noires ou blanches) tenant dans la hauteur de l'image.

En associant la largeur h de la barre de la mire de Foucault verticale correspondant à la fréquence limite (B) du signal et la largeur v de la barre de la mire de Foucault horizontale traduite statistiquement par la structure de ligne compte tenu du facteur de Kell, on définit le point d'image de la reproduction comme le rectangle de dimensions hxv . La finesse de l'image dépend de la forme

de ce point qui ne doit pas trop s'éloigner du carré, si l'on admet que la meilleure qualité de l'image correspond à une égale définition dans les 2 directions principales.

2.2 Cadencement des images

Le principe d'affichage des images de télévision est l'entrelacement de trame, cela consiste à ne restituer qu'une partie de l'image à chaque champ affiché (trame) ; la restitution totale de l'image se fait ainsi sur plusieurs trames. Dans le cas de la télévision, l'entrelacement est d'ordre 2, c'est à dire que l'on affiche successivement une trame contenant les lignes paires puis une trame contenant les lignes impaires.

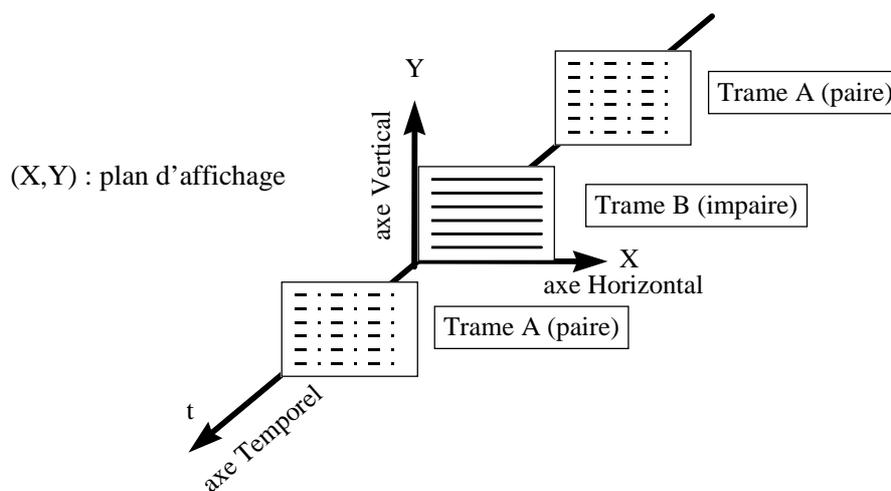


Fig. 2.5 : échantillonnage 2D+t de la télévision

L'intérêt de l'entrelacement provient du fait que, globalement, une plage d'une certaine dimension émet un flux moyen modulé à la fréquence de trame tandis que, dans le détail, l'œil apprécie, en vision fovéale, les détails de chaque ligne sans être influencé par la fréquence d'image de la lumière émise par chaque point (qui est la moitié de la fréquence de trame ; cette circonstance exploite une propriété de l'œil.

En pratique, cette séparation des 2 aspects de l'image n'est pas aussi nette et l'entrelacement de trames produit quelques défauts spécifiques :

1°) Les 2 trames sont des structures identiques déplacées sur l'image du pas de ligne et se succèdent à intervalles de 20 ms (pour une fréquence de 50 Hz). Par un effet stroboscopique, et par une réaction qui peut être contrôlée par la volonté, l'œil peut suivre, d'une trame à l'autre, le déplacement de la structure et tout se passe comme si l'image se présentait en une seule trame, à définition moitié de la définition normale, donnant une structure lignée très visible défilant soit vers le haut soit vers le bas au gré du hasard de l'accrochage initial par l'œil. Outre la gêne engendrée par ce défilement, l'image perd de sa finesse et s'en trouve dégradée.

2°) Lorsque les lignes sont assez fines ou suffisamment éloignées pour être séparées par l'œil, le papillotement de ces lignes se manifeste sous une forme particulière qui ressemble à une

vibration de la structure lignée. Cet effet est également gênant et peut dégrader sérieusement l'image, notamment si celle-ci comporte des détails fins horizontaux. De plus, sa fréquence d'apparition étant celle de l'image, à savoir 25 Hz, sa perception est d'autant plus marquée.

3°) L'entrelacement est correct lorsque les lignes de l'image sont rigoureusement équidistantes ; or il y a des raisons diverses pour que, dans le récepteur, les 2 trames ne se placent pas correctement et que les lignes se rapprochent pour former des paires laissant entre-elles des intervalles noirs plus larges. Ce défaut augmente la visibilité de la structure lignée de l'image et, de ce fait, dégrade la qualité de celle-ci.

Pour un nombre de lignes donné par image, l'image non-entrelacée est de meilleure qualité que l'image entrelacée ; par contre, la bande vidéofréquence nécessaire est double.

Pour une bande vidéofréquence donnée, l'image à D lignes entrelacées est de meilleure qualité qu'une image à $D/\sqrt{2}$ lignes non-entrelacées, ce qui justifie l'entrelacement de trames.

On admet, sur la base d'essais, que la qualité d'une image à D lignes entrelacées est la même que celle d'une image à D' ($\sim 0,6$ à $0,7.D$) lignes non-entrelacées ; ceci est valable dans une large plage puisque les essais ont porté tant sur les systèmes à 1000 lignes ($D' = 1125$ est équivalent à $D = 1625$) que pour les systèmes à faible définition ($D = 225$ correspond à $D' = 165$ à 185).

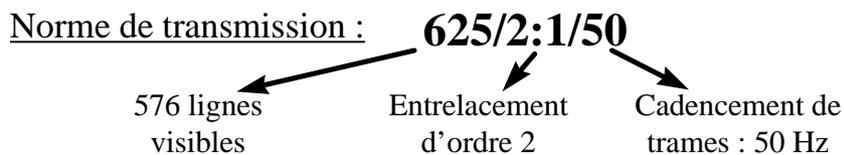
2.3 Caractéristiques des images de télévision

Les caractéristiques des images de télévision actuelles (TV analogique) sont les suivantes :

Définition spatiale : 720 (H) * 576 (V)

Format d'image : (H/V) 4/3

Écriture séquentielle des lignes



Bande passante (Vidéo Composite) : ~ 6 MHz

L'entrelacement de trames permet, pour une fréquence d'échantillonnage des images de 25 Hz de restituer le mouvement dans l'image à une cadence de 50 Hz ; par ailleurs, le support de restitution employé (tube cathodique) ne possède qu'une faible durée de rémanence, ce qui impose (loi de *Ferry Porter*) une cadence de rafraîchissement de l'écran d'au moins 50 Hz. La figure suivante donne des résultats de test opérés au cinéma et à la télévision pour évaluer la fréquence minimale (pour une observation confortable).

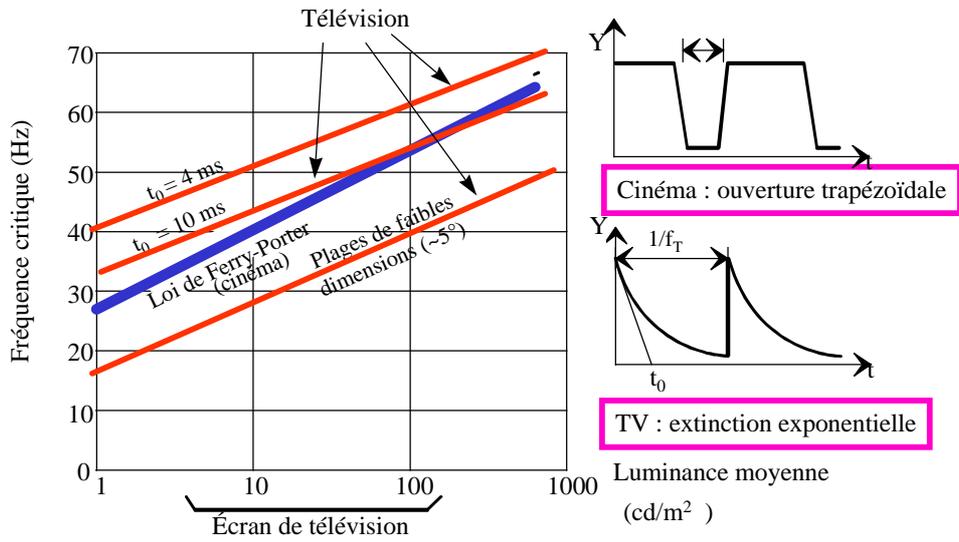


Fig. 2.6 : fréquence critique de rafraîchissement de l'écran

La figure suivante donne le trajet du spot sur l'écran.

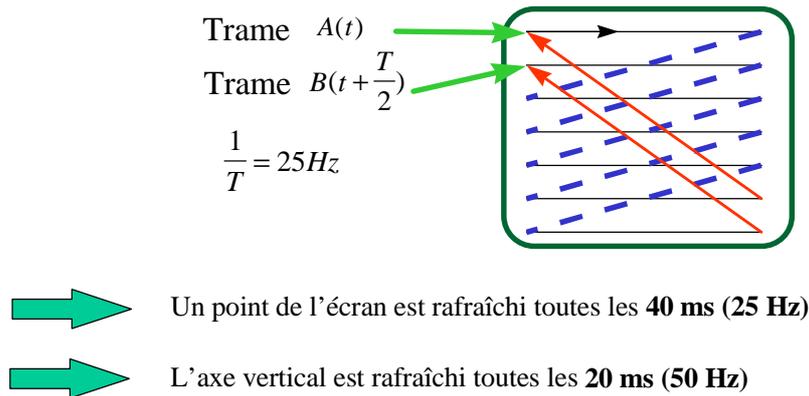


Fig. 2.7 : Trajet du spot sur l'écran

Le principe d'analyse utilisé par la télévision consiste alors en une scrutation séquentielle de l'axe horizontal et un échantillonnage des axes vertical et temporel ; l'entrelacement de trames va se traduire par un échantillonnage entrelacé sur ces 2 axes.

