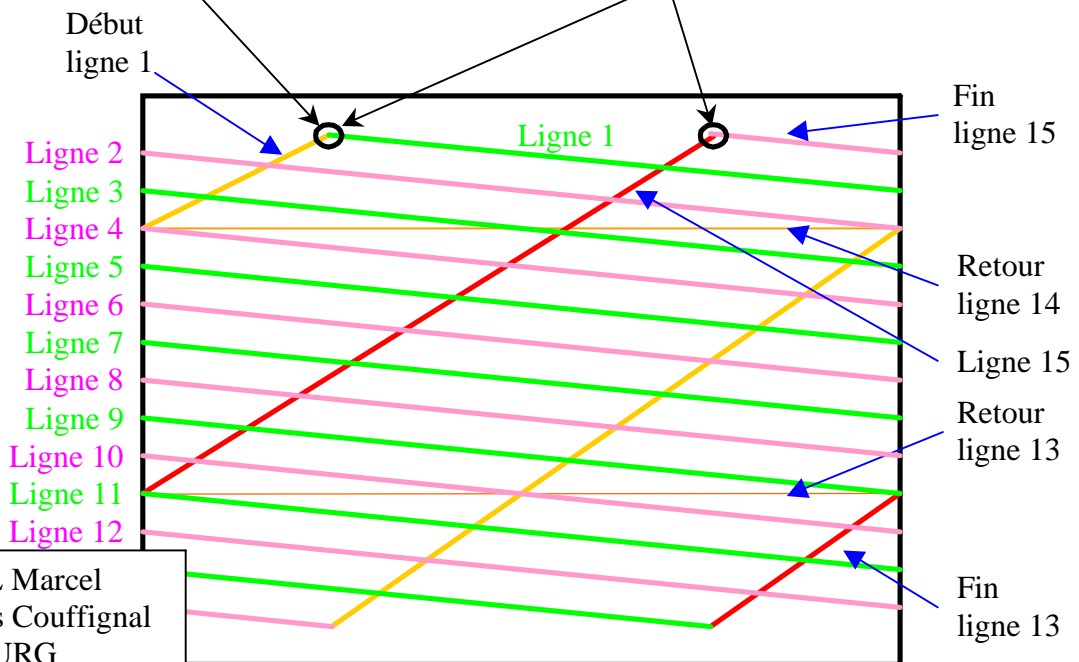
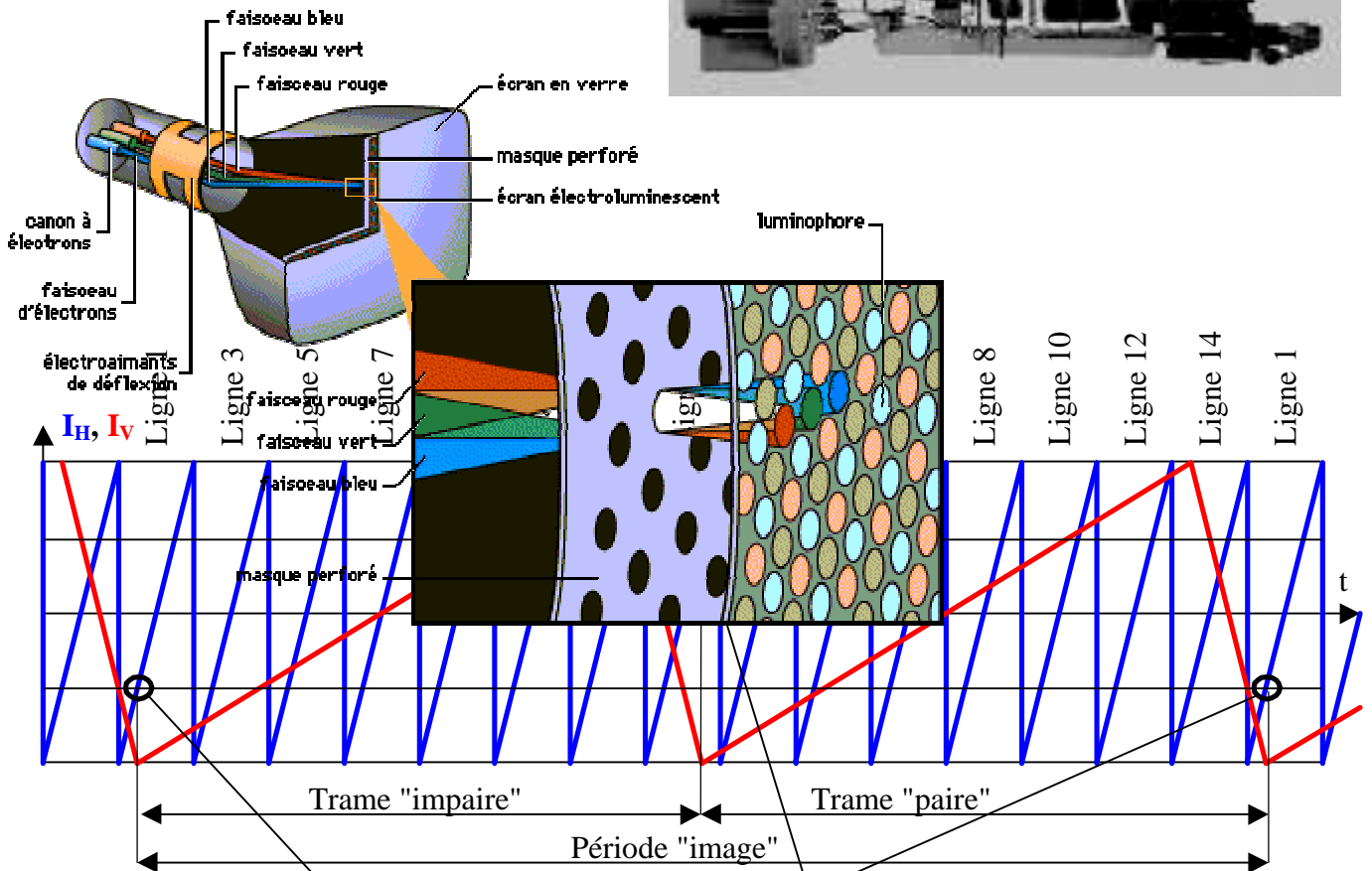
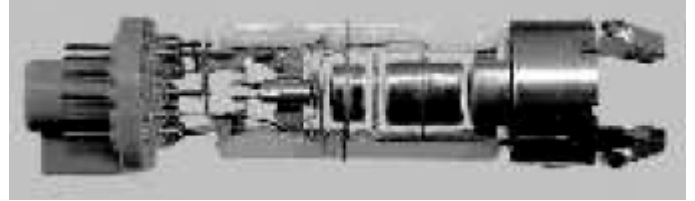


TUBES CATHODIQUES

Constitution et circuits de déviation



CREMMEL Marcel
Lycée Louis Couffignal
STRASBOURG

TUBES CATHODIQUES

Constitution et circuits de déviation

1. Écran cathodique

Cette technologie de reproduction d'images animées est la plus ancienne (premières expériences en 1926 !) mais reste encore la plus répandue. En effet :

- elle offre le meilleur rapport qualité / prix,
- le haut de gamme reste encore supérieur aux autres technologies

Par contre, la taille des écrans est limitée par les contraintes mécaniques sur les parois du tube en verre.

Le principe est basé sur la notion de balayage séquentiel développé à l'origine pour transmettre une image à distance. En effet, pour des raisons pratiques, on s'impose d'utiliser qu'un seul canal de transmission : 1 câble à 1 conducteur, 1 fréquence porteuse, ect ...

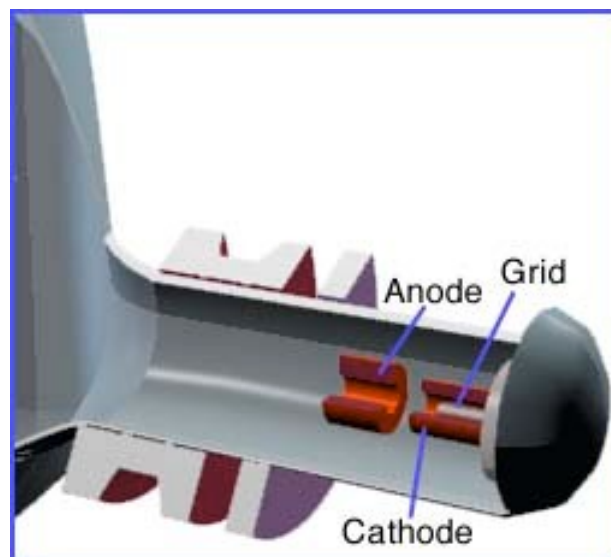
On est alors contraint de transmettre **séquentiellement** les états de chacun des pixels. Si l'image est mobile (TV), le cycle doit se répéter à un rythme suffisant : on obtient le **signal vidéo**.

Dans les écrans cathodiques, le balayage est réalisé de gauche à droite et de haut en bas, sauf sur les anciens radars à affichage circulaire où le balayage est en spirale.

1.1 Constitution d'un tube cathodique

Un tube cathodique à vision directe se présente sous la forme d'une "ampoule", toute en verre, de forme conique plus ou moins aplatie, dont le fond constitue l'écran et dans le col de laquelle est placé le canon électronique. Un vide très poussé est fait à l'intérieur de cette enceinte.

Le col abrite le canon électronique et les électrodes d'accélération et de focalisation du faisceau



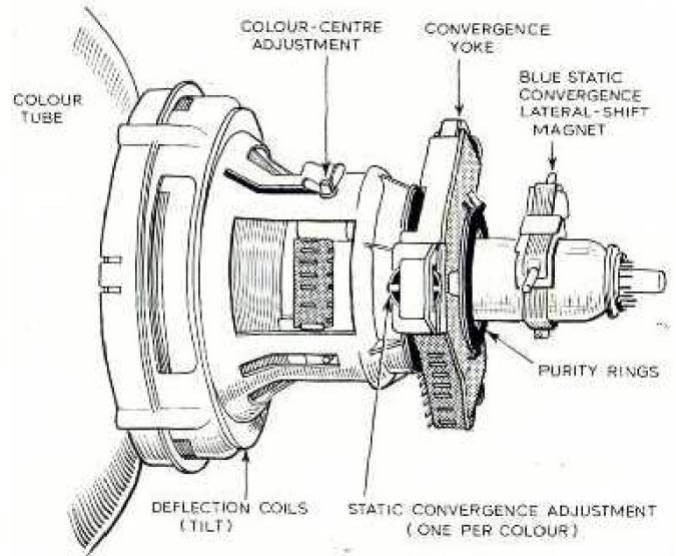
électronique. En TV couleur, trois faisceaux électroniques sont produits, un par couleur fondamentale. L'électrode "wehnelt" contrôle l'intensité du faisceau électronique. Un tube couleur comporte 3 wehnelt pour contrôler les 3 couleurs fondamentales.

Tube cathodique : constitution et circuits de déviation

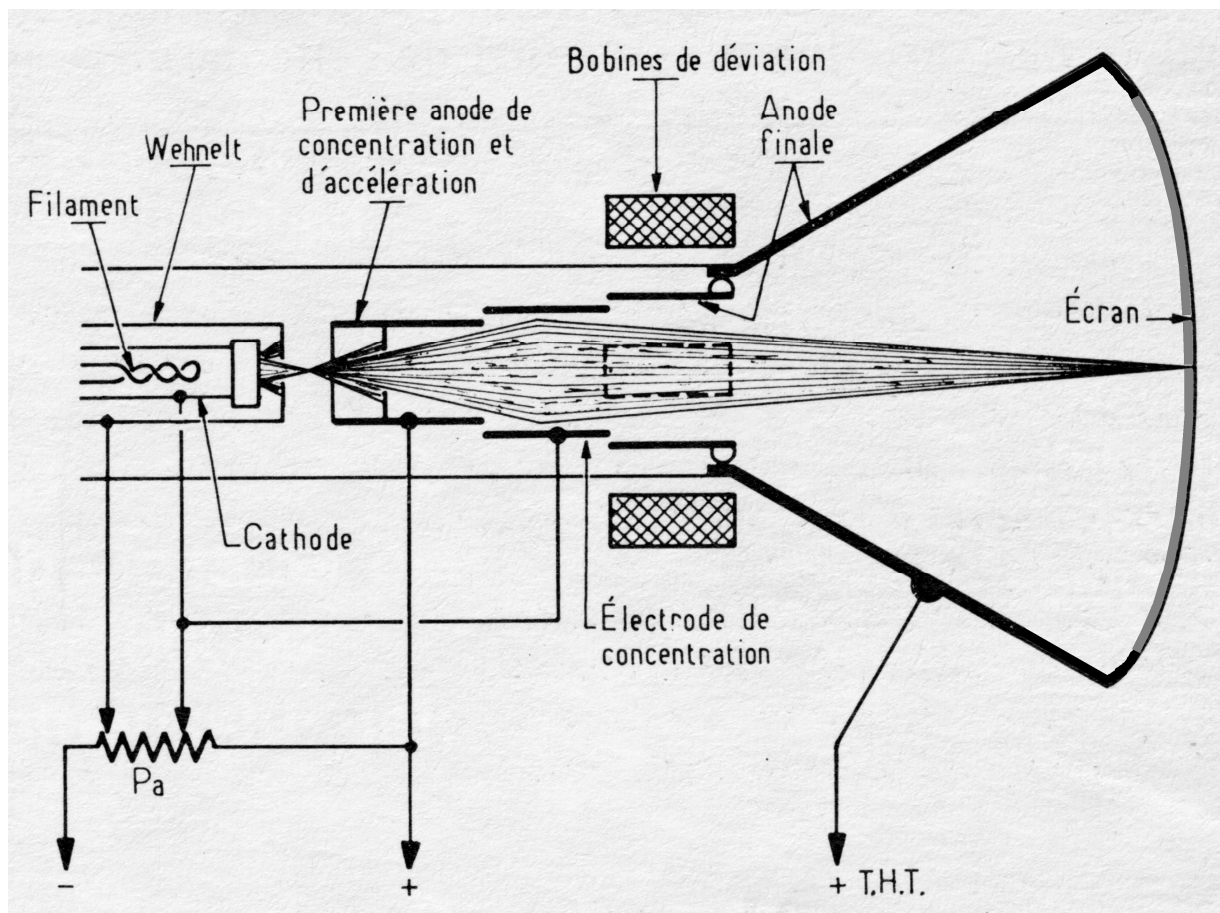
Grâce à la maîtrise des déflexions électromagnétiques, les angles de déviation du faisceau électronique se sont largement élargis (de 50° aux débuts de la TV, jusqu'à près de 120° aujourd'hui) ce qui a permis de réduire la profondeur des téléviseurs. La déflexion électrostatique utilisée dans les oscilloscopes pour la précision des déviations, n'est pas exploitée en TV car les tubes seraient gigantesques !

L'écran est garni de particules fluorescentes excitées en un point par le flux d'électrons. En TV couleur, chaque "pixel" de l'écran est constitué d'un triplet RVB de points fluorescents (ou luminophores) et est précédé d'une fine grille métallique : le masque. Celui-ci permet à chacun des 3 faisceaux électroniques de n'atteindre que les luminophores d'une couleur.

Bobines de déviation



1.2 Écran cathodique noir et blanc (N & B)



Le filament en tungstène chauffe la cathode; elle est portée à un potentiel fixe (190V par ex). L'électrode de wehnelt englobe la cathode et seul un petit trou est percé en face de la surface émissive.

On lui applique un potentiel inférieur à la cathode qui va contrôler l'intensité du faisceau électronique, par exemple :

- 160 V : faisceau éteint (point noir)
- 80 V : intensité max (point blanc)

La première anode a une forme de tube dont l'extrémité est fermée et percée d'un diaphragme. Elle est portée à un potentiel plus positif que le wehnelt.

Le champ électrique entre ces 2 électrodes accélère les électrons et a un effet de concentration du faisceau (on parle de lentille électrostatique).

Les électrodes suivantes reconcentrent le faisceau et accélèrent encore les électrons avec la très haute tension appliquée sur les parois internes du cône (10kV en N&B, 30kV en couleurs).