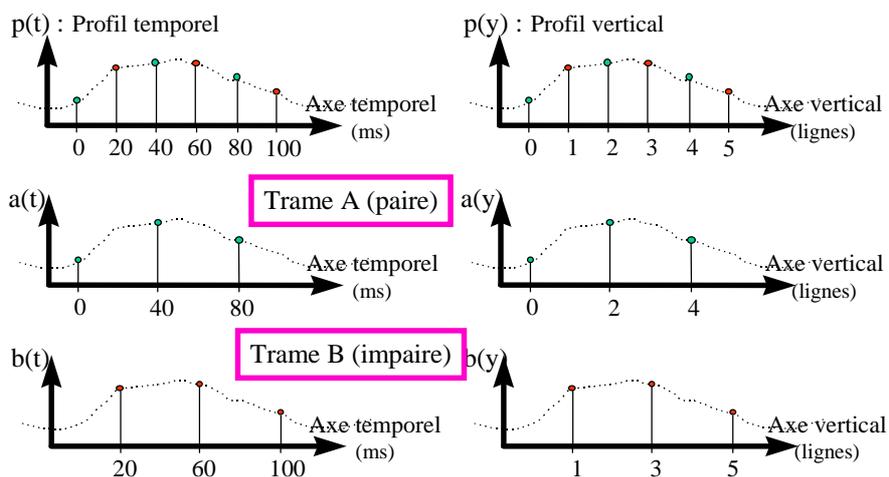


Fig. 2.8 : Échantillonnage spatio-temporel

Une première incidence apportée par cet entrelacement est illustrée par la figure 2.9, il s'agit de la restitution de zones mobiles ; il y a alors déformation des formes de l'image, ce qui peut être gênant pour l'observateur et pour des algorithmes de traitement.

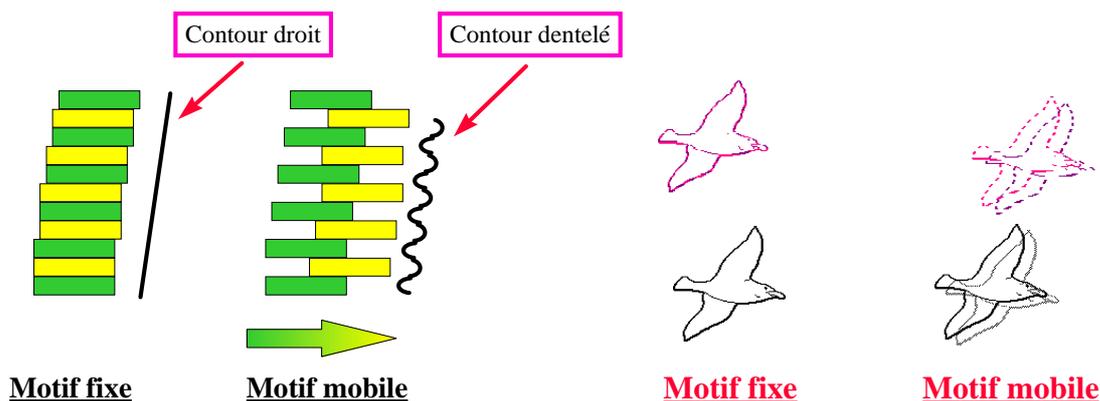


Fig. 2.9 : Restitutions des zones mobiles

Pour évaluer plus précisément l'incidence de l'entrelacement, effectuons une analyse spectrale spatio-temporelle (axes vertical et temporel) des images TV.

2.4 Analyse spectrale

La figure 2.10 nous indique la position des points d'échantillonnage des images.

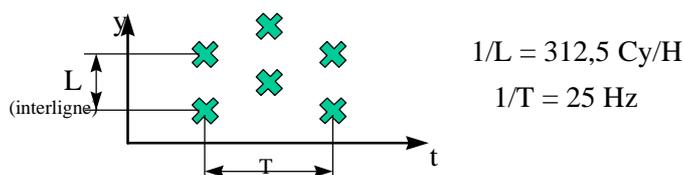


Fig. 2.10 : Restitution des zones mobiles

Soit $p(y,t)$ le profil spatio-temporel des images, sa correspondance dans le domaine spectral peut s'écrire : $P(f_y, f_t)$

L'image restituée ($s(y,t)$) aura, compte tenu de l'échantillonnage, une réponse spectrale composée d'une somme de raies :

$$S(f_y, f_t) = \sum_m \sum_n S_{mn}(f_y, f_t)$$

Une raie d'indice mn aura l'expression suivante :

$$S_{mn}(f_y, f_t) = [1 + (-1)^{m+n}] \cdot P\left(f_y - \frac{m}{L}, f_t - \frac{n}{T}\right)$$

Ainsi les raies dont l'indice est tel que $m+n$ impair seront nulles, cela est représenté de manière graphique par la figure 2.11 ; sur cette figure est indiqué un exemple de zone de perception du système visuel correspondant à des conditions d'observation "standard" des images de télévision.

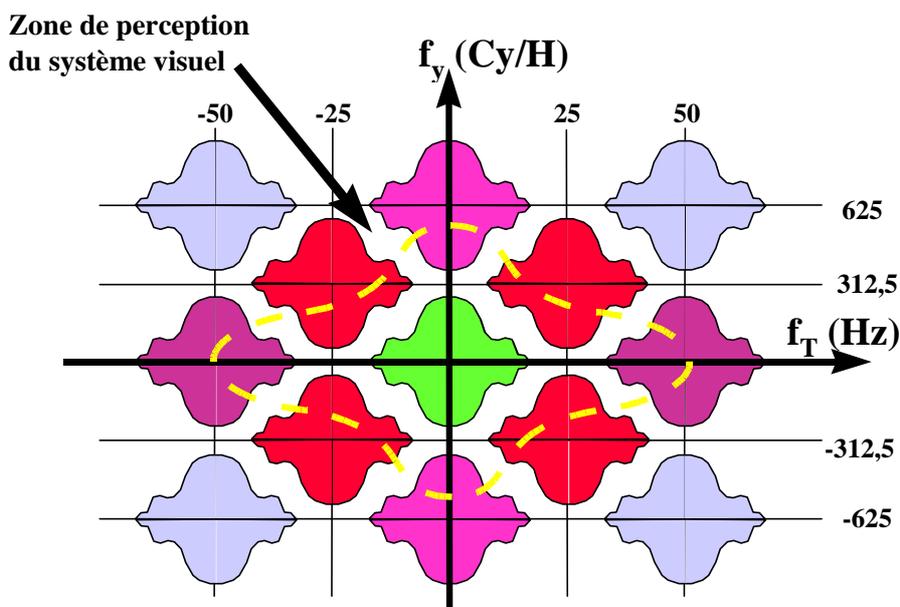


Fig. 2.11 : Spectre spatio-temporel des images TV

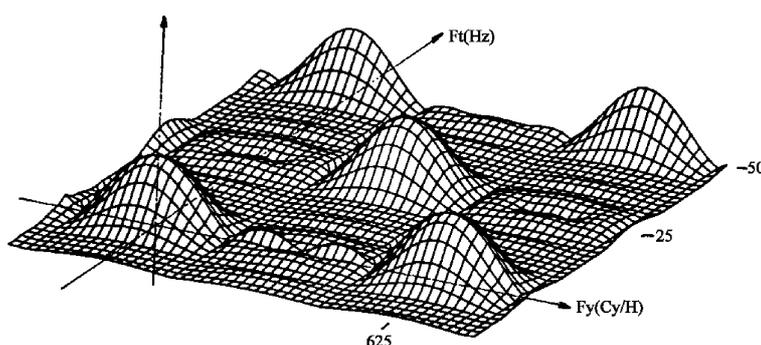


Fig. 2.12 : Spectre spatio-temporel des images TV

Ainsi, l'entrelacement de trames va poser des contraintes spectrales aux images devant être codées afin de respecter le théorème de *Shannon* ; la figure suivante illustre cela en prenant 2 exemples de limites possibles pour le spectre de base.

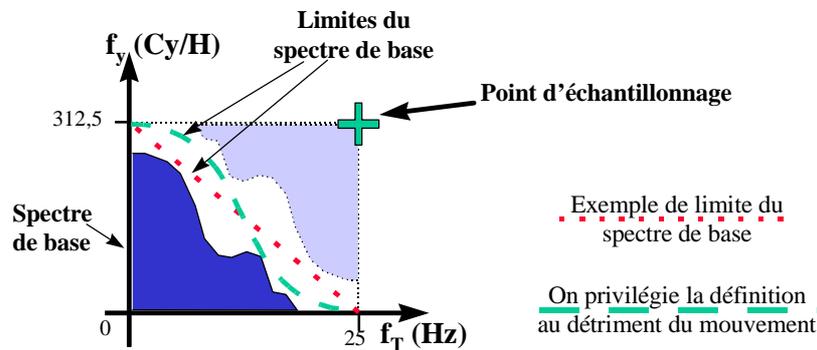


Fig. 2.13 : Respect du théorème d'échantillonnage

Cette analyse permet de définir les 3 des 4 principaux types de défauts générés par l'échantillonnage entrelacé des images de télévision.

2.5 Défauts générés

Le système actuel de restitution d'images adopté pour la télévision (625 lignes, 25 images/s entrelacées) présente 4 défauts principaux :

2.5.1 Papillotement large-surface

Il est dû au fait que le cadencement de trames correspond à la fréquence critique (loi de Ferry-Porter) pour une luminance moyenne de 100 cd/m^2 . Il est donc normal, pour des scènes fort éclairées, de voir apparaître le papillotement ; cet effet est d'autant plus marqué que l'angle de vision est grand, ainsi qu'en vision latérale. Il s'agit assurément du défaut le plus gênant pour le téléspectateur par la fatigue qu'il engendre.

L'élimination de ce défaut peut se faire de 2 manières, suivant le contexte :

- augmentation de la fréquence de balayage de trames de 50 à plus de 70 Hz.
- augmentation de la rémanence (temps d'extinction des luminophores) de l'écran ; cela génère un effet de traînée sur les parties en mouvement qui peut dégrader sérieusement la qualité de restitution d'images animées ; ce remède est exploité pour les écrans graphiques d'ordinateurs.

2.5.2 Tremblotement inter-lignes

Il s'agit d'un effet de gigue visible au niveau des forts contrastes verticaux qui se traduit par une perte de définition verticale (nombre de lignes) de l'image par 2.

Etant dû à l'entrelacement de trames, cet effet apparaît à une fréquence de 25 Hz, fréquence sur laquelle l'œil peut accrocher.

L'élimination de ce défaut peut se faire par traitement spatial de l'image (réduction volontaire de la bande passante verticale de l'image) ou en augmentant sa fréquence d'apparition.

2.5.3 Croisement des lignes

Ce défaut est visible sur des images comportant un mouvement vertical relativement lent (plus de 12 s par hauteur d'image) telles les génériques ou des "travellings" verticaux (match de tennis, par exemple).

Le défaut observé est le croisement des lignes à une cadence de 25 Hz (fréquence d'image) ; de même que précédemment, l'élimination du défaut peut se faire par traitement du signal ou par augmentation de la fréquence de restitution.

2.5.4 Visibilité des lignes

Elle est due à 3 facteurs :

a) L'angle de vision :

Dans la gamme des luminances rencontrées en télévision, l'acuité visuelle est voisine de l'unité, ce qui incite le téléspectateur à se placer à une distance au moins égale à 6 fois la hauteur de l'image.

b) La taille du spot :

Elle doit résulter d'un compromis entre la définition de l'écran (recouvrement entre lignes) et l'apparition d'interlignes noirs.

c) L'entrelacement de trames :

Par combinaison entre le papillotement, le tremblotement et le croisement des lignes, la structure apparente semble comporter moins de lignes qu'elle devrait ; dans le paragraphe 6.1, le rapport est approximé à 0,7 soit, pour 575 lignes visibles, il n'en reste que 400 discernables.

L'augmentation du cadencement de l'affichage semble améliorer notablement le rendement de la restitution.

3 Signal Vidéo

3.1 Signal vidéo monochrome

Le signal électrique transmis a été spécifié lors de la création des premiers systèmes de diffusion télévisuelle, c'est à dire il y a au moins 50 ans. A l'époque (dans les années 30), la technologie n'offrait pas autant de performances que de nos jours et, d'un autre côté, la télévision s'adresse à un marché "Grand Public" ; ainsi, le signal vidéo a été conçu dans un but de simplicité de décodage.

Le signal, présenté par la figure suivante pour une ligne vidéo, est composé de 2 parties :

1. L'information vidéo, d'amplitude de 0,7 V pouvant être utilisée directement pour moduler l'énergie du spot (après amplification via le *Wehnelt* du tube) ; le noir est le niveau d'énergie le plus bas, et donc la tension la plus basse.
2. L'information de synchronisation, matérialisée par une impulsion négative de 0,3 V ; celle-ci est destinée à asservir le déplacement du spot ; elle est utilisée par une boucle à verrouillage de phase (PLL) dont la sortie, en "dent de scie" définit le balayage horizontal.

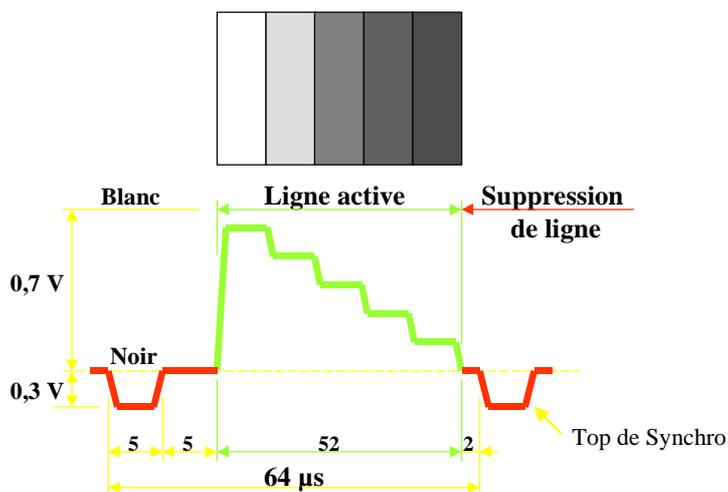


Fig. 3.1 : Détail d'une ligne vidéo monochrome

La figure précédente présentant le détail d'une ligne d'une image de télévision 625 lignes avec un cadencement de trames à 50 Hz, on vérifie bien que la durée d'une ligne est de 64 μs (fréquence ligne (f_H) de 15625 Hz) ; la partie utile (visible) de la ligne dure 52 μs, ce qui laisse 12 μs pour la synchronisation.

La transmission du signal vidéo fait que le récepteur ne reçoit pas la composante continue du signal, il faut donc le recréer ; cette opération, dénommée "clamp" consiste à aligner le signal reçu sur le niveau de noir pendant les 5 μs qui suivent le top de synchro (temps pendant lequel le signal est constant (palier)).

Une autre composante à régénérer, à la réception, est l'amplitude du signal par contrôle automatique du gain ; cette opération est réalisée en mesurant l'amplitude du top de synchro, qui est indépendante du contenu de l'image.

La figure suivante présente le détail du signal vidéo pour la synchronisation verticale de l'image (synchro frame).

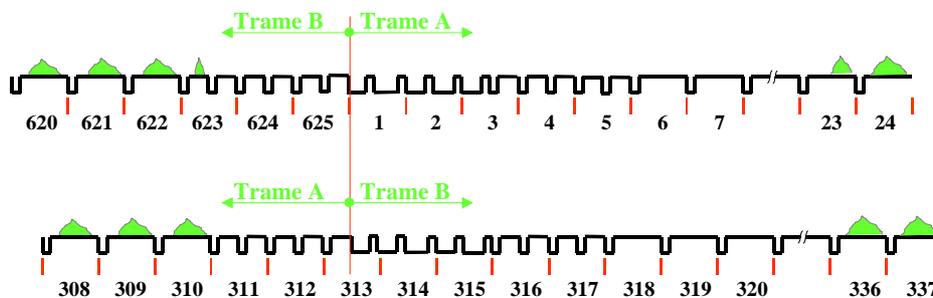


Fig. 3.2 : Détail de synchro frame

La récupération de la synchronisation de trame exploite l'inversion du top de synchro pendant 2,5 lignes : l'impulsion négative devient positive, la valeur moyenne décroît, il suffit alors d'un filtre passe-bas pour extraire le top de synchro frame.

3.2 Signal vidéo composite (couleur)

La télévision exploite le mode de représentation de la couleur sous forme composantes Luminance - Chrominance (Y - C), où C est décomposé en 2 éléments, la différence ROUGE (DR) et la différence BLEU (DB) ; la figure suivante présente ces signaux pour la génération d'une mire de barres couleur.

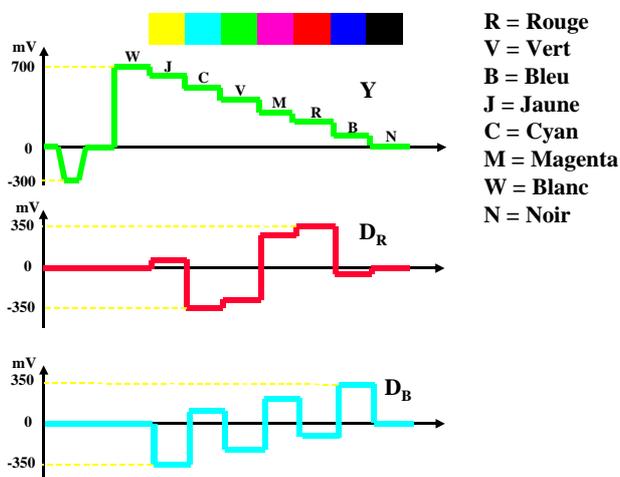


Fig. 3.3 : Mire de barres couleur

Le transport de l'information couleur par le signal vidéo a été fait de manière à rester compatible avec le parc de récepteurs N&B de l'époque (années 50, aux USA). Il existe plusieurs standards de codage de la couleur mais tous exploitent le même format de signal (figure suivante).