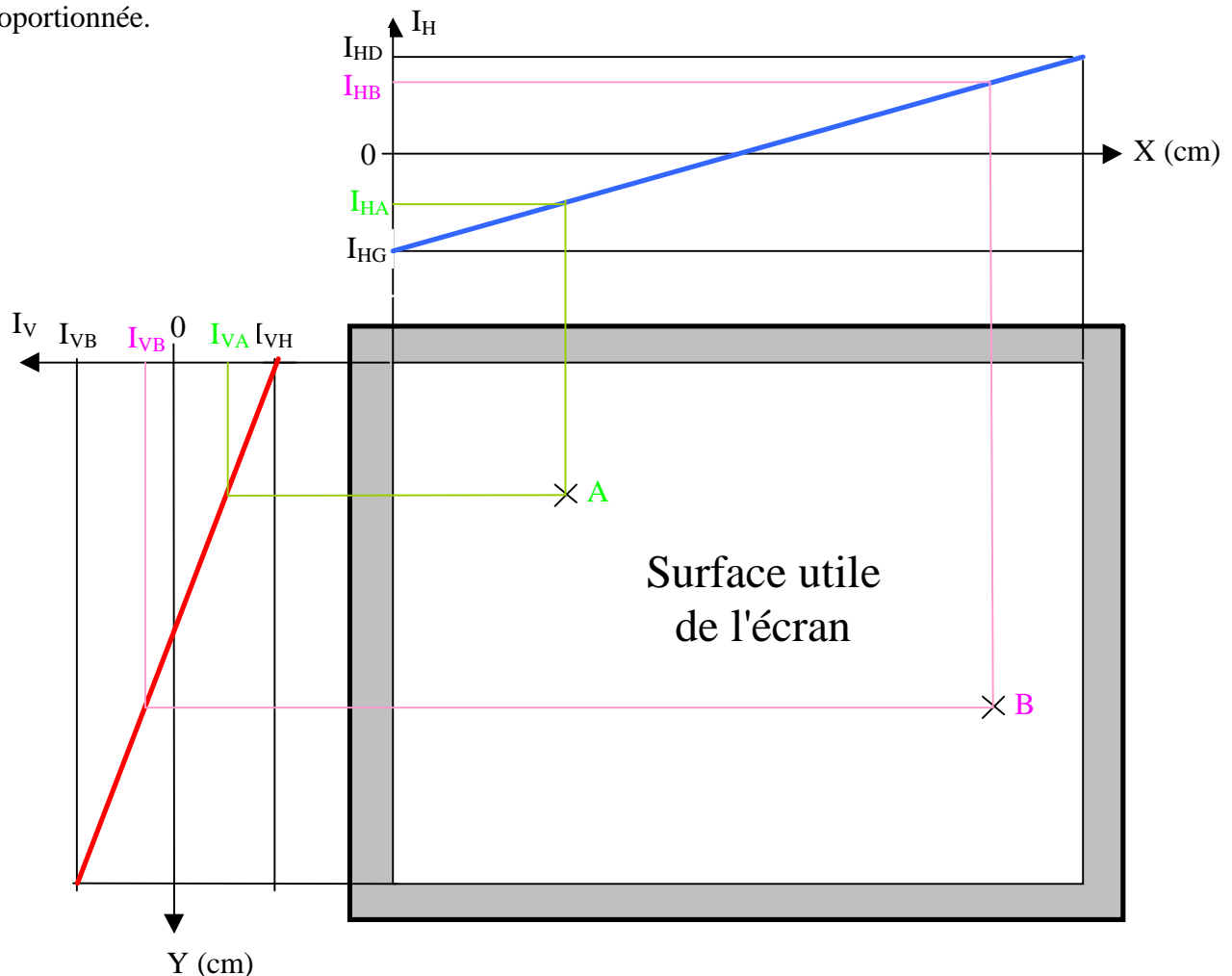
Les réglages "luminosité" et "contraste" agissent sur la tension wehnelt; le réglage "focus" sur le potentiel de l'électrode de focalisation.

2. Déviation du faisceau électronique

Les deux bobines de déviation encadrent le col du tube (voir photos et figures précédentes) :

- La bobine BH crée un champ magnétique vertical proportionnel au courant I_H qui la traverse. Celui-ci dévie le faisceau dans le sens horizontal.
- La bobine BV (non représentée) crée un champ magnétique horizontal proportionnel au courant I_V qui la traverse. Celui-ci dévie le faisceau dans le sens vertical.

Les formes de ces 2 bobinages et leurs positions sur le col sont étudiées pour que les déviations H et V sur l'écran soient proportionnelles aux intensités des courants I_H et I_V . Sur les anciens écrans, la géométrie de l'image est corrigée par des petits aimants permanents judicieusement placés. Aujourd'hui on se passe des aimants : l'électronique contrôle ces courants pour obtenir une image bien proportionnée.



En ajustant les intensités des courants I_H et I_V , on peut dévier le faisceau électronique pour qu'il atteigne n'importe quel point de la surface utile :

- point A : $I_H = I_{HA}$ et $I_V = I_{VA}$
- point B : $I_H = I_{HB}$ et $I_V = I_{VB}$

La surface utile est recouverte d'un matériau fluorescent qui émet de la lumière au point d'impact du faisceau électronique. L'intensité lumineuse dépend de l'intensité du courant électronique qui lui-même est contrôlé par le potentiel de l'électrode wehnelt. La loi de correspondance n'est malheureusement pas linéaire mais est compensée par des fonctions électroniques.

Le signal vidéo de l'image à reproduire est appliqué sur cette électrode après amplification. Le matériau fluorescent possède une propriété de rémanence compatible avec la vitesse de balayage.

2.1 Principes d'affichage sur un écran cathodique

2.1.1 Affichage type "dessin"

Les courants I_H et I_V sont contrôlés de façon que le spot "dessine" l'image à l'écran comme on le ferait avec un stylo sur du papier.

Le signal VIDEO contrôle en synchronisme l'intensité lumineuse et le "lever de plume".

Ce procédé n'est pas utilisé car :

- il est trop complexe à mettre en œuvre pour les écrans graphiques,
- les hautes résolutions imposent des di/dt très élevés dans les bobines, ce qui nécessite des hautes tensions à variations très rapides : trop coûteux.

Il est par contre utilisé dans les projecteurs "laser" géants de plein air.

2.1.2 Affichage par balayage

C'est le procédé universellement utilisé pour les écrans cathodiques.

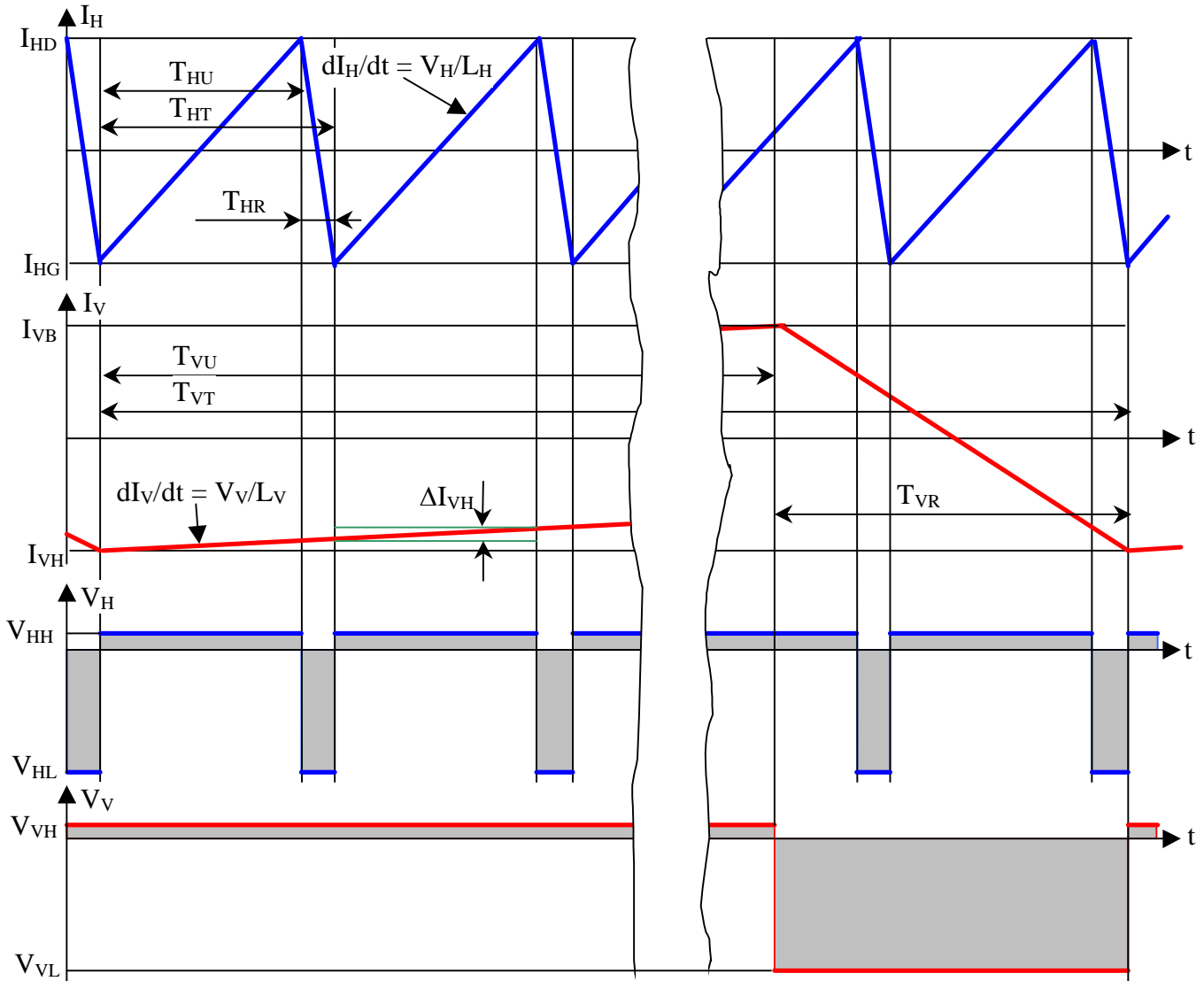
La surface utile de l'écran est balayée de gauche à droite et de haut en bas avec un pas aussi faible que possible. Cet intervalle définit la résolution en nombre de lignes.

Le signal VIDEO contrôle en synchronisme l'intensité du faisceau électronique, c'est à dire la luminosité du point atteint par le faisceau.

Si la fréquence du balayage est suffisamment élevée par rapport à la rémanence de l'écran, l'image reproduite semblera complète. Une fréquence trop faible donnera une image qui papillote, et au contraire une rémanence excessive créera des traînées des objets mobiles dans l'image.

Tube cathodique : constitution et circuits de déviation

Le balayage est réalisé par un contrôle adéquat des courants I_H et I_V :



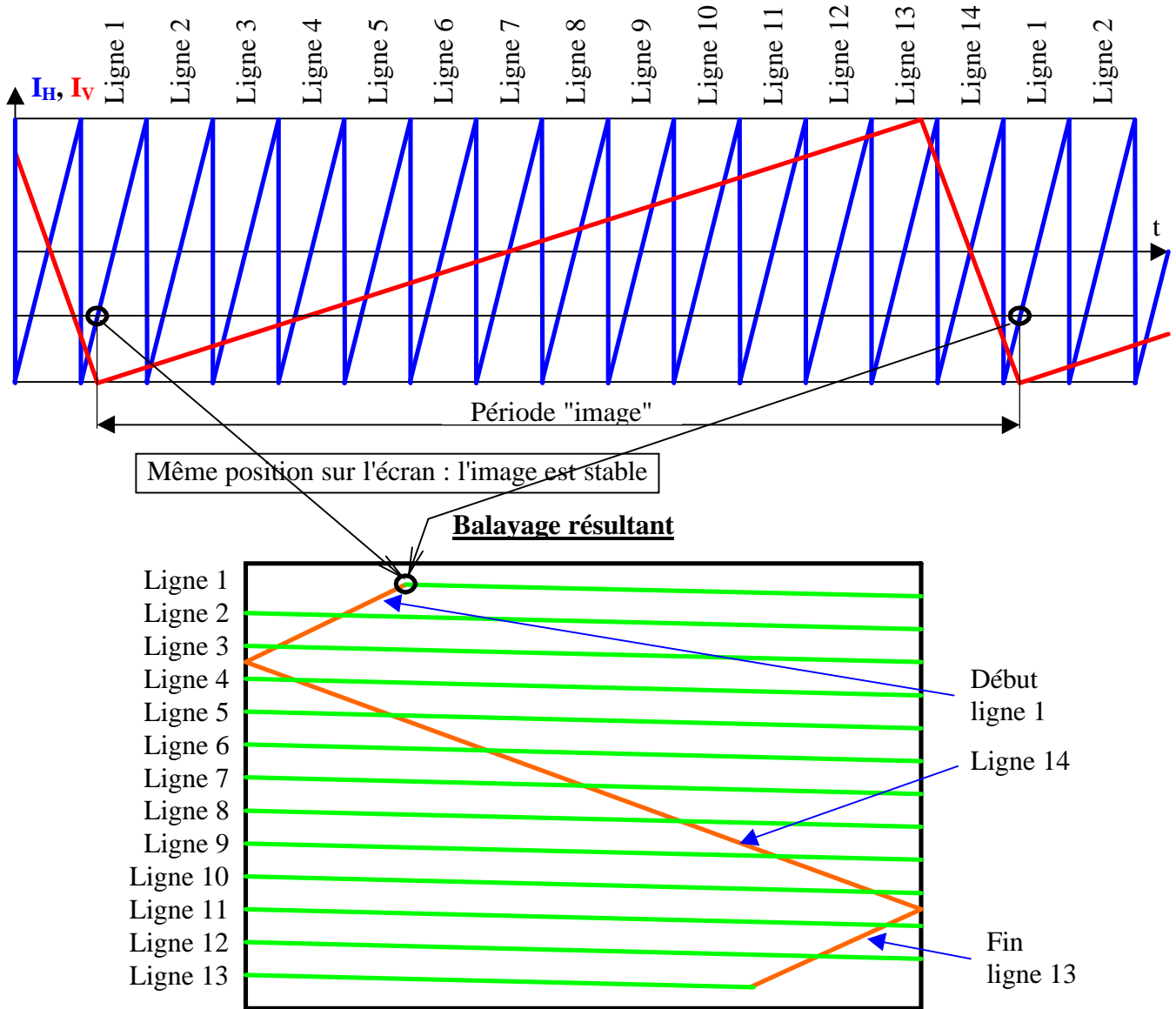
Notes :

- La durée T_{VR} dans le cas réel est beaucoup plus longue que représentée.
Généralement : $T_{VR} = 5$ à 10 fois T_{HT} . On perd donc autant de lignes actives.
Pour réduire ce temps, il faudrait appliquer une tension V_{VL} inutilement élevée.
- Les valeurs moyennes de V_H et V_V sont nulles si on peut négliger les résistances de bobinages BH et BV.
- Les évolutions des courants I_H et I_V doivent être synchrones : T_{VT} doit être un multiple entier de T_{HT} . Le rapport est le nombre de lignes de l'image.
Par contre, la phase relative peut être quelconque, mais elle doit rester constante d'un balayage à l'autre.
- Dans les structures réelles, le courant I_V ne varie pas linéairement pendant les retours de balayage (voir l'étude des balayages plus loin).
- Pendant les phases de balayage des lignes actives, les évolutions des courants I_H et I_V sont légèrement modifiées pour corriger les défauts de géométrie de l'image (voir plus loin).

Balayages entrelacé et non entrelacé

Ce mode de fonctionnement dépend de la parité du nombre de lignes :

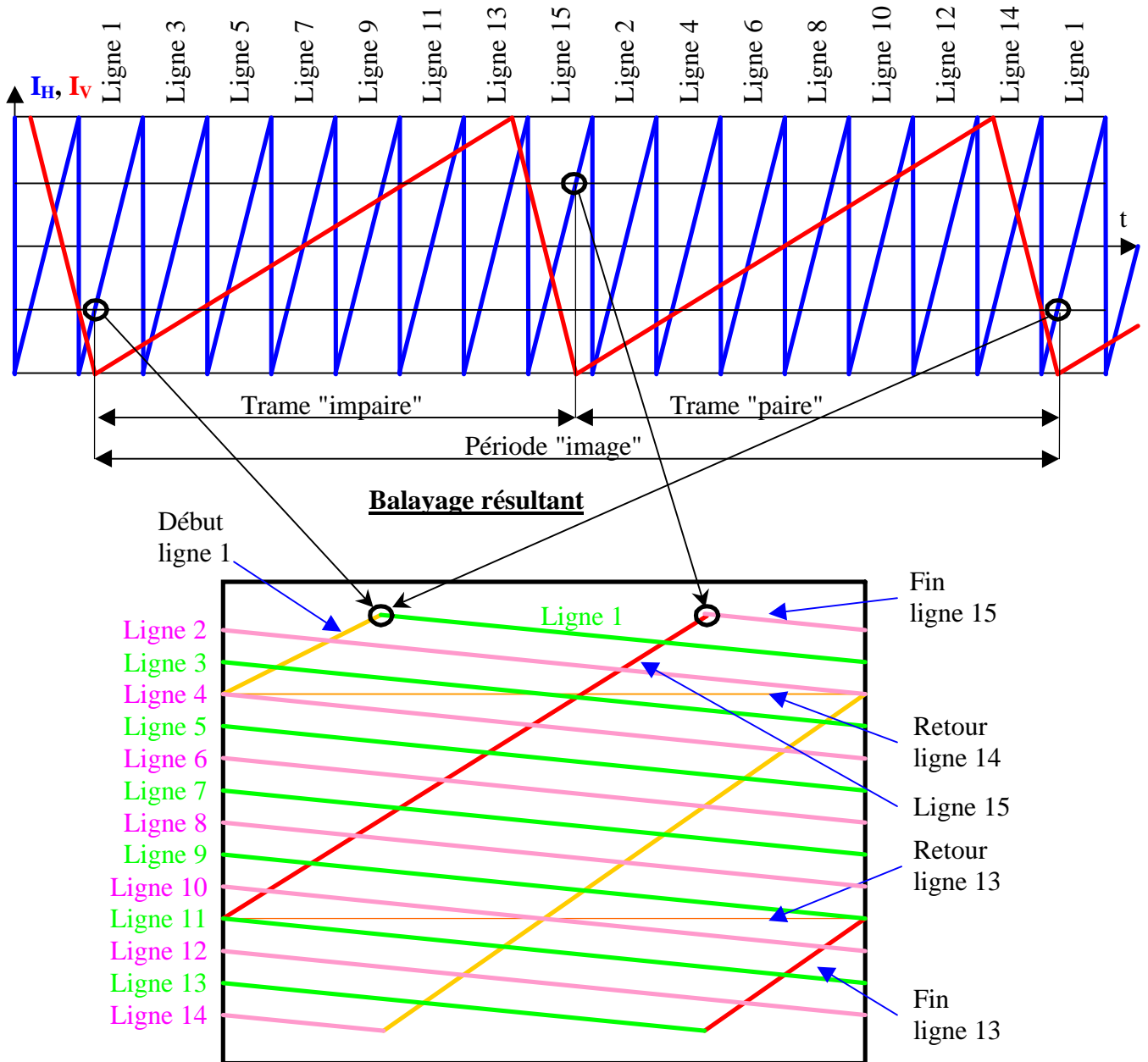
1. Exemple 1 : 14 lignes par image (ou trame)



Légende : **en vert** : balayages lignes pendant le balayage Haut → Bas

en orange : balayages lignes pendant le retour de trame. Le faisceau électronique est coupé

2. Exemple 2 : 15 lignes par image (valeur impaire)



Légende : **en vert** : balayages lignes pendant la première 1/2 trame, dite "trame impaire"
en rose : balayages lignes pendant la deuxième 1/2 trame, dite "trame paire"
en rouge : les "lignes" balayées pendant le retour de trame impaire. Le faisceau est coupé.
en orange : les "lignes" balayées pendant le retour de trame paire. Le faisceau est coupé.

On constate que **les lignes se retrouvent dans l'ordre sur l'écran**, les lignes paires et impaires s'entrelaçant parfaitement. Attention : la phase relative des courants I_H et I_V doit rester stable ou dériver très lentement par rapport à la période "image".

3. Comparaison des 2 types

On choisit une image de 624 ou 625 lignes, composée de 832 pixels par ligne (pour respecter le format 4/3). Elle doit être reproduite à une fréquence de balayage de 50Hz pour éviter le scintillement.

	Balayage non entrelacé : 624 lignes	Balayage entrelacé : 625 lignes
Fréquence "image"	50 Hz	25 Hz
Fréquence balayage V	50 Hz	50 Hz
Fréquence balayage H	$50 \times 624 = 31200$ Hz	$50 \times (625 / 2) = 15625$ Hz
Fréquence "pixels"	$31200 \times 832 = 25,9584$ MHz	$15625 \times 832 = 13$ MHz

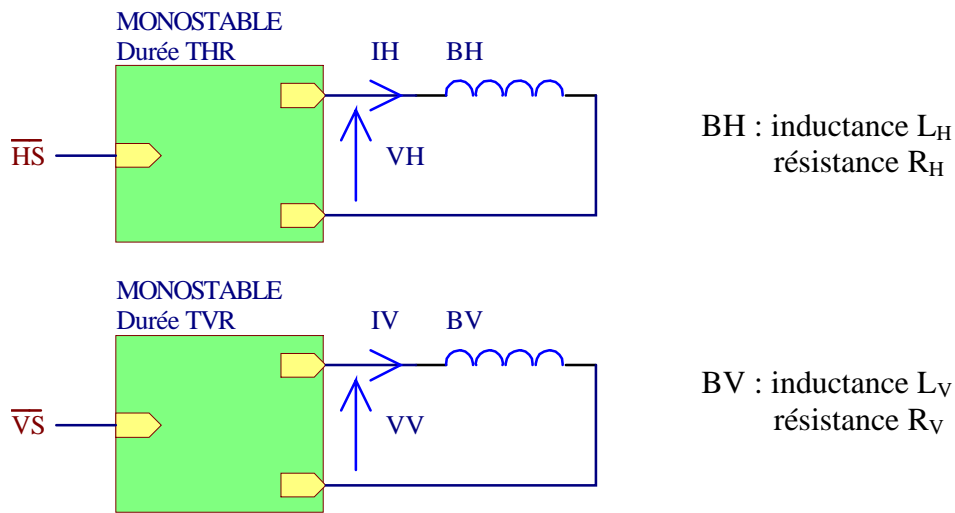
L'intérêt du mode entrelacé est évidemment sur le critère de la bande passante. C'est donc le format utilisé dès qu'il s'agit de transmettre un signal vidéo sur une porteuse radiofréquence. Par contre, l'image est dégradée par l'effet de papillotement pour les images de qualité. Par exemple, si une ligne isolée est blanche, elle ne sera rafraîchie que 25 fois par seconde. Pour corriger cet effet, certains téléviseurs haut de gamme convertissent le mode entrelacé en non entrelacé 50Hz (mode "progressif"). Cette fonction nécessite une mémoire numérique d'image utilisée comme tampon.

2.2 Schéma fonctionnel du contrôle de balayage

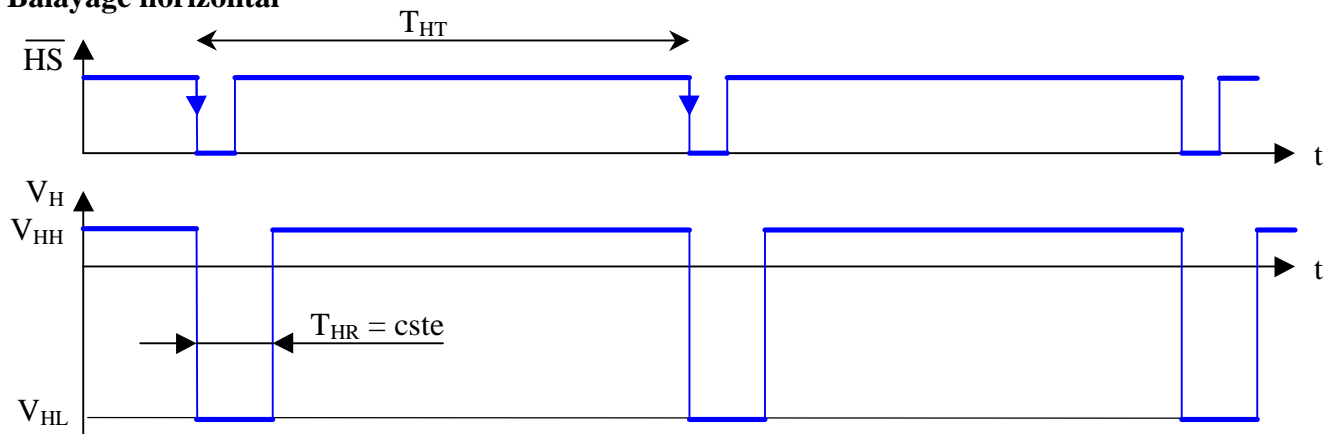
Le signal vidéo à visualiser comporte 2 composantes de synchronisation du balayage :

- \overline{HS} : Horizontal Synchro : le flanc descendant déclenche le balayage horizontal
- \overline{VS} : Vertical Synchro : le flanc descendant déclenche le balayage vertical

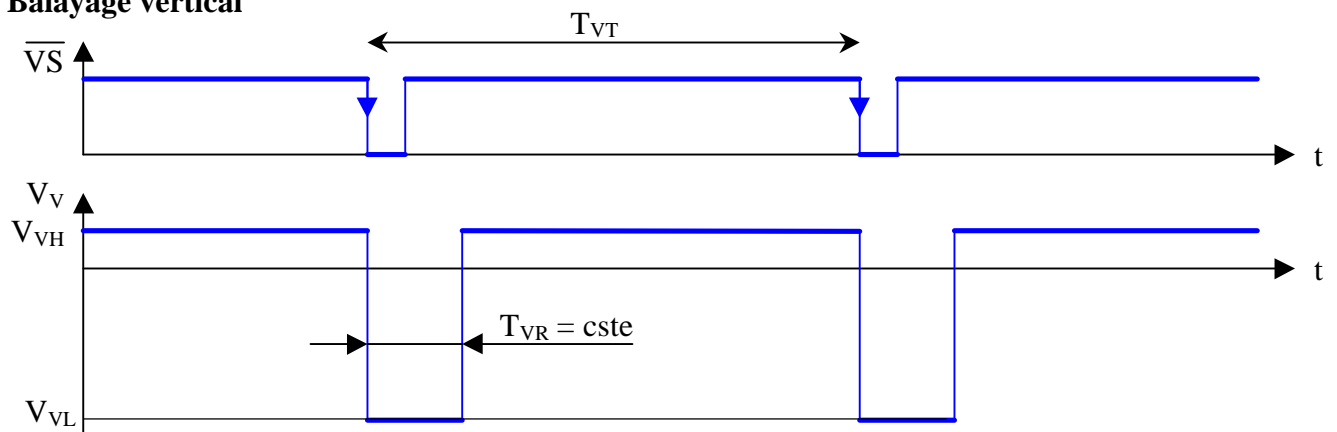
Note : la polarité du signal et le flanc actif sont arbitraires. Toutefois il s'agit de ceux utilisés dans le format VGA utilisé en informatique.



Balayage horizontal



Balayage vertical



Notes :

- Les valeurs moyennes de V_H et V_L sont nulles si les résistances R_H et R_V sont négligeables.
- On cherche à rendre les durées T_{HR} et T_{VR} aussi courtes que possible.

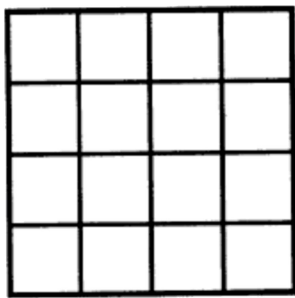
Pour régler les dimensions et la position de l'image sur l'écran, les constructeurs rendent ajustables les paramètres suivants :

- T_{HR} ou V_{HL} : position gauche. Ils agissent aussi sur la largeur de l'image
- V_{HH} : largeur de l'image
- T_{VR} ou V_{VL} : position haute. Ils agissent aussi sur la hauteur de l'image
- V_{VH} : hauteur de l'écran

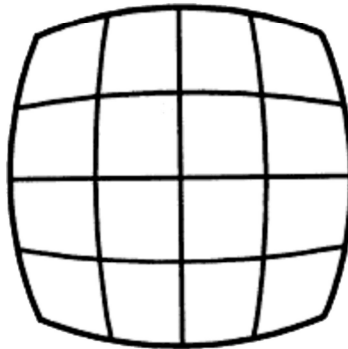
Bien sûr, si les périodes T_{HT} et T_{VT} changent (autre format d'image), tous les réglages sont à reprendre ! Les moniteurs de PC actuels (et certains téléviseurs ou vidéo projecteurs haut de gamme) gardent les réglages en mémoire non volatile en fonction des fréquences H et V.

Note : d'autres réglages de géométrie sont accessibles sur certains écrans. En effet, malgré tous les soins apportés à la conception des circuits de balayage, des bobinages et du tube, il est impossible de rendre strictement proportionnel le courant dans les bobinages et la position du spot sur l'écran. De plus, l'angle de déviation dépend de l'intensité du faisceau électronique, c'est à dire de la luminosité !

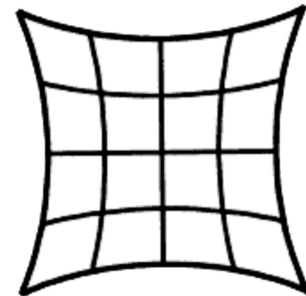
Pour s'approcher de la géométrie parfaite (un rectangle), il faut contrôler à tout instant le courant dans les bobinages pour corriger les défauts typiques suivants :



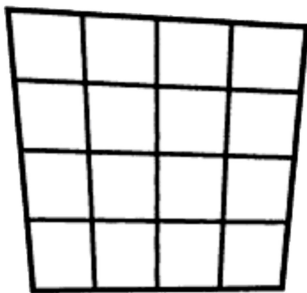
Normal



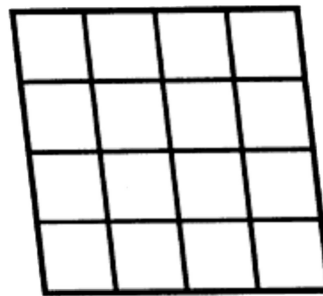
Déformation en tonneau



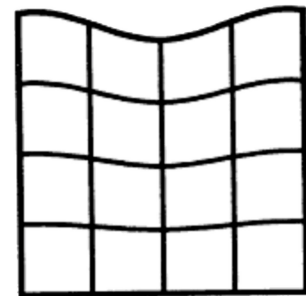
Déformation en coussin



Déformation en trapèze

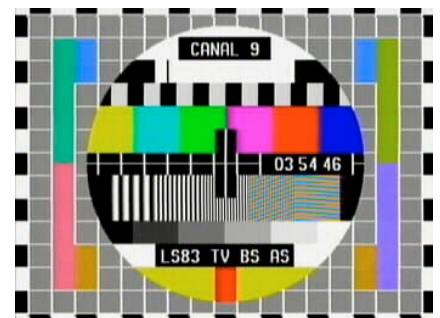
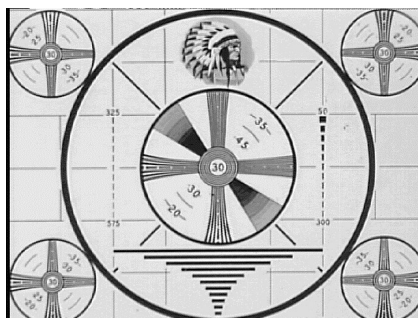


Déformation en parallélogramme



Déformation en vagues

Pour ce faire, on utilise des mires normalisées. Voici quelques exemples :



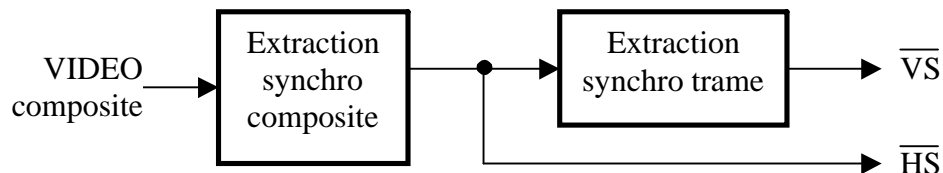
2.3 Quelques formats courants (en analogique) :

- Standards CCIR PAL ou SECAM en Europe :
 - $T_{HT} = 64\mu S$
 - $T_{VT} = 20mS$
 - Mode entrelacé (312,5 lignes par balayage V, soit 625 lignes par image)
- Standard NTSC (E.U. et Japon)
 - $T_{HT} = 63,492\mu S$
 - $T_{VT} = 1/60 S$
 - Mode entrelacé (262,5 lignes par balayage V, soit 525 lignes par image)
- VGA standard
 - $T_{HT} = 32\mu S$ environ
 - $T_{VT} = 1/60 S$
 - Mode non entrelacé (520 lignes par balayage V)

3. Exemples de schémas structurels

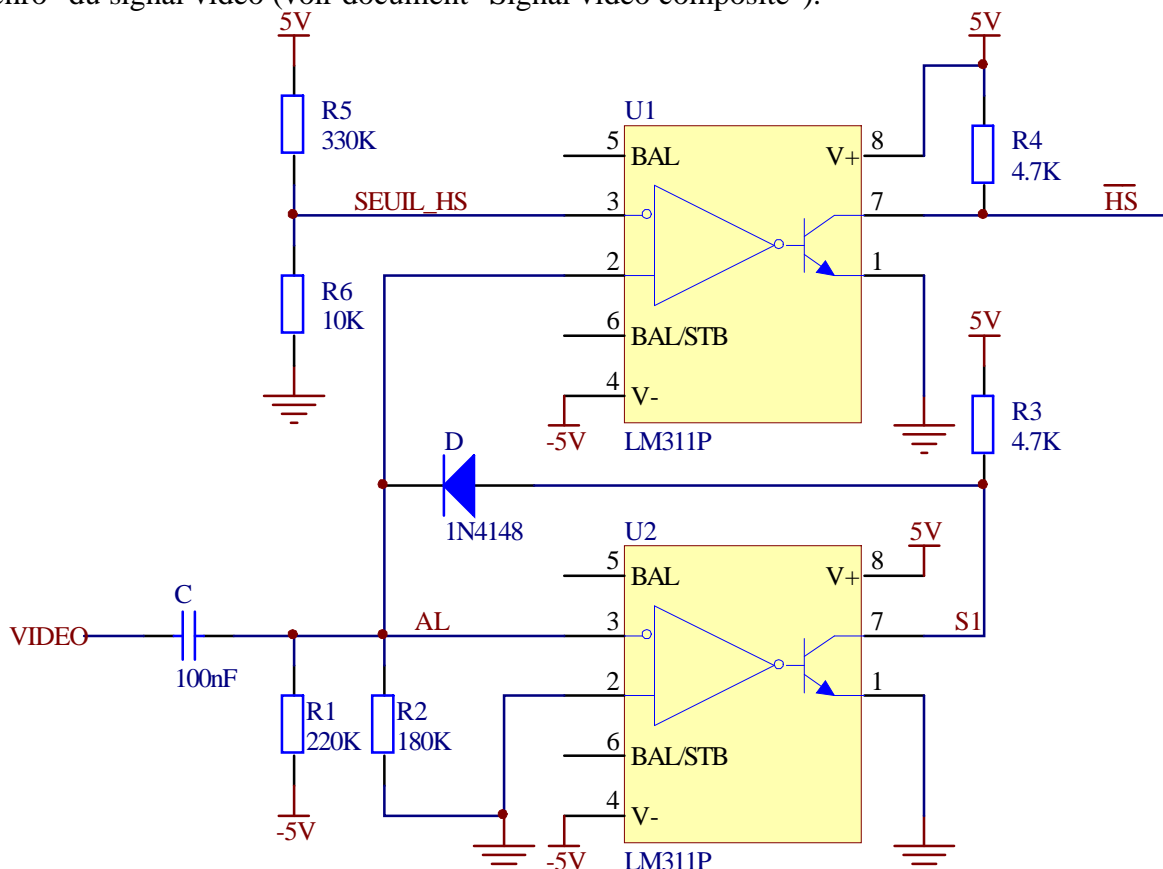
3.1 Extraction des signaux de synchronisation

Cette fonction n'est nécessaire que si le moniteur ou le téléviseur est capable de traiter un signal vidéo **composite**. Un moniteur de type VGA ne comporte pas cette fonction, mais nécessite autant de signaux d'entrée que de composantes (soit 5 : R, V, B, synchros lignes et trames).