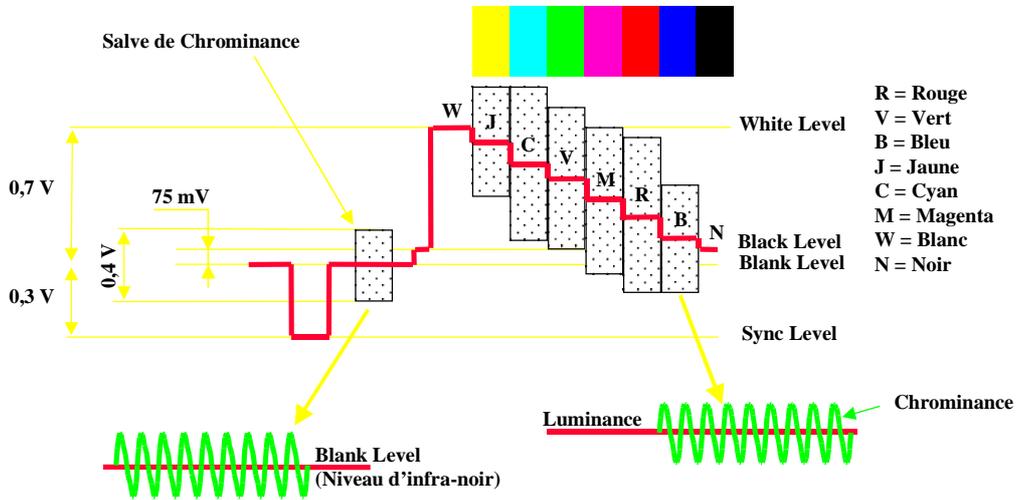


Fig. 3.4 : Mire de barres couleur

Le signal de chrominance est superposé au signal de luminance (multiplexage fréquentiel), il est transposé en fréquence par modulation d'amplitude ou de fréquence suivant le système. Le spectre du signal composite ainsi obtenu est présenté par la figure suivante.

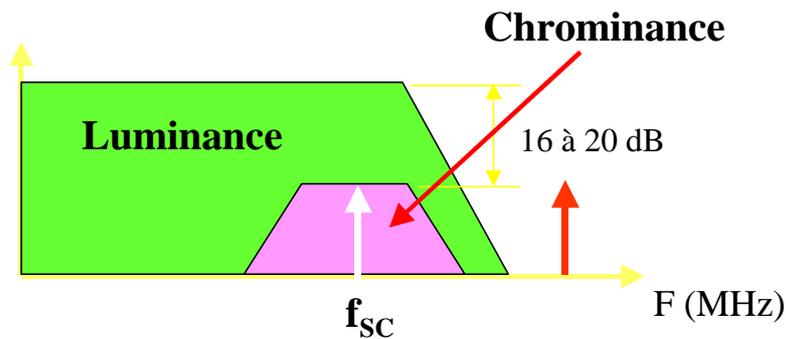


Fig. 3.5 : Mire de barres couleur

4 Standards de télévision couleur

Il existe 3 standards de codage de la couleur de part le monde, le NTSC, le PAL et le SECAM. De plus il existe des variantes de ces standards, comme le MESECAM.

Cette hétérogénéité est liée à l'histoire de la télévision et à la volonté de certains pays (ou continents) à prouver leur supériorité technologique en adoptant chacun un système différent. Le premier système a été nord-américain (NTSC), quelques années plus tard, il a été adapté/amélioré en Europe (PAL) ; la France, associée à l'URSS, a défini son propre standard (SECAM).

NTSC	Canada, U.S.A, Mexique, Pérou, Japon.
PAL	U.K., Allemagne, Espagne, Italie, Inde, Australie, Singapour, Hong Kong, Chine, Argentine, Brésil,
SECAM	France.
MESECAM	Grèce, Russie, Égypte, Arabie Saoudite.

Ce but de ce document n'est pas de faire l'éloge de tel ou tel standard, il est d'expliquer les principes retenus pour traiter les signaux de télévision.

Les standards présentés concernent le domaine de la télévision "Grand Public", il en existe d'autres dans le domaine de la vidéo professionnelle (BetaCam, ...) qui ne seront pas abordés dans ce document.

4.1 NTSC (National Television Systems Committee)

Format américain, aussi appelé ironiquement *Never Twice the Same Color* (jamais deux fois la même couleur), pour sa versatilité. Compatible avec le format américain Noir et blanc 60 Hertz (balayage 60 fois par seconde, soit 2 demi-images balayées 30 fois, soit 30 images complètes en 1 seconde). Ce fut le premier standard couleur inventé (1953) par les américains pour garder la compatibilité avec les postes noir et blanc de l'époque.

Définition de l'image : 640 pts x 475 lignes utiles (x 30 par seconde).

4.1.1 Base de couleurs

Le système NTSC utilise une base de couleurs YIQ, détaillée ci-après :

$$E_Y = 0,30E_R + 0,59E_V + 0,11E_B$$

$$\begin{aligned} E_I &= 0,27(E_B - E_Y) + 0,74(E_R - E_Y) \\ &= 0,60E_R - 0,28E_V - 0,32E_B \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} E_Q &= 0,41(E_B - E_Y) + 0,48(E_R - E_Y) \\ &= 0,21E_R - 0,52E_V + 0,31E_B \end{aligned}$$

Il s'agit d'une base de couleurs décalée de 33° par rapport à une base $YD_R D_B$:

$$E_I = \cos(33^\circ).D_B + \sin(33^\circ).D_R$$

$$E_Q = \sin(33^\circ).D_B + \cos(33^\circ).D_R$$

Cela se justifie par l'analyse de la perception visuelle humaine, notamment les ellipses de *Mac Adam*, qui montre une distorsion de la sensibilité de l'œil suivant certaines directions dans l'espace des couleurs. Ainsi, on peut réduire la bande passante du terme représentant l'axe de moindre sensibilité.

Bande passante $E_I = 1,2$ MHz

Bande passante $E_Q = 400$ kHz

Le Blanc de référence est caractérisé par $Y = \max$, $E_I = E_Q = 0$.

4.1.2 Transport de la couleur

Le choix de la modulation s'est porté sur :

Modulation d'amplitude double en quadrature de phase à porteuse supprimée :

Soit 2 signaux modulateurs (c'est à dire à moduler) $S_1(t)$ et $S_2(t)$, d'amplitude unitaire et de faible bande passante, et une porteuse de pulsation ω_0 .

La modulation d'amplitude de ces 2 signaux en quadrature donne le signal $a(t)$:

$$\begin{aligned} a(t) &= P_1(1 + kS_1(t))\sin\omega_0 t + P_2(1 + kS_2(t))\cos\omega_0 t \\ &= \underbrace{[P_1\sin\omega_0 t + P_2\cos\omega_0 t]}_{\text{Vecteur fixe}} + \underbrace{k[P_1S_1(t)\sin\omega_0 t + P_2S_2(t)\cos\omega_0 t]}_{\text{Vecteur mobile}} \end{aligned}$$

$a(t)$ se décompose donc en 2 parties :

Vecteur fixe : il s'agit de la porteuse de pulsation $\omega_0 t$; elle doit être éliminée car elle ne transporte pas d'information utile.

Vecteur mobile : il s'agit de l'onde modulée en quadrature de phase sans porteuse, c'est donc lui que l'on va considérer, notons le $m(t)$.

$$m(t) = |M_0(t)|\sin(\omega_0 t + \varphi_0) \quad \text{avec : } |M_0| = (P_1S_1)^2 + (P_2S_2)^2 \\ \varphi_0 = \arctg(P_2S_2/P_1S_1)$$

En posant : $\vec{M} = \vec{D}_R + \vec{D}_B$, on peut écrire :

$$E_I = D_B.\cos\alpha - D_R.\sin\alpha = M.\sin(\varphi - \alpha)$$

$$E_Q = D_B.\cos\alpha + D_R.\sin\alpha = M.\cos(\varphi - \alpha)$$

La figure suivante représente cela de manière graphique.

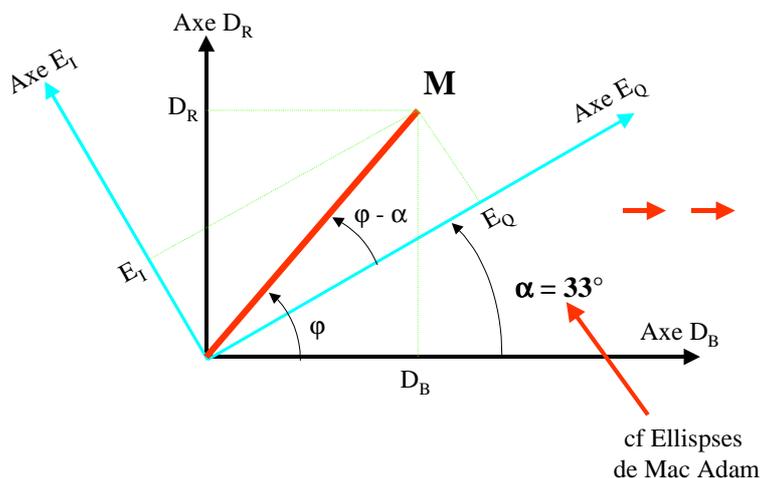


Fig. 4.1 : Vecteur de modulation de la sous porteuse

4.1.3 Choix de la fréquence de la sous porteuse

Le transport de la sous porteuse chrominance doit se faire dans la bande passante de la luminance tout en ne perturbant pas la réception par un récepteur noir et blanc ; un signal de télévision transporte également de son, dans le cas du NTSC, celui-ci est modulé en fréquence par une porteuse à 4,5 MHz.

On a donc comme contraintes :

Le codage de la couleur doit être compatible avec le N&B

$f_{SC} < 4,2$ MHz (bande passante de la luminance)

f_{SC} multiple impair de f_H (interférences)

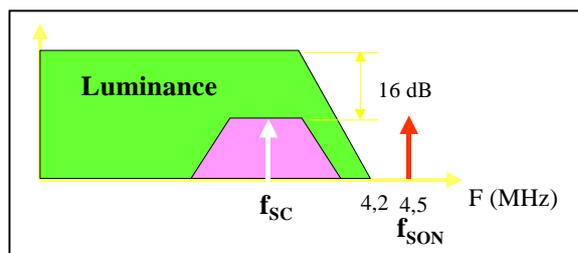
$(f_{SC} - f_{SON})$ multiple impair de f_H (interférences)

Le système NTSC a adopté :

$$\begin{aligned} f_{TRAME} &= 59,94 \text{ Hz} \\ f_{SON} &= 4,5 \text{ MHz (modulation FM)} \\ f_H &= f_{SON}/286 \\ f_H &= 15734,264 \pm 0,044 \text{ Hz} \end{aligned}$$

et

$$\begin{aligned} f_{SC} &= (910/4)f_H = 227,5f_H \\ f_{SC} &= 3,579545 \text{ MHz} \pm 10 \text{ Hz} \end{aligned}$$



L'analyse spectrale du signal composite ainsi obtenu est donnée par la figure suivante ; on s'aperçoit que les spectres de la luminance et de la chrominance ne sont pas continus (ils sont échantillonnés à la fréquence ligne (f_H)) et le choix de f_{SC} permet à ces 2 spectres de ne pas se chevaucher.

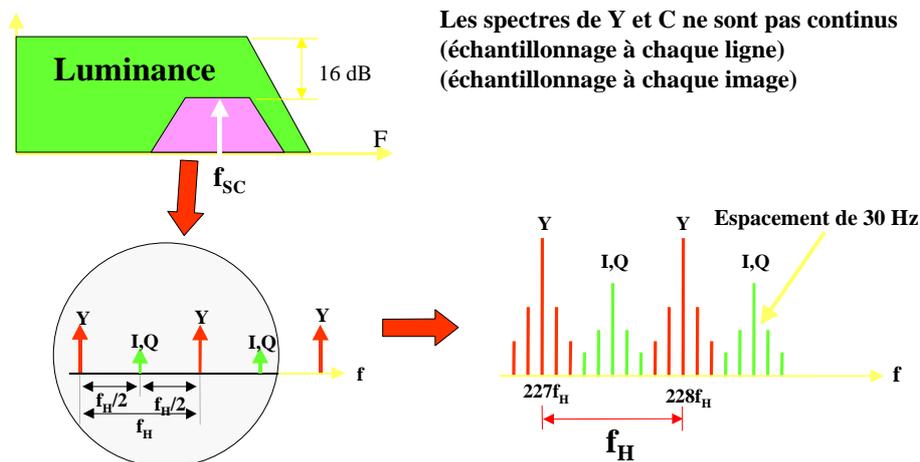


Fig. 4.2 : Détail du spectre du signal Vidéo composite NTSC

Du fait du choix de la fréquence de $277,5 \cdot f_H$, on retrouve les mêmes conditions de phase toutes les 4 trames (2 images).

4.1.4 Démodulation

A la réception du signal, il faut tout d'abord séparer la luminance et le signal de chrominance modulé :

Luminance : une solution simple est d'extraire la luminance par un filtrage passe-bas, une autre solution, plus performante mais plus onéreuse, consiste à utiliser un filtre en peigne (les dents du peigne étant espacées de f_H).

Chrominance : le signal de chrominance, modulé en amplitude, étant peu sensible aux perturbations apportées par la luminance, un filtre passe-bande (« cloche ») suffit généralement..

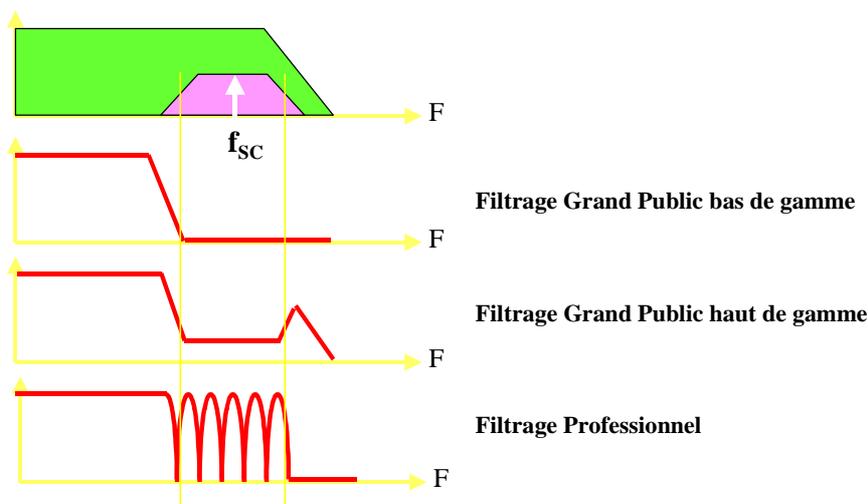


Fig. 4.3 : Filtres d'extraction de la luminance

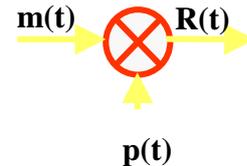
Il faut ensuite démoduler les signaux de chrominance, ceux-ci sont modulés en amplitude sans porteuse ; il va donc falloir effectuer une démodulation synchrone, dont voici le principe :

Il faut multiplier le signal entrant ($m(t)$) par une porteuse de référence, générée au sein du récepteur, asservie en phase à la porteuse d'origine ; cet asservissement est réalisé lors de la salve de chrominance en début de ligne. La salve de référence dure 8 périodes et sa phase est de 180° .

Porteuse de référence : $p(t) = P_0 \sin(\omega_0 t + \theta_0)$

Onde modulée : $m(t) = M_0(t) \sin(\omega_0 t + \varphi(t))$

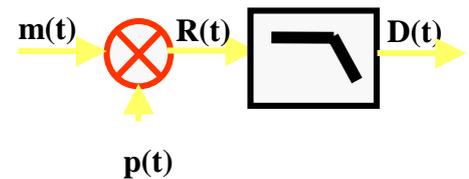
Variation lente $/\omega_0$



Signal démodulé : $R(t) = 2Kp(t).m(t)$

$$R(t) = 2KP_0 \sin(\omega_0 t + \theta_0) \cdot M_0(t) \sin(\omega_0 t + \varphi(t))$$

$$= \underbrace{KP_0 M_0(t) \cos(2\omega_0 t + \varphi + \theta_0)}_{\text{Spectre centré sur } 2\omega_0} + \underbrace{KP_0 M_0(t) \cos(\varphi - \theta_0)}_{\text{Spectre en bande de base}}$$



Après filtrage passe bas, on obtient $D(t)$:

$$D(t) = KP_0 M_0(t) \cos(\varphi - \theta_0)$$

Sachant que les signaux modulateurs s'écrivent :

$$S_1(t) = M \cos(\varphi)$$

$$S_2(t) = M \sin(\varphi)$$

$$D(t) = KP_0 M_0 [S_1(t) \cos \theta_0 + S_2(t) \sin \theta_0] \quad \left\{ \begin{array}{l} \theta_0 = 0 : D(t) \rightarrow S_1(t) \\ \theta_0 = \pi/2 : D(t) \rightarrow S_2(t) \end{array} \right.$$

En considérant que $S_1(t)$ et $S_2(t)$ représentent E_I et E_Q , on a extrait l'information de chrominance.

Pour une démodulation correcte pendant toute la durée de la ligne, il faut que l'oscillateur présente une stabilité supérieure à 10^{-7} .