3.1.1 Extraction de la synchro "composite"

Il s'agit de produire un signal logique binaire qui "recopie" avec les niveaux adéquats la composante "synchro" du signal vidéo (voir document "Signal vidéo composite").

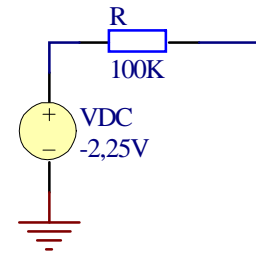


Tube cathodique : constitution et circuits de déviation

Les LM311 intègrent un comparateur rapide dont la sortie se résume à un transistor à collecteur et émetteur ouvert. Cette structure permet à l'utilisateur de configurer la sortie en fonction de l'application. Ici, on l'utilise en "collecteur ouvert" traditionnel : résistance de tirage vers +5V et émetteur à 0V.

Pour les explications du fonctionnement on remplace le pont diviseur R1/R2 par le modèle de Thévenin équivalent ci-contre.

Le pont diviseur R5/R6 produit un seuil de comparaison : SEUIL_HS = 0.147V, soit 150mV environ.



Le signal vidéo composite appliqué à l'entrée a une amplitude crête à crête nominale de 1V. Par contre sa composante continue n'est pas connue à priori, mais est normalement comprise entre 0V et +2V; elle peut même évoluer lentement au cours du temps.

L'impédance interne de la source est de 75Ω .

Le condensateur C ne peut se charger ou se décharger qu'à travers R ou D. Or, comme cela va être constaté, la diode n'est conductrice, en régime établi, que pendant un temps très court à chaque période. Ainsi, comme la constante de temps $RC=10\text{ms}$ est beaucoup plus grande que la durée d'une ligne ($64\mu\text{s}$), on peut admettre, toujours en régime établi, que la tension $V_C=V_{\text{VIDEO}}-V_{\text{AL}}$ aux bornes du condensateur C reste constante pendant la durée de quelques lignes.

On en déduit : $V_{\text{AL}} = V_{\text{VIDEO}} + V_C$: V_{AL} est la copie de V_{VIDEO} décalée de la quantité V_C .

On va montrer que ce décalage s'ajuste automatiquement de sorte à **aligner** le niveau de plus bas du signal AL à 0V.

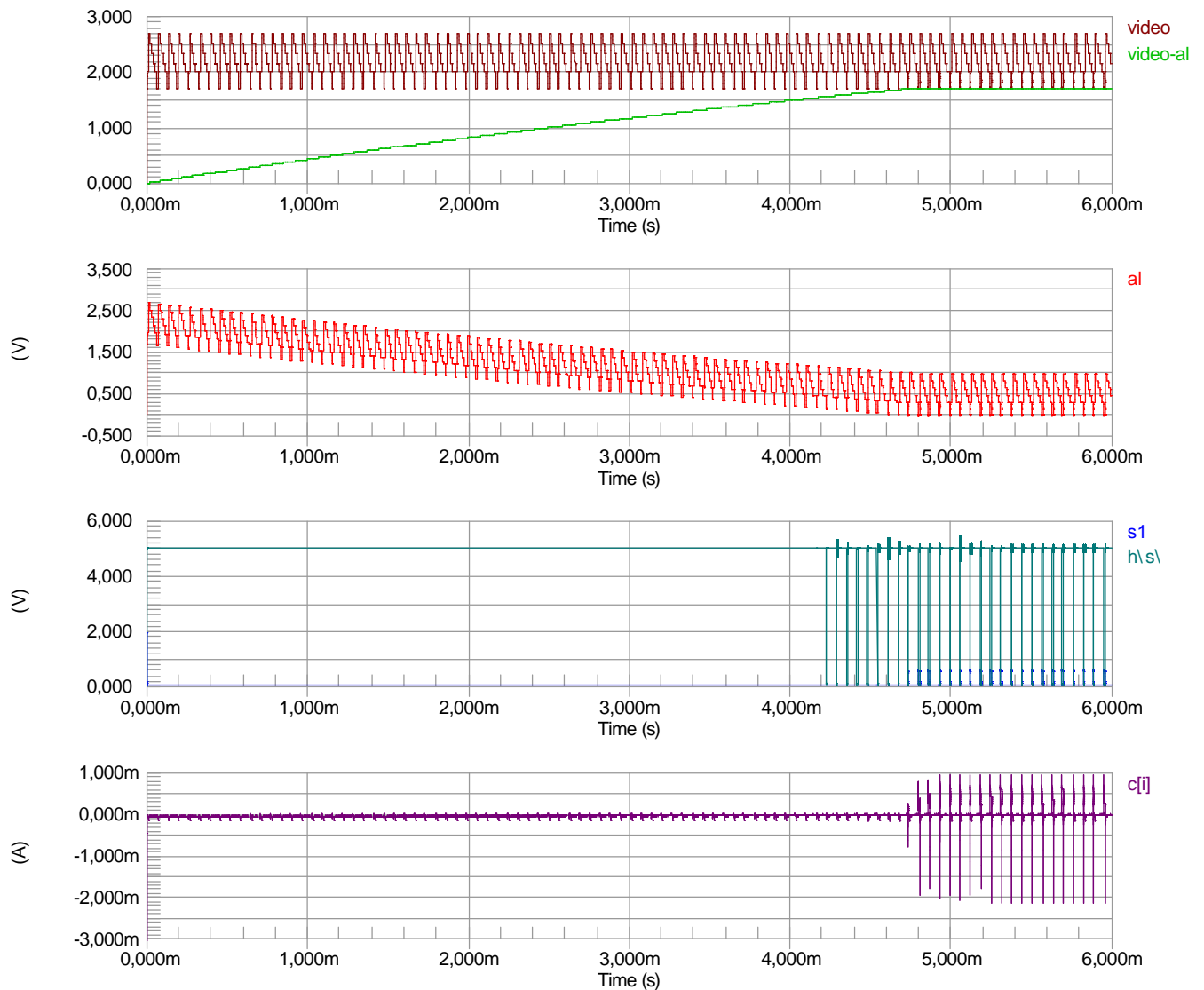
Si V_{AL} est positive, $V_{\text{EU}2} < 0\text{V}$ et le transistor de sortie de U2 est saturé, soit $V_{\text{S1}}=0\text{V}$. La diode D est donc bloquée et l'Aop U2 est en boucle ouverte car il n'y a pas de contre réaction..

Le condensateur C se charge alors lentement à travers R de sorte à faire tendre la valeur moyenne de V_{AL} vers $V_{\text{DC}} = -2,25\text{V}$. En effet, le courant moyen dans un condensateur tend toujours vers 0 en régime établi, il en est donc de même de la tension aux bornes de R dans cette phase.

Une simulation permet d'illustrer ce phénomène. Le signal vidéo utilisé comme stimuli correspond à une mire de 5 colonnes du blanc vers le noir, mais cela est sans effet sur le fonctionnement.

Tube cathodique : constitution et circuits de déviation

a) Niveau absolu du "noir" du signal $V_{\text{VIDEO}} = +2\text{V}$



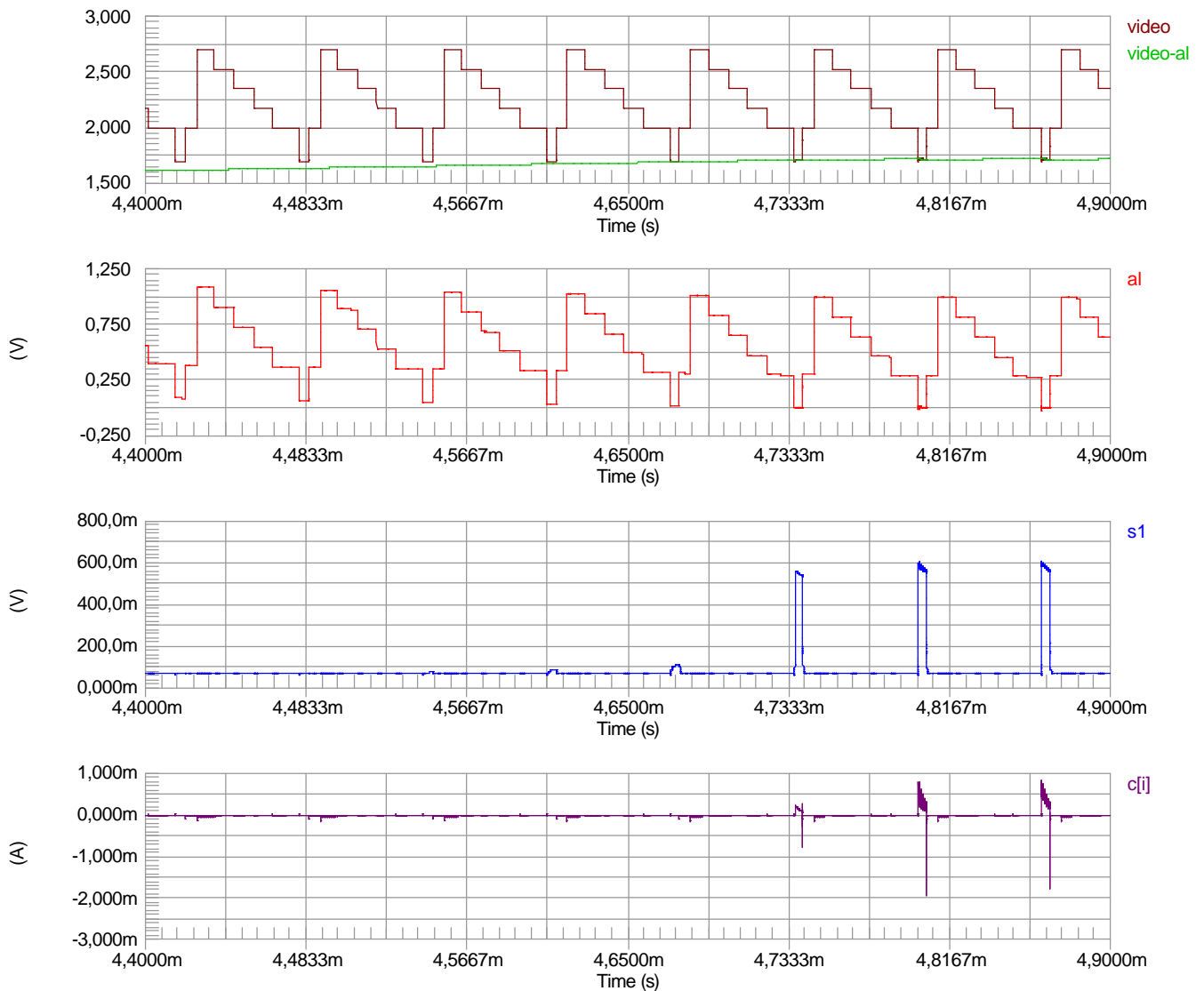
Le condensateur C est déchargé à l'instant initial ($V_{\text{VIDEO}} - V_{\text{AL}} = 0\text{V}$). V_{AL} est ainsi largement positive et $V_{\text{S1}} = 0\text{V}$ car le transistor de sortie de U2 est saturé. La diode D est donc bien bloquée et le condensateur C se charge lentement vers $V_{\text{VIDEOmoy}} - V_{\text{DC}}$ soit 4,5V environ.

La valeur moyenne de V_{AL} décroît alors lentement (car $V_{\text{ALmoy}} = V_{\text{VIDEOmoy}} - V_{\text{C}}$) et tend vers $V_{\text{DC}} = -2,25\text{V}$

Cette valeur ne sera jamais atteinte car bien avant, le bas du signal V_{AL} (aux moments des synchrones) devient légèrement négatif. Le transistor de sortie de U2 a donc tendance à se bloquer et par voie de conséquence, la diode D commence à conduire.

Ce phénomène est observé dans les chronogrammes dilatés ci-dessous.

Tube cathodique : constitution et circuits de déviation



Quand la diode D conduit, une contre-réaction boucle le comparateur U2 qui fonctionne alors en "linéaire" : sa tension $V_{\varepsilon U2} = V_+ - V_-$ est proche de 0V. La tension V_{AL} est alors maintenue à 0V par la contre-réaction de U2.

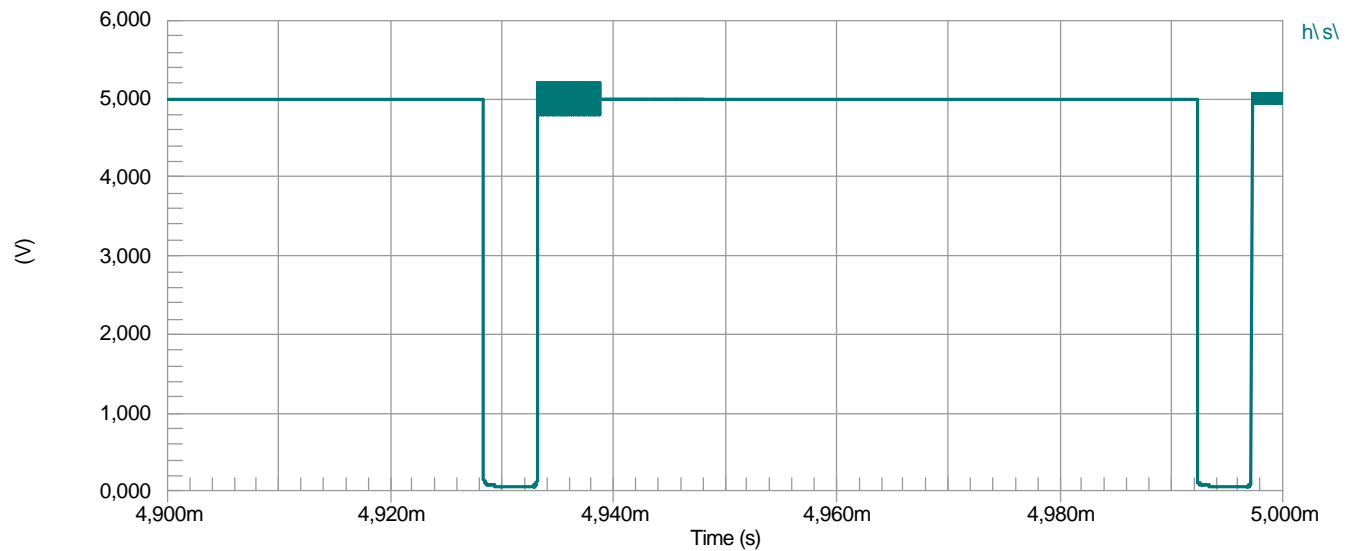
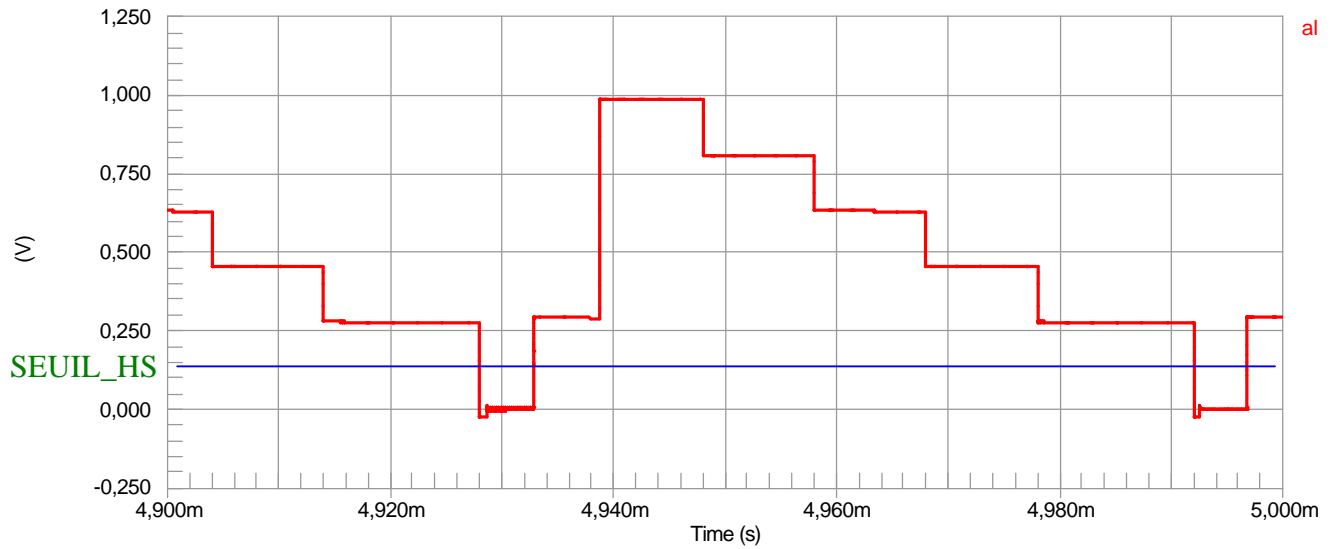
Le courant qui fait conduire D passe aussi dans le condensateur C qui se décharge donc en conséquence. Mais si C se décharge, V_{AL} a tendance à augmenter. Le transistor de sortie de U2 se remet à conduire, ce qui réduit la conduction de D, éventuellement jusqu'au blocage : le condensateur ne se décharge plus et se recharge lentement via R.

Conclusion : **le niveau bas de V_{AL} s'aligne sur 0V**. Ceci est bien illustré par les chronogrammes.

Après l'impulsion de synchro, le niveau de V_{AL} remonte rapidement, ce qui bloque la diode D. Le condensateur C se charge alors via R, mais très lentement, de sorte que V_C garde pratiquement sa valeur pendant les 64 μ S suivantes. Ainsi, à l'impulsion de synchro suivante, le niveau le plus bas de V_{AL} n'aura que légèrement baissé; juste assez pour devenir négatif et ainsi refaire conduire D pour recommencer le cycle.

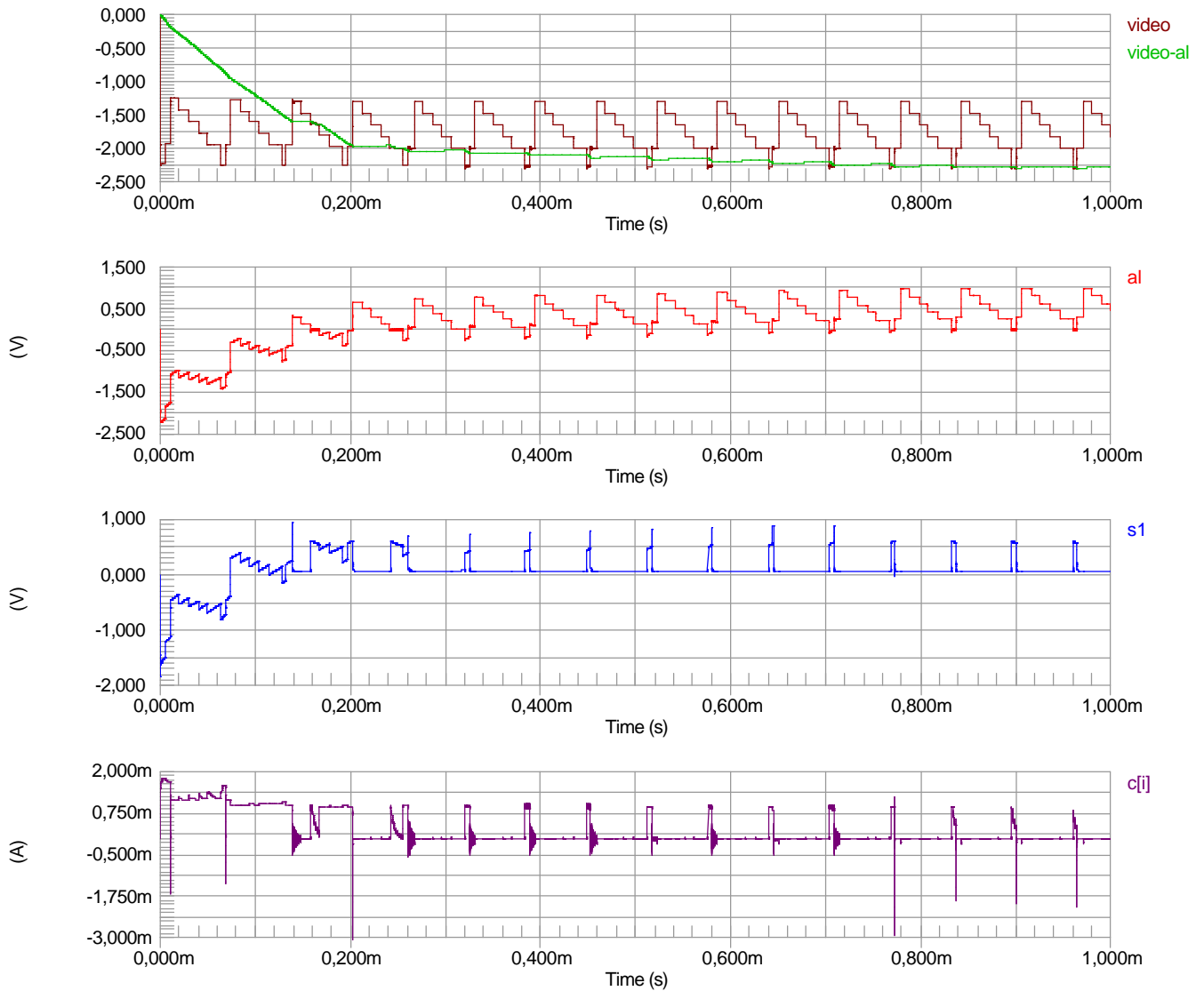
Tube cathodique : constitution et circuits de déviation

Le signal V_{AL} étant aligné sur 0V en régime établi, le signal \overline{HS} est facilement obtenu en comparant le niveau instantané du signal V_{AL} avec un seuil fixe situé au milieu de la composante "synchro", soit +150mV. Cette fonction est réalisée par le comparateur U1 comme l'illustre le chronogramme ci-dessous.



Tube cathodique : constitution et circuits de déviation

b) Niveau absolu du "noir" du signal $V_{\text{VIDEO}} = -2\text{V}$

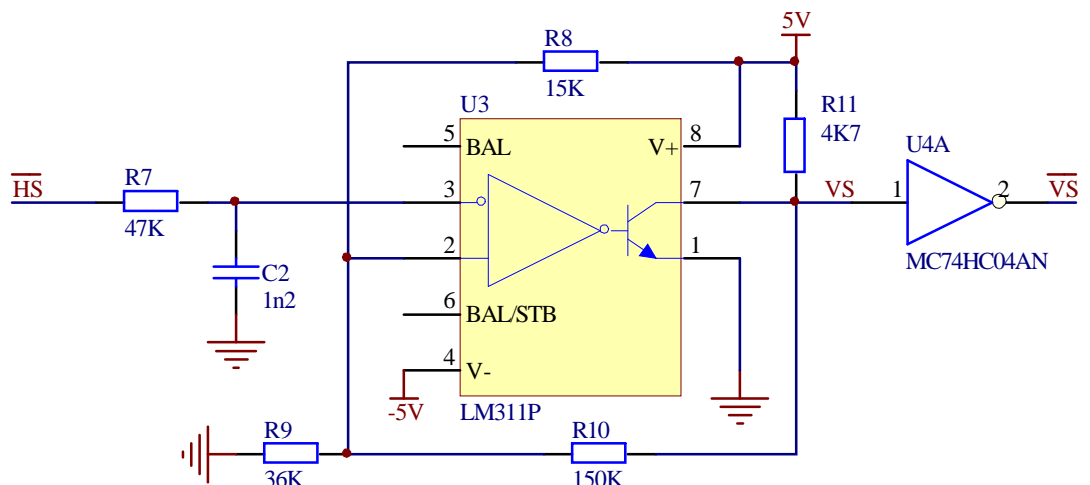


L'alignement de V_{AL} sur 0V est plus rapide car pour compenser la composante continue de V_{VIDEO} , le condensateur C doit se décharger. Or, la décharge se fait via D et R3, donc avec une constante de temps beaucoup plus courte que dans le premier exemple.

Conclusion : la fonction "extraction de synchro composite" est bien réalisée.

3.1.2 Extraction de la synchro "trame"

La structure est relativement simple : elle est constituée d'un filtre passe-bas passif de type RC suivi d'un comparateur à hystérésis



Tube cathodique : constitution et circuits de déviation

Le filtre passe bas R7-C2 est caractérisé par la constante de temps $R7.C2 = 56,2\mu\text{S}$. Elle est proche de la durée d'une ligne (64 μS).

Le pont diviseur R8/R9 et la résistance de réaction R10 réalisent avec U3 un comparateur de seuil moyen 3,53V et d'hystérésis 0,35V environ.

Pendant les lignes actives (celles affichées à l'écran):

Le signal $\overline{\text{HS}}$ est à l'état H pendant 60 μS et à l'état bas pendant 4 μS (doc "Signal vidéo composite") :

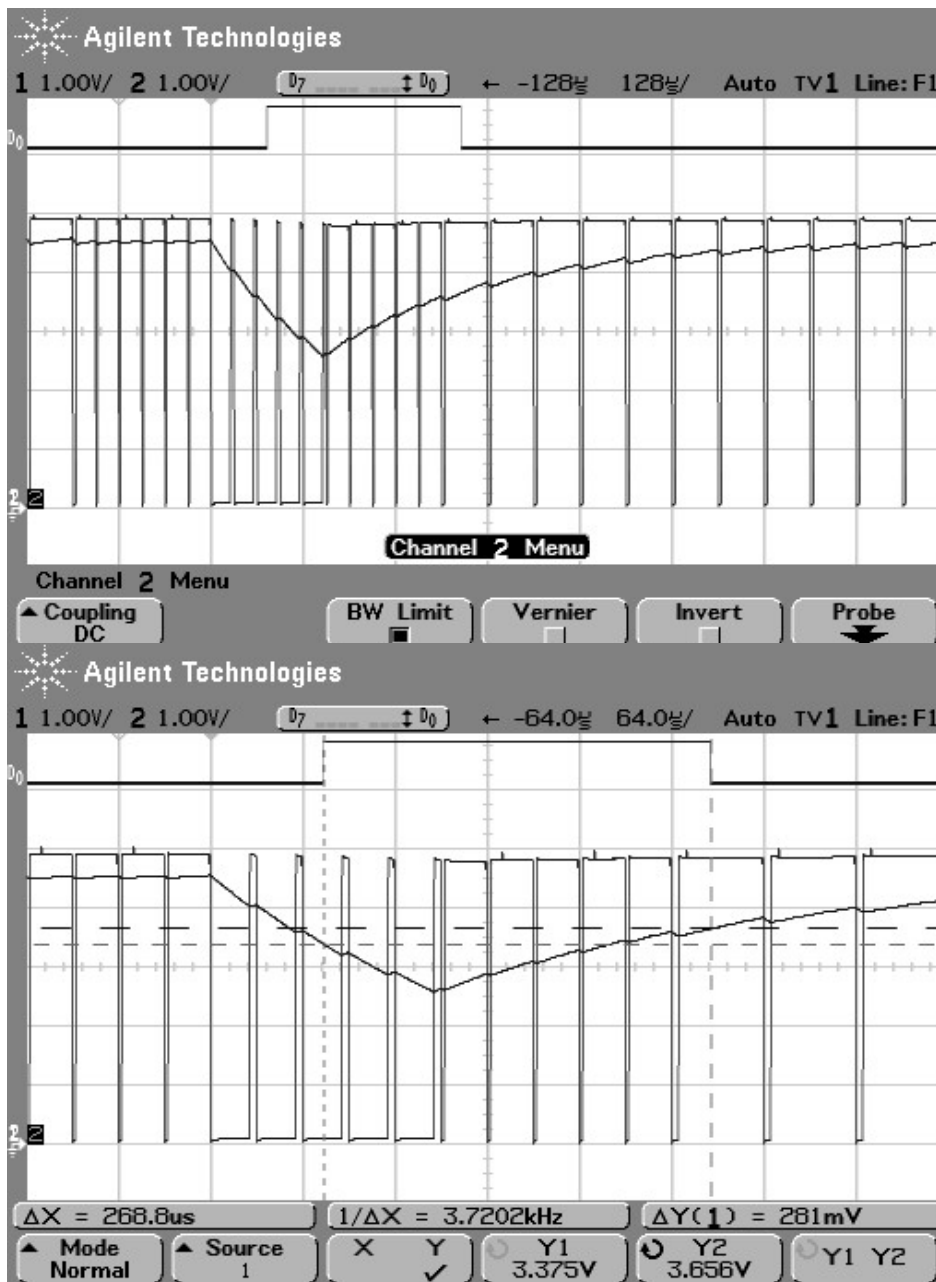
$$V_{\overline{\text{HS}}\text{moy}} = V_{C2\text{moy}} = 5\text{V} \times \frac{60}{64} = 4,69\text{V}$$

L'ondulation crête à crête à l'entrée du comparateur vaut environ : $\Delta V_{C2\text{cc}} = \frac{V_{\overline{\text{HS}}\text{moy}} \times 4\mu\text{S}}{R7 \times C2} = 330\text{mV}$.

Aucun des 2 seuils du comparateur n'est atteint : la sortie VS reste à l'état L.

Pendant la synchro trame :

Le signal $\overline{\text{HS}}$ copie la chronologie de la composante "synchro" du signal vidéo présenté au §1.1.3. du document "Signal vidéo composite".



Le chronogramme ci-contre représente le signal VS et en superposition les signaux $\overline{\text{HS}}$ et V_{C2} .

On constate que la valeur moyenne de V_{C2} tend bien vers 4,7V environ de part et d'autre de la séquence "trame". Cette valeur est à peine modifiée pendant les phases F et G (voir doc "Signal vidéo composite"). Par contre, pendant la phase D, le rapport cyclique du signal $\overline{\text{HS}}$ change fortement et :

$$V_{\overline{\text{HS}}\text{moy}} = 5\text{V} \times \frac{2,3\mu\text{S}}{32\mu\text{S}} = 0,36\text{V}$$

La moyenne de V_{C2} tend donc vers cette valeur avec la constante de temps R7.C2. Mais elle n'est pas atteinte car la phase D ne dure que 2,5 lignes. Elle remonte ensuite avec la même constante de temps vers sa valeur de repos (4,7V environ).

Le seuil moyen du comparateur est situé idéalement à mi-chemin de la décroissance de V_{C2} (voir curseurs).

L'hystérésis permet d'éviter les effets néfastes (jitter sur VS) dû à l'ondulation résiduelle.

Note : le signal VS dure ici un peu plus de 4 lignes, mais la durée réelle du retour trame est plus longue.

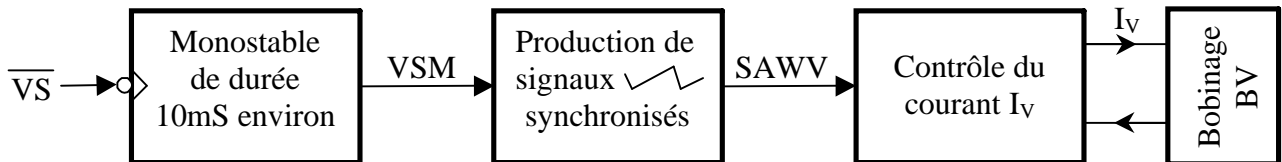
3.2 Balayage vertical

Il s'agit de réaliser la structure de la fonction présentée au §2.2. En fait, elle est plus complexe qu'il n'y paraît à priori car elle doit contrôler à tout instant l'évolution temporelle du courant I_V pour :

- compenser les effets non négligeables de la résistance série du bobinage BV,
- corriger la géométrie de l'image (la déviation n'est pas exactement proportionnelle à I_V),
- réaliser un retour de spot rapide sans utiliser de trop hautes tensions.

L'étude est basée sur les structures utilisées par un circuit intégré spécialisé : le **TEA2037A** de SGS-Thomson. Le standard choisi est le CCIR 625 lignes entrelacées.