4.1.5 Schéma d'un récepteur NTSC

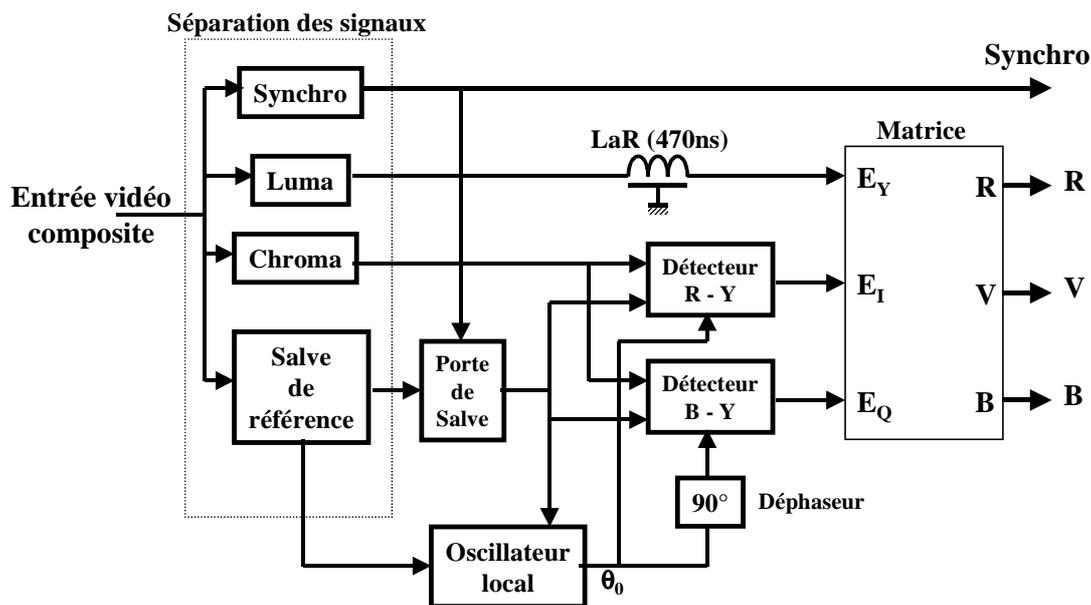


Fig. 4.4 : Récepteur NTSC

La ligne à retard (470 ns) placée sur la luminance sert à compenser les temps de propagation des signaux de chrominance à travers les filtres.

4.1.6 Performances

Le principe de modulation choisi est relativement robuste au bruit mais il présente certains défauts :

Cross-Color : la fréquence de la sous porteuse chrominance (3,58 MHz) est relativement basse, ce qui fait qu'une partie du signal de chrominance peut générer des défauts sur l'image.

Dérive de couleur : pour un fonctionnement correct de la démodulation d'amplitude, il faut que l'oscillateur du récepteur soit très bien asservi en phase par rapport à l'émission ; une dérive de phase se traduit par une restitution infidèle des couleurs particulièrement sensible pour le rose (teinte « chair ») ; pour atténuer ce défaut, les récepteurs effectuent une correction automatique sur cette teinte, la couleur « chair » paraît plus fidèle mais d'autres textures dans les mêmes tons peuvent être altérées.

4.2 PAL (Phase Alternate Line)

Format européen, mis en application en 1962, qui s'est fortement inspiré du modèle américain (NTSC) en en prenant les avantages et en essayant d'en gommer les défauts.

Compatible avec le format européen Noir et blanc 50 Hertz (balayage 50 fois par seconde, soit 2 demi-images balayées 25 fois, soit 25 images complètes en 1 seconde).

Définition de l'image : 720 pts x 576 lignes utiles (x 25 par seconde).

4.2.1 Base de couleurs

Le système PAL utilise une base de couleurs YUV, détaillée ci-après :

$$Y = 0,30E_R + 0,59E_V + 0,11E_B$$

$$U = 0,493(E_B - E_Y) \quad (\sim D_B)$$

$$V = 0,877(E_R - E_Y) \quad (\sim D_R)$$

Le Blanc de référence est caractérisé par $Y = \max$, $U = V = 0$.

4.2.2 Transport de la couleur

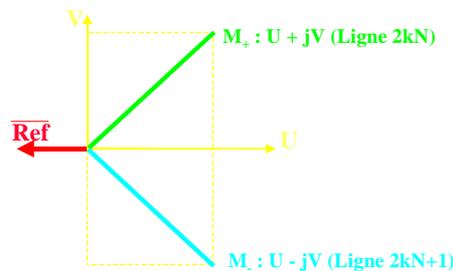
Comme pour le système NTSC, le choix de la modulation s'est porté sur la Modulation d'amplitude double en quadrature de phase à porteuse supprimée.

Afin de réduire les distorsions de couleurs liées à des dérives de phase rencontrées sur le système NTSC (entre émission et réception, on alterne la phase de la sous porteuse chrominance à chaque ligne : On transmet : $U \pm jV$).

Ligne 2kN : on transmet $U + jV$: $S(t) = U\cos\omega_0t + jV\cos(\omega_0t + \pi/2)$

Ligne 2kN+1 : on transmet $U - jV$: $S(t) = U\cos\omega_0t + jV\cos(\omega_0t - \pi/2)$

La phase de la salve de référence vaut $180^\circ \pm 45^\circ$ (valeur moyenne de 180°)



4.2.3 Choix de la fréquence de la sous porteuse

Le transport de la sous porteuse chrominance doit se faire dans la bande passante de la luminance tout en ne perturbant pas la réception par un récepteur noir et blanc ; les contraintes sont les mêmes que dans le cas du NTSC, avec en plus la prise en compte de l'alternance de phase de V à chaque ligne qui impose un décalage de $1/4$ de f_H .

Le système PAL a adopté :

$$\begin{aligned} f_{\text{TRAME}} &= 50 \text{ Hz} \\ f_{\text{SON}} &= 5,5 \text{ MHz (modulation FM)} \\ f_H &= 15625 \pm 0,044 \text{ Hz} \end{aligned}$$

et

$$\begin{aligned} f_{\text{SC}} &= \left(\frac{4n+1}{4}\right)f_H + f_{\text{IMAGE}} = (284 + 1/4)f_H + 25 \text{ Hz} \\ f_{\text{SC}} &= 4.433.618,75 \text{ Hz} \pm 5 \text{ Hz} \end{aligned}$$

L'analyse spectrale du signal composite ainsi obtenu est donnée par la figure suivante, le choix de f_{SC} permet à ces 2 spectres de ne pas se chevaucher.

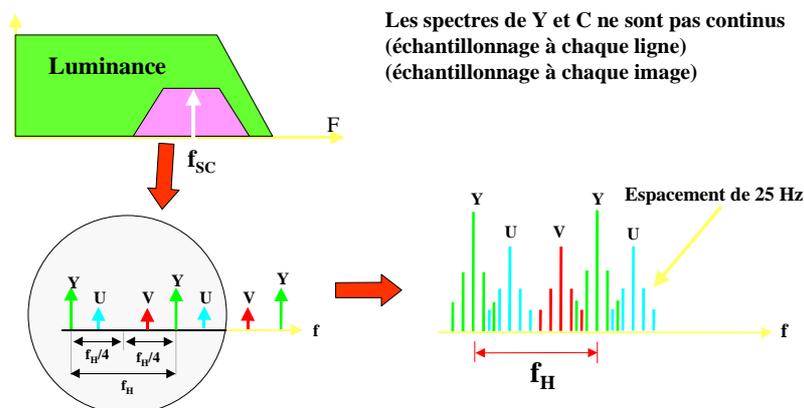


Fig. 4.5 : Détail du spectre du signal Vidéo composite PAL

Il faut attendre 8 trames (4images) pour retrouver les mêmes conditions de phase de la sous porteuse chrominance.

4.2.4 Démodulation

La séparation Luminance-Chrominance se fait de la même manière que pour le NTSC, par filtrage plus ou moins évolué.

La démodulation du signal de chrominance peut se faire également comme pour le NTSC mais, pour obtenir de meilleures performances, il est préférable d'utiliser une ligne à retard (de durée d'une ligne vidéo (64 μ s)) :

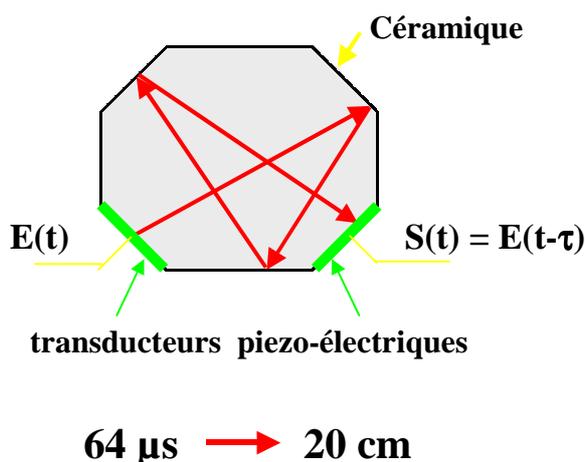


Fig. 4.6 : Ligne à retard 64 μ s

La réalisation du retard se fait par propagation acoustique d'une onde dans un matériau céramique de forme octogonale ; Pour un fonctionnement correct du décodage, la norme PAL impose une tolérance de 6 ns.

Lors du décodage de la ligne N, on utilise le signal de la ligne précédente (N-1), soit :

Ligne N-1 : on a $U + jV$

Ligne N+1 : on a $U - jV$

La somme de ces 2 informations donne : $2U$

La différence entre ces 2 informations donne : $2V$

L'avantage de cette technique est d'annuler une erreur d'asservissement de phase de l'oscillateur du récepteur (θ_0 vu pour le NTSC).

L'inconvénient du procédé est que le traitement réel est le suivant :

La somme de ces 2 informations donne : $U_{N-1} + U_N$

La différence entre ces 2 informations donne : $V_{N-1} + V_N$

Or, d'une ligne à l'autre, l'information couleur peut avoir de fortes variations (contour horizontal, par exemple), ce qui va se traduire par l'apparition de fausses couleurs.

4.2.5 Schéma d'un récepteur PAL

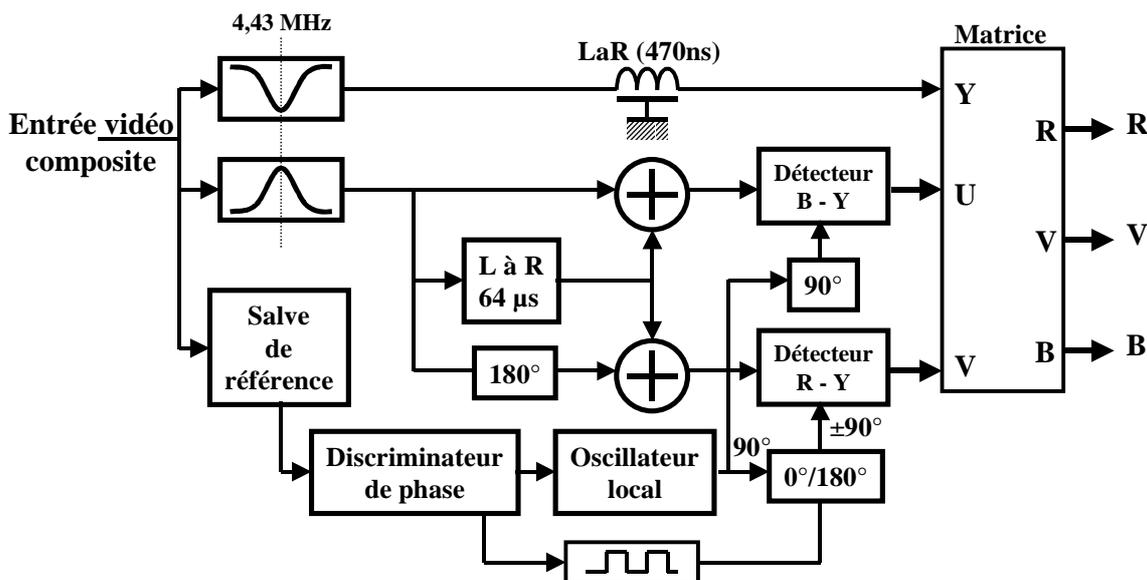


Fig. 4.7 : Récepteur PAL

4.2.6 Performances PAL

Comparé au système NTSC, le système PAL permet une restitution de couleurs plus fidèle car il est moins sensible aux écarts de phase.

Parmi les défauts générés, on peut noter :

- Fausses couleurs sur les contours
- Apparition de défauts d'une hauteur de 4 lignes dans certains contextes.

4.3 SECAM (Séquentiel à mémoire)

Format français, développé concurrentiellement au système PAL (1962), basé sur une approche fondamentalement différente.

Il est compatible avec le format européen Noir et blanc 50 Hertz (balayage 50 fois par seconde, soit 2 demi-images balayées 25 fois, soit 25 images complètes en 1 seconde).

Définition de l'image : 720 pts x 576 lignes utiles (x 25 par seconde).

4.3.1 Base de couleurs

Le système SECAM utilise une base de couleurs Y D_R D_B, détaillée ci-après :

$$Y = 0,30E_R + 0,59E_V + 0,11E_B \quad (\text{bande passante : 6 MHz})$$

$$D_R = -1,902(E_R - E_Y) \quad (\text{bande passante : 1,2 MHz})$$

$$D_B = 1,505(E_B - E_Y) \quad (\text{bande passante : 1,2 MHz})$$

Le Blanc de référence est caractérisé par $Y = \max, D_R = D_B = 0$.

4.3.2 Transport de la couleur

Profitant des développements du PAL, notamment l'utilisation d'une ligne à retard, et de la moindre acuité visuelle en chrominance de l'observateur, le système SECAM adopte la transmission séquentielle de la chroma ; ainsi une ligne transportera le ROUGE et la suivante le BLEU.

Le choix de la modulation s'est porté sur la modulation de fréquence en raison de son meilleur comportement vis à vis du bruit (de luminance, essentiellement).

Chaque composante de couleur possède sa fréquence porteuse :

$$\text{Chroma}(t) = \begin{cases} A \cos 2\pi \left(f_{0R} + \Delta f_{0R} \left(\int_0^t D_R dt \right) \right) & \text{pour une ligne « rouge »} \\ A \cos 2\pi \left(f_{0B} + \Delta f_{0B} \left(\int_0^t D_B dt \right) \right) & \text{pour une ligne « bleu »} \end{cases}$$

Le choix des porteuses est le suivant :

$$f_{0R} = 282.f_H = 4.406.250 \text{ Hz et } \Delta f_{0R} = 280 \text{ kHz}$$

$$f_{0B} = 272.f_H = 4.250.000 \text{ Hz et } \Delta f_{0B} = 280 \text{ kHz}$$

En fait, les signaux D_R et D_B ne sont pas centrés sur 0, cela fait que les 2 signaux modulés occupent la même bande de fréquence : 3,9 à 4,8 MHz ; la figure suivante représente, de manière graphique, la loi de modulation.

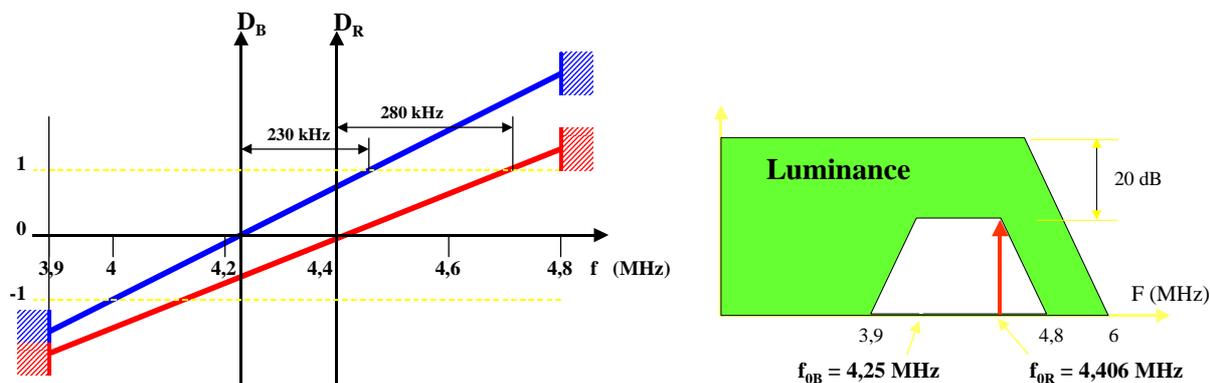


Fig. 4.8 : Loi de modulation et spectre SECAM

Pour limiter la visibilité des signaux de chrominance par un récepteur N&B, il est pratiqué une inversion de phase sur la porteuse suivant une séquence prédéfinie sur 3 lignes (0 0 π 0 0 π ... ou 0 0 0 π π π ...); de même en trame, on inverse la phase à chaque trame (0 π 0 π ...).

Ainsi, on retrouve les mêmes conditions de phase toutes les 4 trames (2 images), comme pour le NTSC.

4.3.3 Démodulation SECAM

La démodulation d'amplitude exploite un discriminateur de fréquence, c'est à dire un dispositif dont la tension de sortie est proportionnelle à la fréquence; cela peut être très simplement réalisé un filtre passif à bobine et capacité de type « cloche »; on exploite alors un flanc de la réponse fréquentielle du filtre (figure suivante).

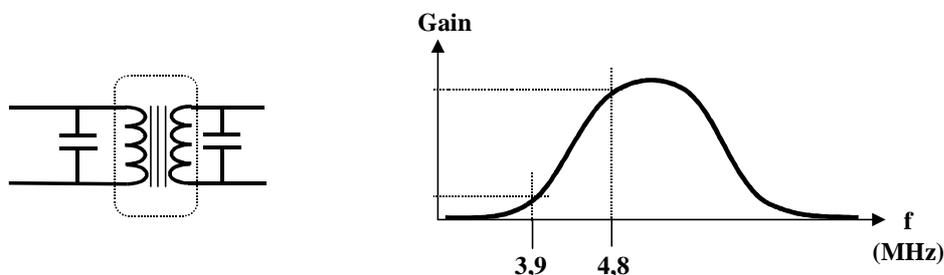


Fig. 4.9 : Discriminateur de fréquence

Cette solution est économique à utiliser mais elle présente l'inconvénient de ne pas être très linéaire, elle impose un ajustage précis du filtre et le temps de réponse du filtre peut introduire des défauts de décodage.