Trois fonctions secondaires réalisent le balayage vertical :

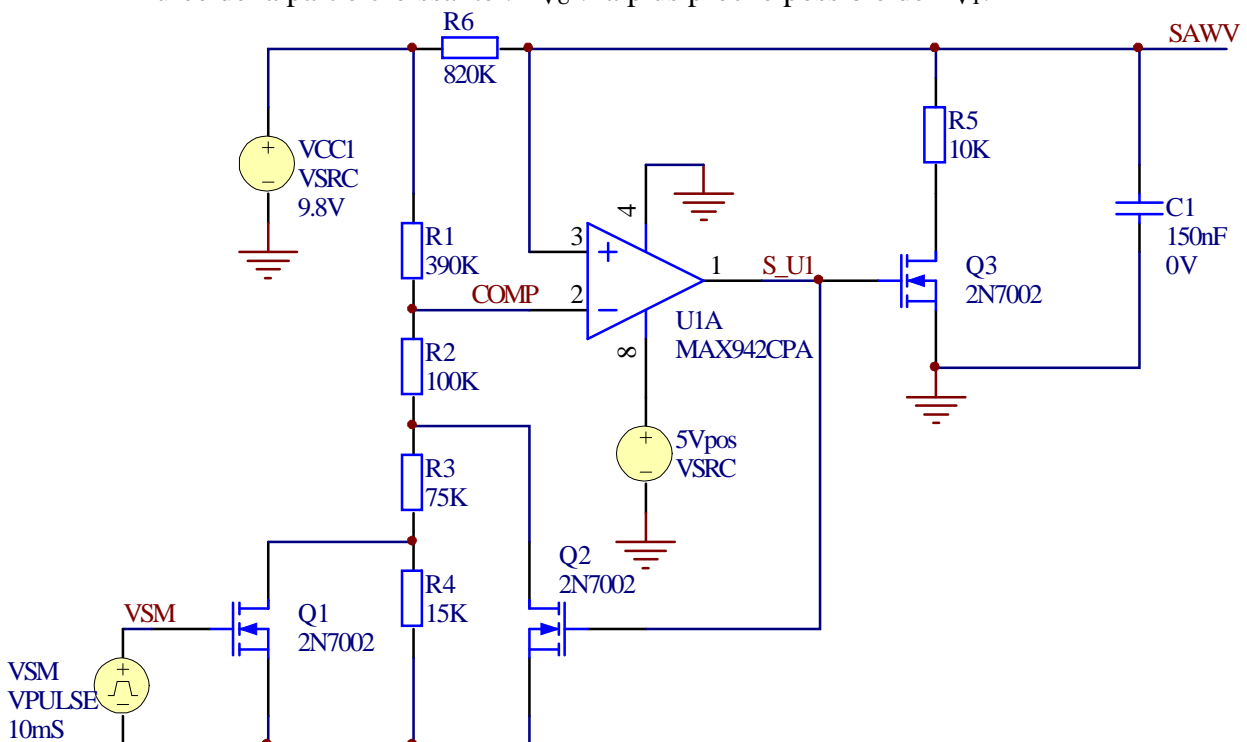


La première (le monostable) traite des signaux logiques, est des plus classiques et ne sera pas étudiée.

3.2.1 Production de signaux triangulaires synchronisés

Caractéristiques du signal triangulaire produit (pour le TEA2037A) :

- Niveau haut = 3,1V. Ne doit pas fluctuer en régime établi
- Niveau bas = 2V. Ne doit pas fluctuer en régime établi
- Durée de la partie décroissante : T_{VR} : la plus courte possible (voir §2.1)
- La décroissance est déclenchée par le \uparrow du signal binaire VSM
- Il en résulte que la période du signal triangulaire est absolument égale à celle du signal VSM, soit T_{VT} . Dans l'exemple étudié elle vaut 20mS.
- Durée de la partie croissante : T_{VU} : la plus proche possible de T_{VT} .



Note : Ce schéma reprend la structure interne du TEA2037A et seuls les composants R6 et C1 sont extérieurs au circuit intégré.

Fonctionnement :

Les transistors MOS fonctionnent en "interrupteur commandé" et on les suppose parfaits.

L'Aop U1A est monté en comparateur à hystérésis (entrée sur borne +) dont les seuils dépendent des états des transistors Q1 et Q2 :

Tube cathodique : constitution et circuits de déviation

- Si S_U1 à l'état H : $V_{SAWV} > V_{COMP}$
 - Q2 est conducteur
 - et $V_{COMP} = V_{CC1} \times \frac{R2}{R1 + R2} = 9,8 \times \frac{100}{390 + 100} = 2V$: seuil V1
- Si S_U1 à l'état L : $V_{SAWV} < V_{COMP}$
 - Q2 est bloqué
 - Quand VSM est au niveau H : Q1 est conducteur et

$$V_{COMP} = V_{CC1} \times \frac{R2 + R3}{R1 + R2 + R3} = 9,8 \times \frac{100 + 75}{390 + 100 + 75} = 3,035V$$
 : seuil V21
 - Quand VSM est au niveau L : Q1 est bloqué et

$$V_{COMP} = V_{CC1} \times \frac{R2 + R3 + R4}{R1 + R2 + R3 + R4} = 9,8 \times \frac{100 + 75 + 15}{390 + 100 + 75 + 15} = 3,21V$$
 : seuil V22

I. Dans un premier temps, on va supposer que VSM reste constamment à "0" (Q1 bloqué) :

→ A la mise sous tension : C1 est naturellement déchargé et $V_{SAWV} = 0V$. On est donc largement en-dessous des seuils et on en déduit : S_U1="0" et par conséquent : Q3 bloqué.

Le seuil actif du comparateur est $V22 = 3,21V$

→ C1 se charge donc vers V_{CC1} via R6, avec une constante de temps de $R6.C1 = 123mS$. Elle est 6 fois plus élevée que la période "trame".

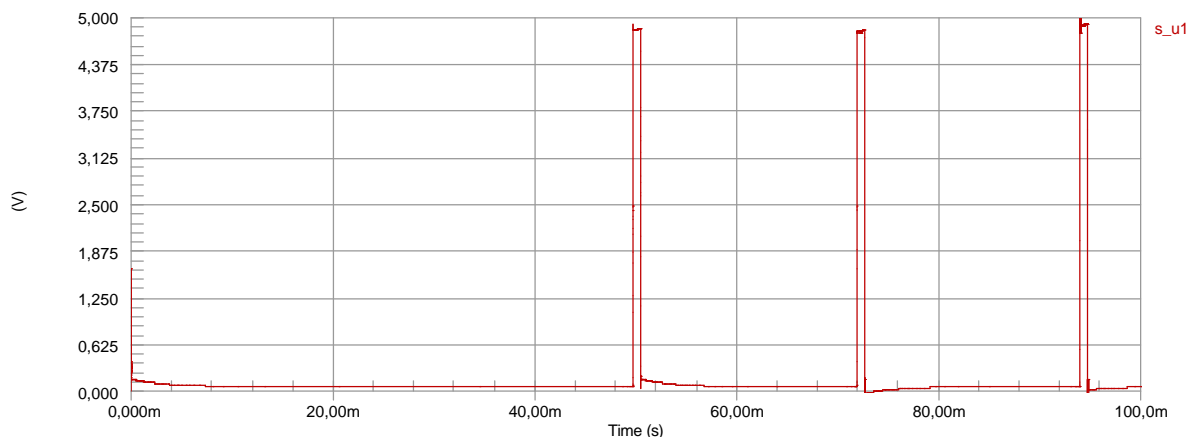
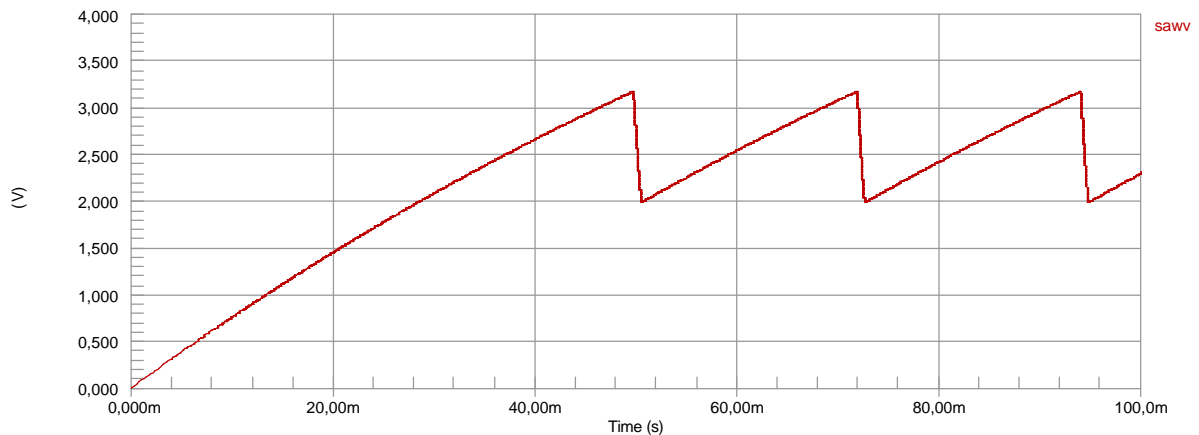
→ Quand V_{SAWV} atteint le seuil actif V22, le comparateur passe à "1" :

– Q2 conduit et le seuil actif est maintenant $V1=2V$, mais S_U1 reste à "1".

– Q3 conduit : C1 se décharge vers $V_{COMP} = V_{CC1} \times \frac{R5}{R6 + R6} = 100mV$ avec une constante

de temps $C1 \times \frac{R5 \times R6}{R5 + R6} = 1,5mS$, cette fois beaucoup plus courte que la période trame.

→ Le cycle de V_{SAWV} recommence quand V_{SAWV} atteint le seuil $V1=2V$.



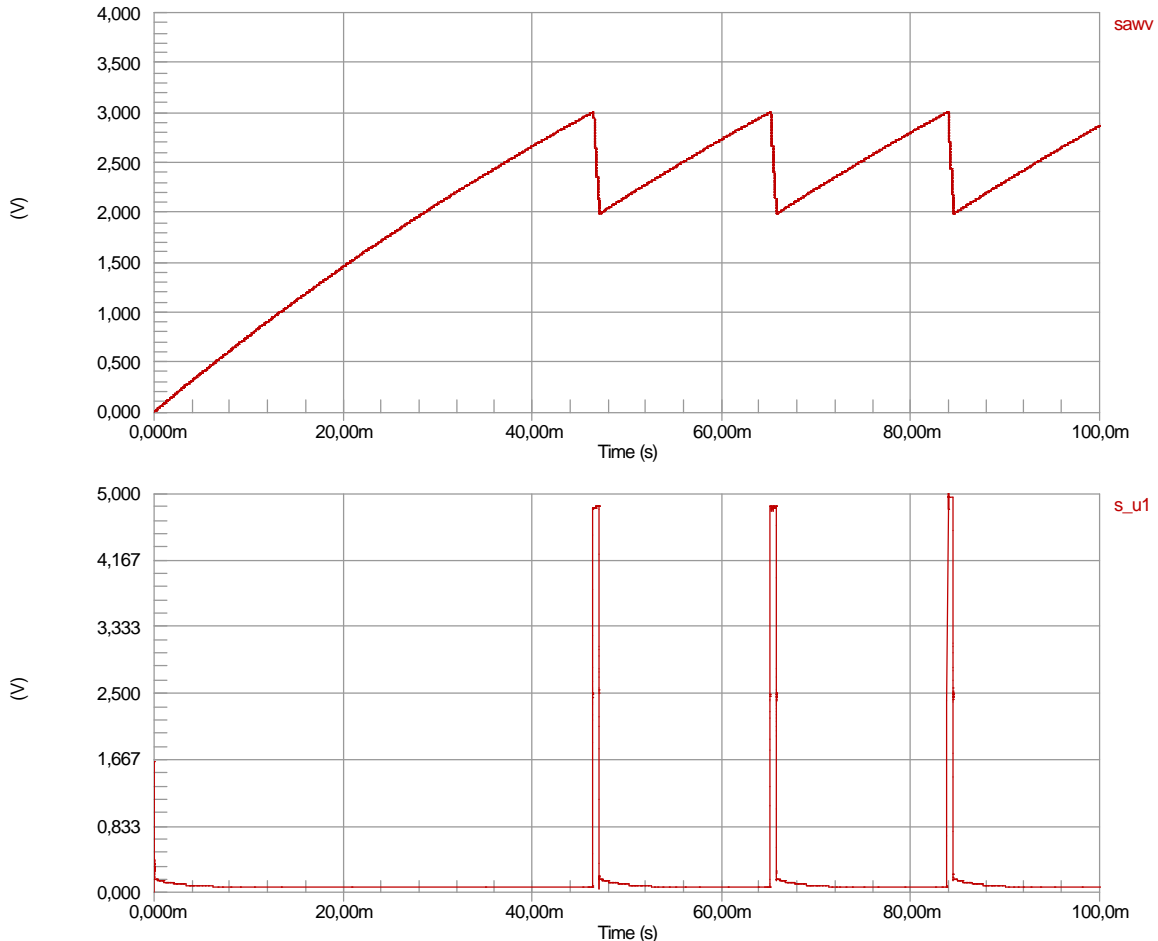
Tube cathodique : constitution et circuits de déviation

Ces chronogrammes ont été obtenus par simulation. On relève en régime établi :

- $T_{VR} = 720\mu S$
- $T_{VU} = 21,48mS$
- $T_{VT} = 22,2mS$

La période de balayage "trame" est donc supérieure à la valeur nominale (20mS).

II. On admet maintenant $Q1$ constamment conducteur. Le fonctionnement est similaire, la seule différence est le seuil de comparaison haut qui est maintenant $V21 = 3,035V$.



Les durées caractéristiques en régime établi sont modifiées :

- $T_{VR} = 600\mu S$
- $T_{VU} = 18,2mS$
- $T_{VT} = 18,8mS$

La période de balayage "trame" est maintenant inférieure à la valeur nominale (20mS).

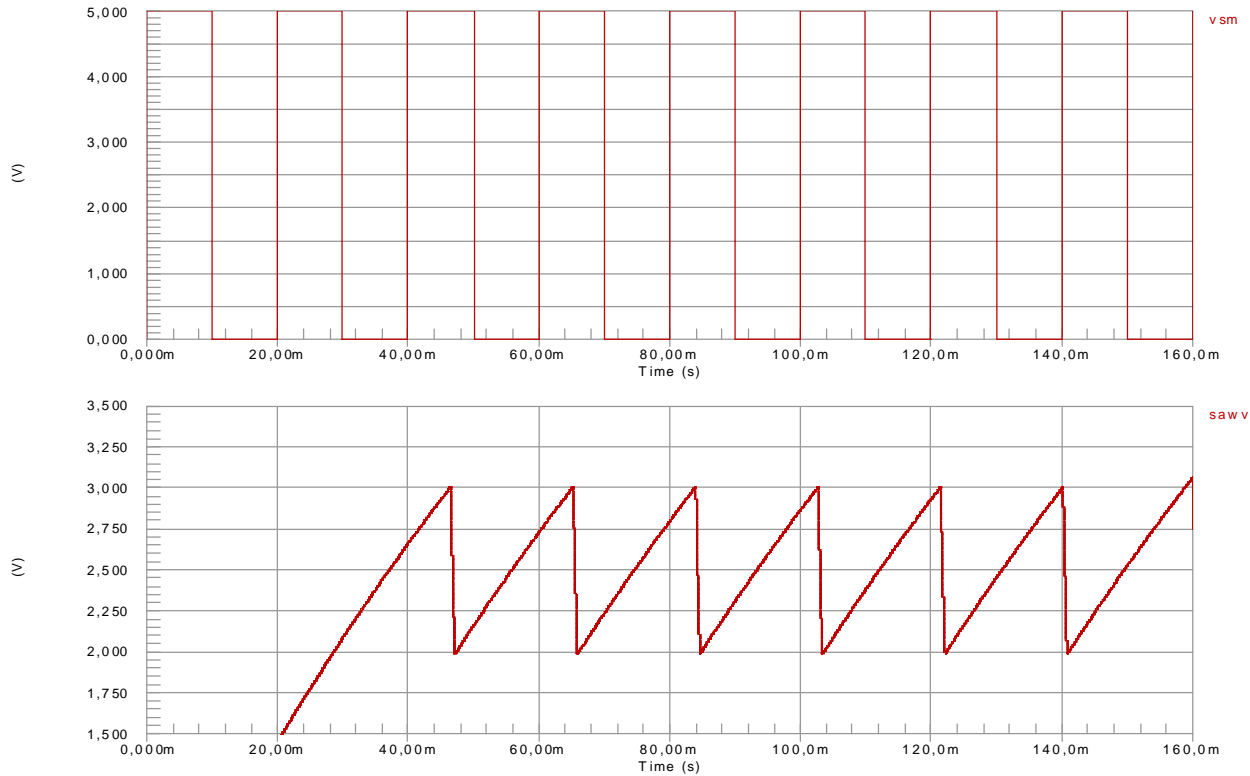
III. Fonctionnement normal : $Q1$ change d'état alternativement au rythme de VSM : 10mS à l'état "ON" et 10mS à l'état "OFF".