4.3.3 Schéma d'un récepteur SECAM

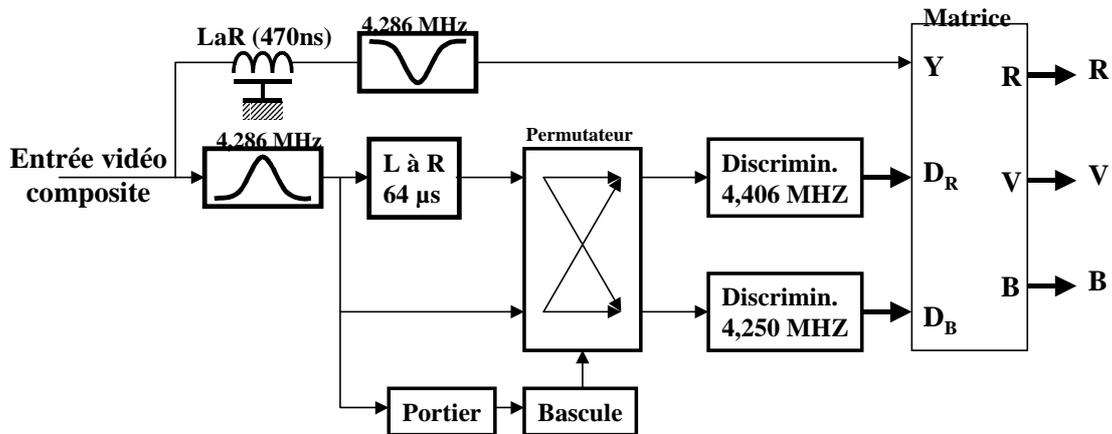


Fig. 4.10 : Récepteur SECAM

Pour effectuer la démodulation, le récepteur utilise la voie directe et la voie retardée (d'une ligne) et utilise l'information du portier pour aiguiller, via le permutateur, le rouge et le bleu. Sur les anciens récepteurs, l'identification des lignes (Rouge ou bleu) se faisait au début de chaque trame, une bascule déterminait, en changeant d'état à chaque ligne, ensuite la permutation à effectuer ; les récepteurs plus récents sont capables d'identifier à chaque ligne, durant la salve de chrominance, la couleur de la ligne.

4.3.4 Performances SECAM

Le choix de la modulation de fréquence permet d'obtenir une meilleure immunité aux perturbations (bruit ou transition de luminance) mais il présente l'inconvénient de ne pas pouvoir dissocier les spectres de luminance et de chrominance ; cela impose un filtrage plus sévère de la luminance, au détriment de la résolution de l'image.

Le principal défaut du système SECAM vient de la perte de résolution en couleur liée à la transmission séquentielle de la chroma ; la figure suivante présente un contexte d'erreur de décodage.

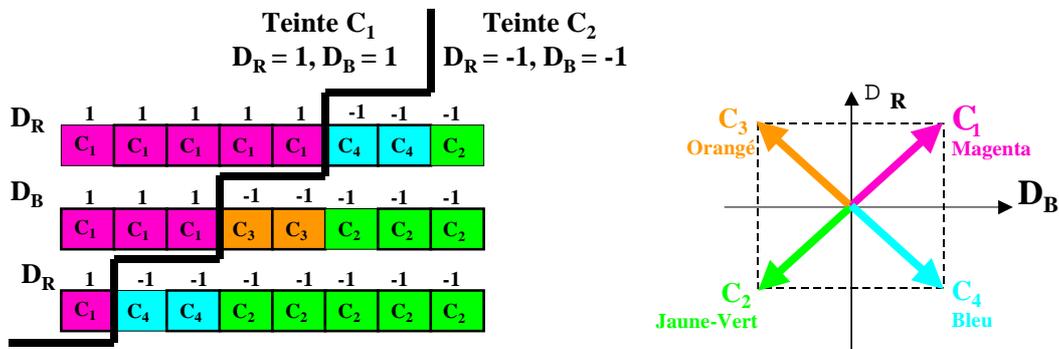


Fig. 4.11 : Cas d'erreur de décodage de la couleur (SECAM)

Un autre défaut est l'impossibilité de faire du montage entre 2 images SECAM (incrustation, par exemple) sans risquer un décrochage du décodage lié à un saut de phase de la sous porteuse.

Une grande qualité du système SECAM est la qualité de la restitution des teintes, qui est stable, même pour des couleurs fortement saturées.

4.4 MESECAM

Il s'agit d'un format hybride employé essentiellement en Afrique du Nord, il reprend le principe de transmission séquentielle de la chroma utilisé par le SECAM, mais effectue une modulation d'amplitude au lieu d'une modulation de fréquence ; la justification de ce choix de modulation tient à des raisons essentiellement économiques, les magnétoscopes PAL étant nettement moins chers que les SECAM.

5 Conversion de standards (525 lignes – 625 lignes)

Les systèmes de télévision sont contraints d'aligner leur fréquence de balayage au réseau de distribution d'énergie électrique du pays considéré ; de par le monde, on trouve 2 fréquences : le 50 Hz et le 60 Hz.

Le choix de la résolution des images a été dicté par la largeur des canaux de transmission (8 MHz, en général), ce qui laisse 5 à 6 MHz pour la bande passante de la luminance.

C'est ainsi que les américains ont opté pour 525 lignes et les européens pour 625 lignes.

Pouvoir échanger des programmes entre ces 2 continents, il faut donc être capable de convertir les formats d'affichage.

La figure suivante présente le fait que, pour conserver un bon rapport de forme à l'image, 5 lignes d'une image de 525 lignes correspondent à 6 d'une image de 625 lignes ; pour effectuer cette conversion, on peut procéder par duplication de ligne ou, pour un meilleur résultat, réaliser une interpolation de ligne.

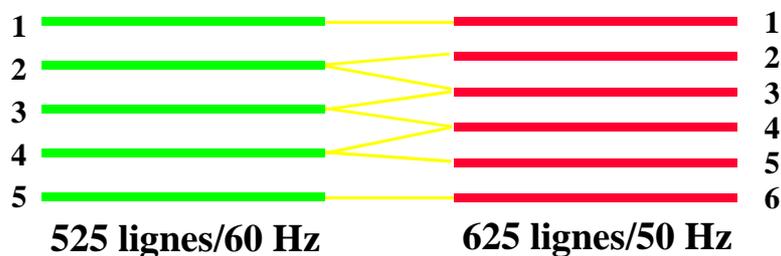


Fig. 4.12 : Conversion 525 – 625 (en lignes)

Un autre point à respecter est la cadence des images, sachant (figure suivante) qu'en 1/5 s, on reçoit 6 images de 525 lignes (60 Hz) contre 5 images de 625 lignes (50 Hz).

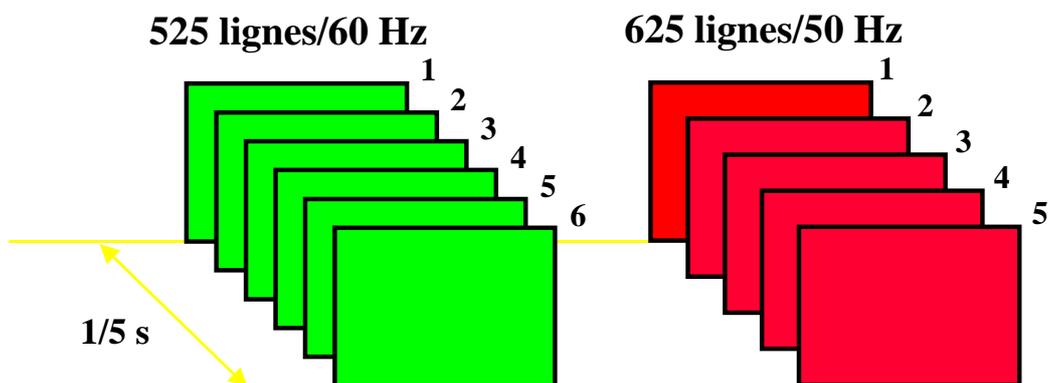


Fig. 4.13 : Différence de cadence 525 – 625 (en trames)

Il faut donc créer des images intermédiaires ; la figure suivante présente 3 solutions pour réaliser cela ; aucune solution n'est totalement satisfaisante, même la solution haut de gamme présente des faiblesses car il n'est pas toujours possible d'estimer le mouvement.

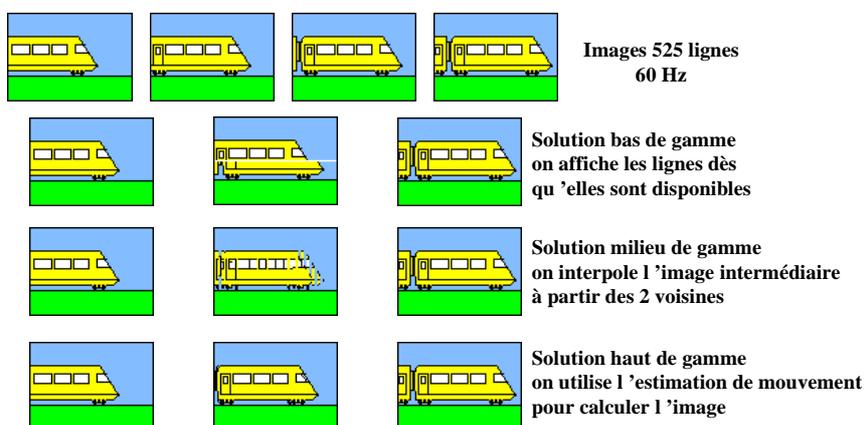


Fig. 4.14 : Algorithmes de conversion 525 – 625

A ces problèmes d'interpolation, s'ajoutent les défauts inhérents aux systèmes de codage de la couleur, qui s'additionnent en cas de conversion.