Le signal SAWV doit se synchroniser sur VSM. Un résultat de simulation permet d'expliquer le fonctionnement :

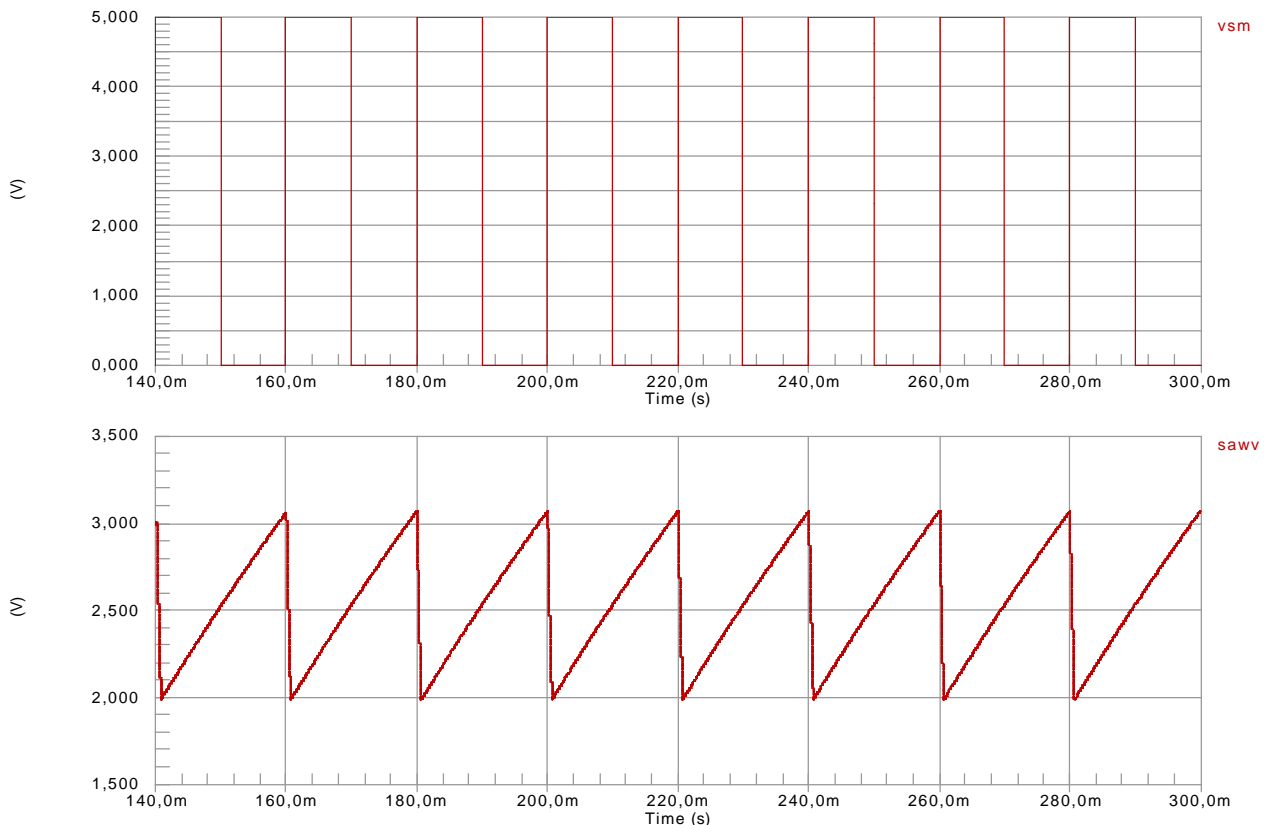
- Le niveau bas du signal triangulaire n'est pas influencé par l'état du signal VSM (car $Q2$ est conducteur, ce qui inhibe l'influence de VSM).
- Le niveau haut du signal triangulaire dépend du signal VSM :
 - VSM = "0" → niveau haut = $V22 = 3,21V$
 - VSM = "1" → niveau haut = $V21 = 3,035V$
- Dans le chronogramme reproduit ci-dessous, on constate que l'état du signal VSM est toujours à "1" quand V_{SAWV} atteint le seuil haut. Ce seuil est donc $V21$ et vaut 3,035V.

Tube cathodique : constitution et circuits de déviation

→ Mais, petit à petit, les instants des maximums de V_{SAWV} se rapprochent des flancs montants de VSM car la période de SAWV (18,8mS) est plus courte que 20mS.



→ Un peu avant l'instant "160mS", VSM est encore à "0" : le seuil du comparateur est $V_{22}=3,21V$. V_{SAWV} dépasse donc la valeur $V_{21}=3,035V$ mais n'atteindra pas le seuil V_{22} . En effet VSM passe à "1" juste avant, ce qui réactive le seuil V_{21} à cause de la conduction de Q1. V_{SAWV} étant supérieure à ce seuil, le comparateur change immédiatement d'état et C1 se décharge rapidement via R5.



Le cycle se répète alors et V_{SAWV} est synchronisé sur VSM.

Note : la valeur max de V_{SAWV} est comprise entre $V_{21}=3,035V$ et $V_{22}=3,21V$, mais il n'y a pas de fluctuations sur une courte période.

3.2.2 Contrôle du courant I_V

Il s'agit en fait d'un cas particulier de convertisseur courant-tension. Le signal SAWV provient de la fonction précédemment étudiée. Le bobinage BV est placé sur le tube et le courant I_V le traversant dévie le faisceau électronique dans le sens vertical (voir §2).

Hypothèses de calcul : I_{RA} et $I_{RB} \ll I_V$

a) Point de repos "moyen"

On ne considère que les valeurs moyennes des grandeurs électriques.

En régime établi, le courant moyen dans un condensateur est toujours nul. Il en résulte, avec l'hypothèse précédente :

$$I_{Vmoy} = I_{CVmoy} = I_{RVmoy} = 0A \Rightarrow V_{Bmoy} = 0V$$

Par ailleurs $V_{BVmoy} = 0V$ si la bobine est parfaite ($R_{BV}=0\Omega$)

$$V_{EIMmoy} = V_{Amoy} \times \frac{RB}{RA + RB} = V_{SAWVmoy} = \frac{V_{SAWVH} + V_{SAWVL}}{2}$$

$$\text{Et finalement : } V_{Amoy} = V_{SAWVmoy} \times \left(1 + \frac{RA}{RB}\right) = V_{SVmoy}$$

b) "Ondulation" $\Delta I_V = I_{VB} - I_{VH}$ (voir §2.1.2)

Si le condensateur CV a une capacité suffisante, sa charge, et par conséquent la tension à ses bornes, reste constante en régime établi.

Soit $V_{CV} = V_A - V_B = \text{constante}$ ($= V_{Amoy}$ car $V_{RVmoy} = 0$)

$$R_V \times I_V \frac{RA}{RA + RB} + (R_V \times I_V + V_{CV}) \frac{RB}{RA + RB} = V_{SAWV}$$

$$R_V \times I_V + V_{CV} \times \frac{RB}{RA + RB} = V_{SAWV} \text{ et } I_V = \frac{V_{SAWV} - V_{CV} \times \frac{RB}{RA + RB}}{R_V} \quad : I_V \text{ est prop. à } V_{SAWV}$$

$$\text{Soit } \Delta I_V = \frac{\Delta V_{SAWV}}{R_V} \text{ avec } \Delta V_{SAWV} = V_{SAWVH} - V_{SAWVL}$$

c) Exemple : écran du Minitel

- Taille : 9" monochrome
- BV : $L_{BV} = 72mH$ et $R_{BV} = 40\Omega$
- $\Delta I_V = 0,2A$, soit $I_{VB} = 0,1A$ et $I_{VH} = -0,1A$ avec une loi linéaire
- Signal SAWV conforme à l'étude du §3.2.1
- Alimentation : +12V

→ On veut un point de repos de V_{SV} au milieu de la tension d'alimentation : soit $V_{SVmoy} = 6V$

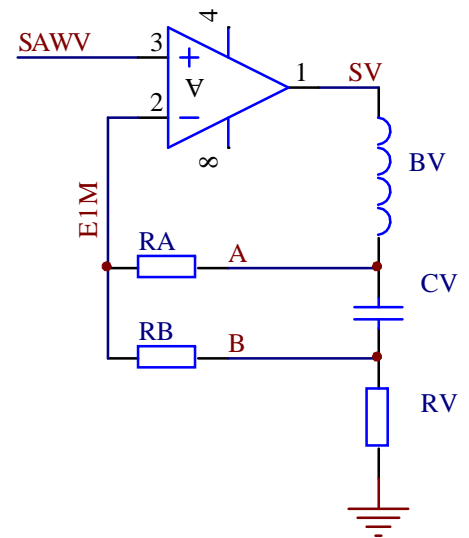
$$\text{Or } V_{SAWVmoy} = 2,5V \text{ (voir §3.2.1)} \rightarrow 1 + \frac{RA}{RB} = \frac{6V}{2,4V}$$

Soit par exemple : **RA=180kΩ** et **RB=130kΩ**

→ On veut $\Delta I_V = 0,2A$ avec $\Delta V_{SAWV} = 1V$: soit $R_V = \frac{1V}{0,2A} = 5\Omega$

→ Calculs des valeurs extrêmes de V_{SV} .

Le signal SV n'est pas exploité directement, mais ces calculs permettront de déterminer les tensions d'alimentation de l'Aop pour éviter sa saturation et donc un dysfonctionnement.



Tube cathodique : constitution et circuits de déviation

$$V_{SV_H} = RV \times I_{VB} + V_{CV} + R_{BV} \times I_{VB} + L_{BV} \times \frac{\Delta I_V}{T_{VU}}$$

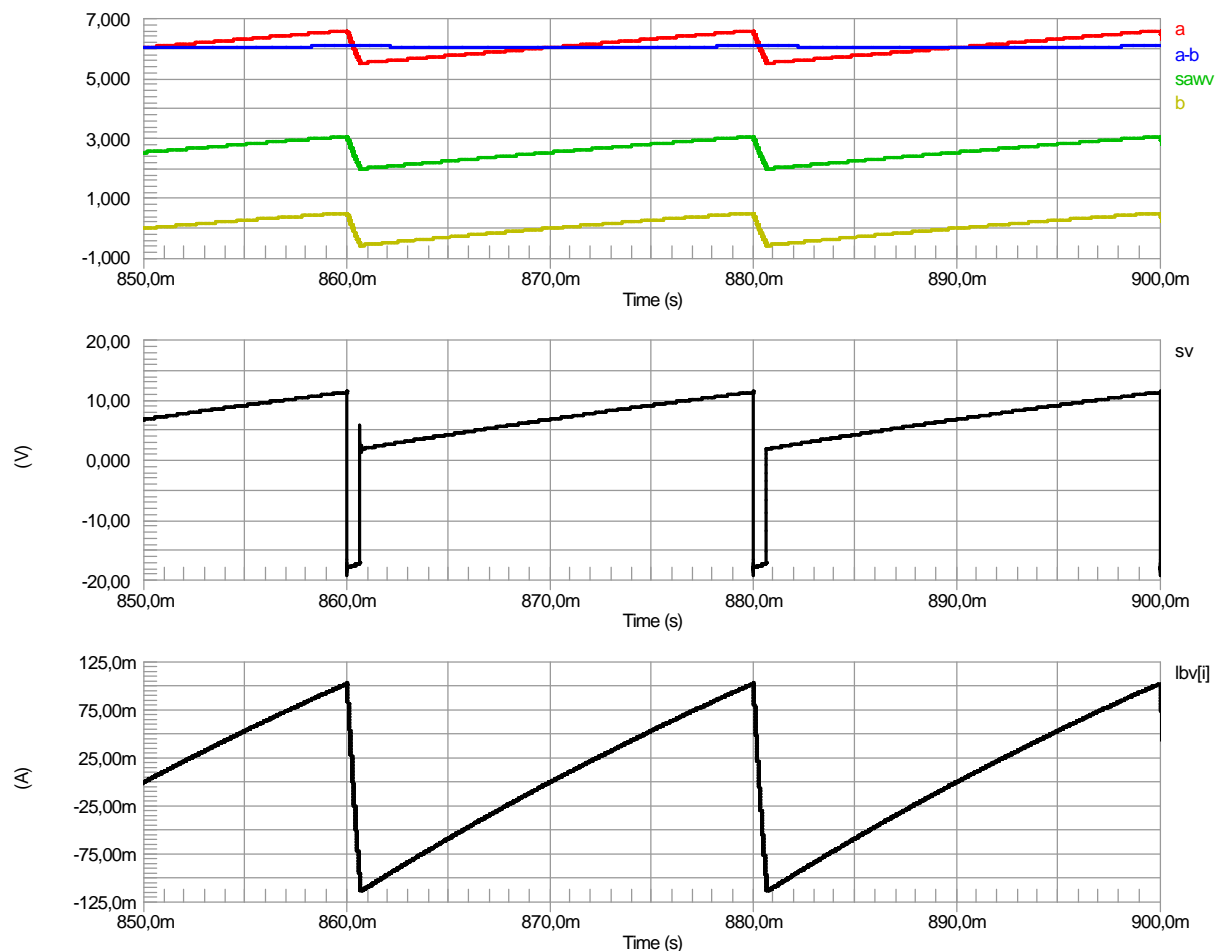
$$V_{SV_H} = 5 \times 0,1 + 6 + 40 \times 0,1 + 72 \cdot 10^{-3} \times \frac{0,2}{20 \cdot 10^{-3}} = 11,2V$$

$$V_{SV_L} = RV \times I_{VH} + V_{CV} + R_{BV} \times I_{VH} - L_{BV} \times \frac{\Delta I_V}{T_{VR}}$$

$$V_{SV_L} = -5 \times 0,1 + 6 - 40 \times 0,1 - 72 \cdot 10^{-3} \times \frac{0,2}{750 \cdot 10^{-6}} = -17,7V !$$

Conclusion : V_{SV_H} peut être produite si l'Aop est alimenté avec 12V, par contre, ce n'est pas le cas de V_{SV_L} . Pour cette raison, on inverse généralement le signal SAWV avant de l'appliquer au convertisseur courant-tension (pour obtenir V_{SV_H} et V_{SV_L} positifs) et les circuits spécialisés dans cette fonction intègrent une structure permettant d'augmenter la tension d'alimentation.

Résultats de simulation



Notes :

- $CV=10000\mu F$ pour obtenir une ondulation négligeable de la tension à ses bornes.
- La simulation a été effectuée avec $R_{BV} = 40\Omega$, ce qui explique les petites divergences par rapport aux calculs.

Conclusion : I_V est bien proportionnel à V_{SAWV} et respecte approximativement les spécifications.

d) Correction de balayage

Les structures définitives dans les téléviseurs sont assez complexes (utilisations de bobinages à noyau aimanté par exemple). On se contente ici d'étudier la correction en "C".

On réduit la valeur de CV de sorte que la tension V_{CV} n'est plus constante :

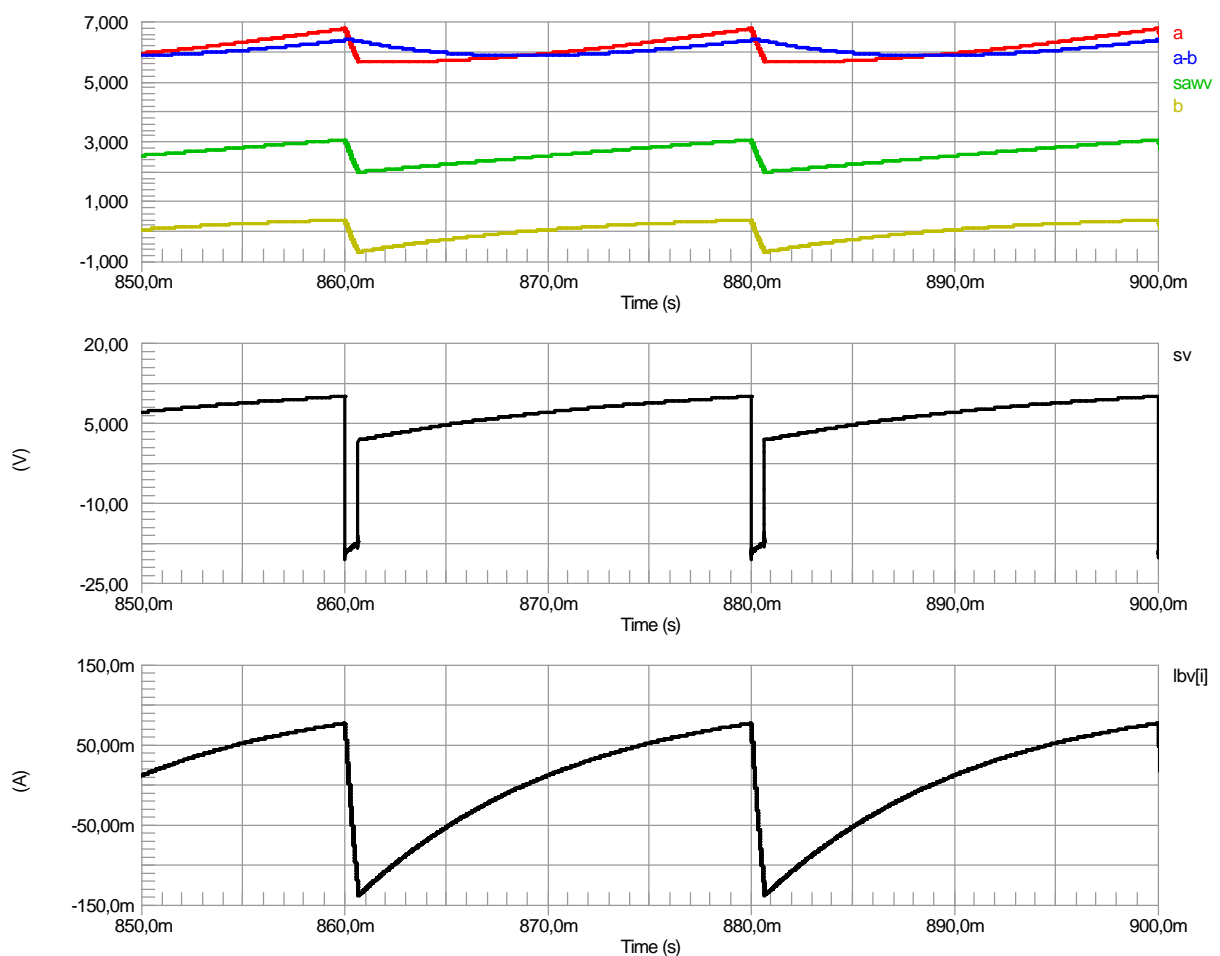
$$R_V \times I_V(t) \frac{R_A}{R_A + R_B} + \left[R_V \times I_V(t) + \frac{1}{C_V} \int I_V(t) \times dt \right] \frac{R_B}{R_A + R_B} = V_{SAWV}$$

$$\frac{dI_V(t)}{dt} + \frac{I_V(t)}{R_V \times C_V} = \frac{dV_{SAWV}}{dt} \times \frac{1}{R_V} \approx \frac{\Delta V_{SAWV}}{T_{VT}} \times \frac{1}{R_V} = \frac{\Delta I_V}{T_{VT}}$$

$$\text{Soit } \frac{dI_V(t)}{dt} = \frac{\Delta I_V}{T_{VT}} - \frac{I_V(t)}{R_V \times C_V}$$

Avec cette dernière relation, on constate que la pente de $I_V(t)$ est maximum quand $I_V = I_{VH} = -0,1A$ et décroît progressivement au fur et à mesure que I_V se rapproche de $I_{VB} = +0,1A$.

Résultats de simulation pour $CV=1000\mu F$



Effets de la correction : la partie haute de l'écran est balayée plus vite que la partie basse.

Note : les valeurs extrêmes du courant dans la bobine (I_{VH} et I_{VB}) ne sont plus symétriques par rapport à 0 car il n'est plus triangulaire. Cela peut être facilement compensé par un décalage de V_{SAWV} .

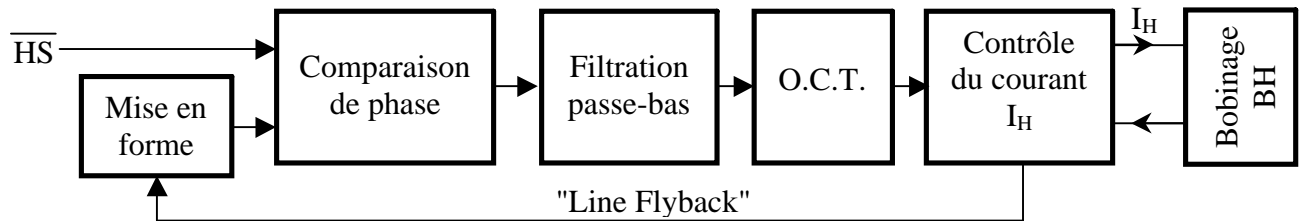
3.3 Balayage horizontal

La fonction est analogue à celle qui réalise le balayage vertical, mais la vitesse nettement plus élevée (312,5 fois en télévision) impose des structures très différentes.

3.3.1 Oscillateur "ligne" asservi en phase (PLL)

Cette fonction permet :

- de synchroniser le balayage ligne avec le signal vidéo (en utilisant sa composante HS) : c'est la fonction principale
- d'assurer le blocage du transistor de commande de la bobine BH pendant les retours de balayage (voir paragraphe suivant); une mise en conduction pendant ces phases serait destructive. Cela nécessite un signal d'entrée complémentaire de retour "Line Flyback".



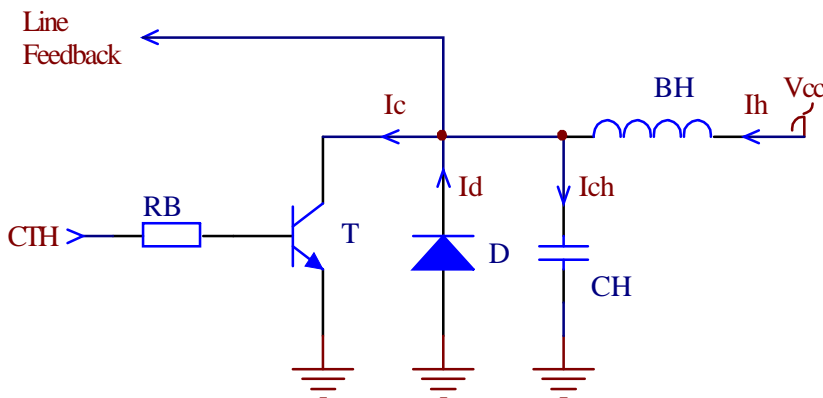
L'O.C.T. (Oscillateur Contrôlé en Tension) produit un signal en dents de scie qui pilote le courant I_H . Sa fréquence est contrôlée par le résultat de la comparaison de phase entre la consigne \overline{HS} et le signal de retour "Line Flyback".

En régime établi, la PLL est verrouillée et la fréquence de l'OCT (donc du balayage H) est absolument égale à celle de \overline{HS} : la fonction est réalisée.

De nombreux circuits spécialisés existent qui intègrent toutes les fonctions jusqu'à l'OCT. La fonction "Contrôle du courant I_H " est réalisée par des composants discrets en raison des courants (plusieurs Ampères) et tensions (plusieurs centaines de Volts) mises en jeu.

Seule sera étudiée la structure de principe de cette dernière fonction. Les composants actifs qui la constituent sont les plus fragiles d'un téléviseur car les plus sollicités.

3.3.2 Structure de principe de la fonction "Contrôle du courant I_H "

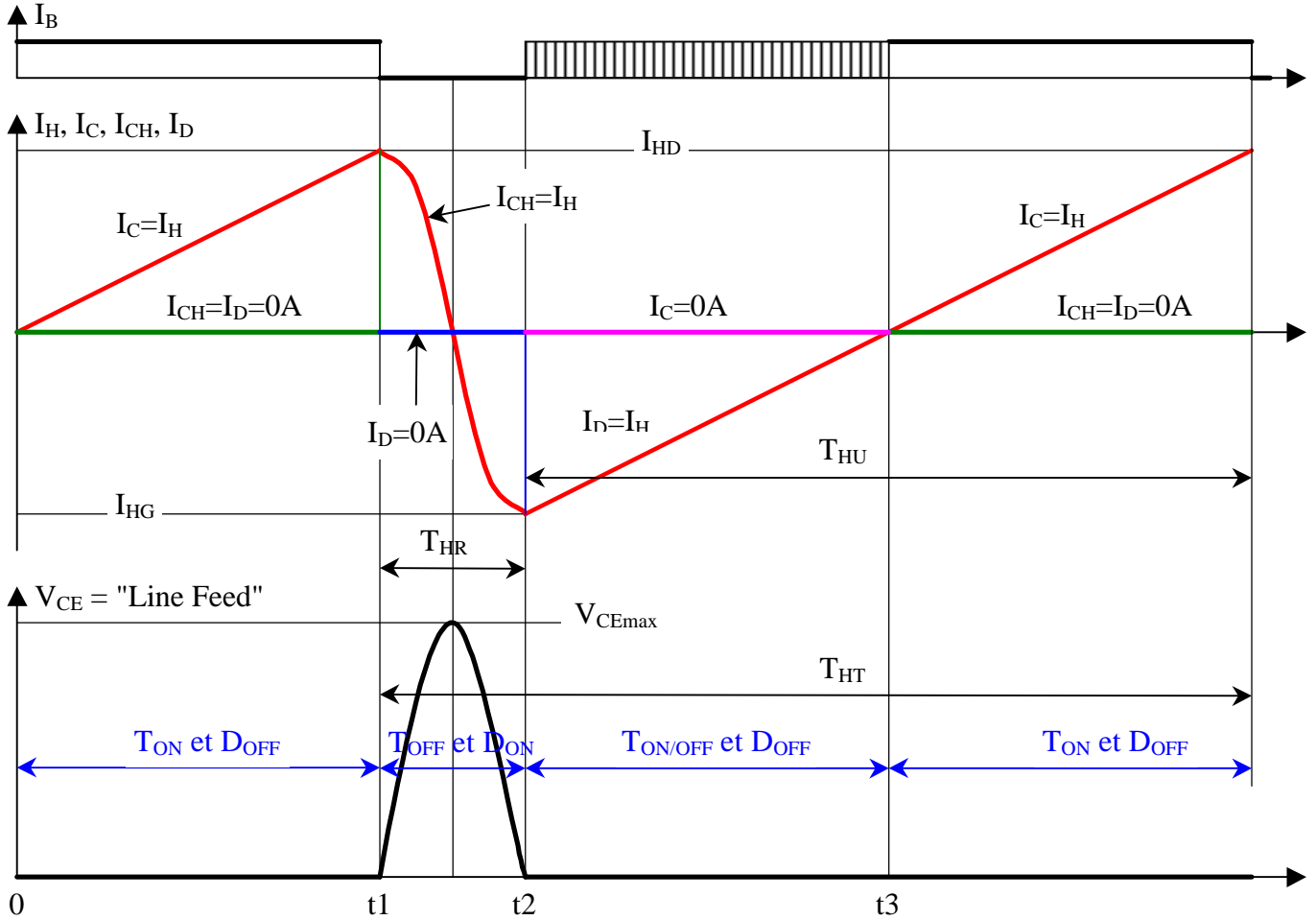


Notes :

Des transistors sont spécialement conçus pour cet usage et intègrent généralement la diode D. Le transistor T est très sollicité (voir plus loin) et est par conséquent le "talon d'Achille" de nombreux téléviseurs : c'est la cause principale des pannes. Le signal CTH provient de l'OCT et est en phase avec la "synchro ligne" \overline{HS} .

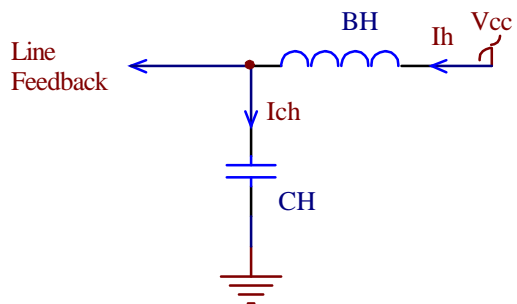
Analyse :

Hypothèses : tous les composants sont parfaits ($V_{CEsat} = 0V$, ect.).



- Entre 0 et t1
 T est saturé $\Rightarrow V_{CE} = 0V \rightarrow D$ est bloquée
 $\rightarrow I_{CH} = 0A$
 $\rightarrow I_H = I_C = \frac{V_{CC}}{L_H} \times t$ et à $t = t1 : I_{HD} = \frac{V_{CC}}{L_H} \times t1$

- Entre t1 et t2
 T est bloqué car $I_B = 0A$
 Le courant I_H vaut toujours I_{HD} juste après l'instant t1 à cause de l'effet inductif de L_H .
 La diode D ne peut pas conduire (à cause du sens de I_H) : le courant I_H ne peut passer que par C_H .
 Dans cette phase, on peut dessiner le schéma équivalent suivant :



$$I_{CH} = C_H \times \frac{dV_{CH}}{dt} = C_H \times \frac{d(V_{CC} - V_{LH})}{dt}$$

$$I_{CH} = I_H = -C_H \times \frac{dV_{HL}}{dt} = -C_H \times L_H \times \frac{d^2 I_H}{dt^2}$$

$$I_H + C_H \times L_H \times \frac{d^2 I_H}{dt^2} = 0 \Rightarrow I_H(t) = I_{MAX} \times \cos[2 \times \pi \times Fi(t - t1)]$$

Avec $I_{MAX} = I_H(t1) = I_{HD}$ et $Fi = \frac{1}{2 \times \pi \times \sqrt{L_H \times C_H}}$

Le courant I_H évolue donc de manière sinusoïdale et son intensité sera inversée à l'instant t2 :

$$I_H(t_2) = -I_{MAX} \text{ et } I_{HG} = -I_{HD}$$

$$\text{Avec } t_2 - t_1 = \pi \sqrt{L_H \times C_H}$$

On en déduit aussi :

$$V_{CE}(t) = V_{CH}(t) = \frac{1}{C_H} \int I_{CH}(t) \times dt = \frac{I_{HD}}{C_H \times 2 \times \pi \times Fi} \sin[2 \times \pi \times Fi \times (t - t_1)]$$

$$\text{et par conséquent : } V_{CE_{MAX}} = \frac{I_{HD} \times 2 \times \pi \times \sqrt{L_H \times C_H}}{C_H \times 2 \times \pi} = I_{HD} \times \sqrt{\frac{L_H}{C_H}}$$

Note : la tension V_{CE} est le signal "Line Feedback". Il est utilisé pour interdire une mise en conduction du transistor pendant cette phase car elle serait destructive !

A l'instant t_2 , V_{CE} tend à s'inverser, ce qui met en conduction la diode D et modifie par conséquent le schéma équivalent et les relations des courants et tensions.

- Entre t_2 et t_3 :

D conduit car le courant I_H est négatif. On en déduit :

$$V_{CE} = -V_{D1} = \text{constante} \approx 0V \Rightarrow I_{CH} = 0A$$

$$V_{LH} = V_{CC} \Rightarrow \frac{dI_H}{dt} = \frac{V_{CC}}{L_H}$$

On retrouve la même pente qu'entre t_1 et t_2 , mais avec des conditions initiales différentes :

$$I_H(t_2) = -I_{HG}$$

Ce circuit se maintient jusqu'au blocage de D, soit à l'instant t_3 .

Si le transistor n'a pas été mis en conduction à ce moment là, le cycle s'arrête et le balayage est perturbé.

- Après l'instant t_4 , on retrouve les conditions de la première phase analysée : le cycle se répète périodiquement.

Conclusions :

$$\Delta I_H = I_{HD} - I_{HG} = \frac{V_{CC}}{L_H} \times T_{HU}$$

$$T_{HR} = \pi \times \sqrt{L_H \times C_H}$$

$$V_{CE_{max}} = \frac{\Delta I_H}{2} \sqrt{\frac{L_H}{C_H}}$$

Exemple : balayage TV CCIR

Bobinage BH : $L_H=1mH$, $R_H=0,4\Omega$

$\Delta I_H = 2A$ pour dévier le spot sur la largeur de l'écran

$$\text{On veut } T_{HR} \approx 8\mu S \text{ (soit } T_{HU} = 56\mu S) \rightarrow C_H = \frac{T_H^2}{\pi^2 \times L_H} = \frac{64 \cdot 10^{-12}}{\pi^2 \times 10^{-3}} = 6,48nF$$

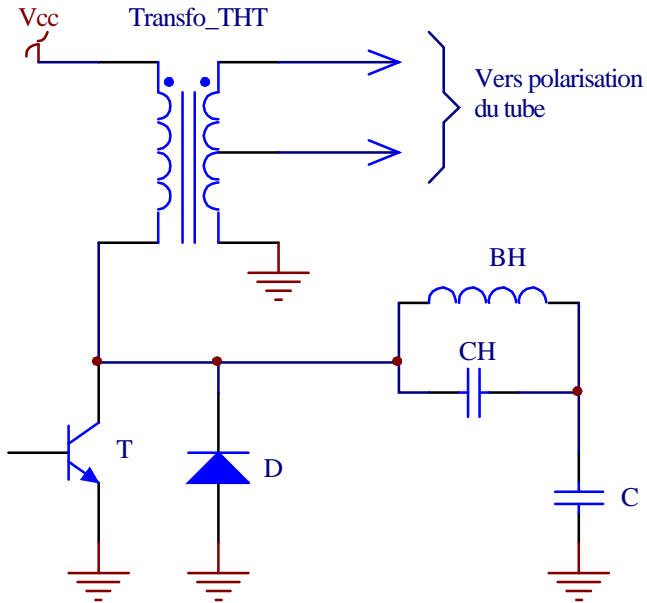
$$\rightarrow V_{CC} = \frac{\Delta I_H \times L_H}{T_{HU}} = \frac{2 \times 10^{-3}}{56 \times 10^{-6}} = 35,7V$$

$$\text{On en déduit : } V_{CE_{max}} = \frac{2}{2} \sqrt{\frac{10^{-3}}{6,48 \cdot 10^{-9}}} = 393V !$$

Les composants actifs (T, D) et passifs (C_H) doivent supporter cette tension crête.

Tube cathodique : constitution et circuits de déviation

Note : la structure de commande du balayage ligne est souvent associée à la production des tensions d'accélération et de focalisation du tube, en particulier la THT.



Si les composants sont parfaits, le condensateur C se charge à une tension moyenne égale à V_{CC} . On retrouve donc les conditions de fonctionnement du circuit de principe. Le transistor a toujours le rôle d'un interrupteur mais maintenant pour **deux circuits** : la production de la THT et le balayage horizontal. C_H est câblé directement en // sur L_H pour que le courant de retour de balayage ne passe pas par C (c'est inutile).

Sommaire

1. ÉCRAN CATHODIQUE	2
1.1 CONSTITUTION D'UN TUBE CATHODIQUE	2
1.2 ÉCRAN CATHODIQUE NOIR ET BLANC (N & B)	3
2. DÉVIATION DU FAISCEAU ÉLECTRONIQUE.....	4
2.1 PRINCIPES D'AFFICHAGE SUR UN ÉCRAN CATHODIQUE.....	5
2.1.1 Affichage type "dessin"	5
2.1.2 Affichage par balayage	5
2.2 SCHÉMA FONCTIONNEL DU CONTRÔLE DE BALAYAGE	9
2.3 QUELQUES FORMATS COURANTS (EN ANALOGIQUE) :.....	11
3. EXEMPLES DE SCHÉMAS STRUCTURELS.....	11
3.1 EXTRACTION DES SIGNAUX DE SYNCHRONISATION	11
3.1.1 Extraction de la synchro "composite"	11
3.1.2 Extraction de la synchro "trame"	16
3.2 BALAYAGE VERTICAL.....	18
3.2.1 Production de signaux triangulaires synchronisés.....	18
Contrôle du courant I_v	22
3.3 BALAYAGE HORIZONTAL	25
3.3.1 Oscillateur "ligne" asservi en phase (PLL)	25
3.3.2 Structure de principe de la fonction "Contrôle du courant I_H ".....	25