



HAL
open science

Améliorations d'artefacts sur panneaux LCD

Pierre Adam

► **To cite this version:**

Pierre Adam. Améliorations d'artefacts sur panneaux LCD. Traitement du signal et de l'image [eess.SP]. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2008. Français. NNT: . tel-00396368v1

HAL Id: tel-00396368

<https://theses.hal.science/tel-00396368v1>

Submitted on 17 Jun 2009 (v1), last revised 18 Jun 2009 (v2)

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Institut National Polytechnique de Grenoble

No. attribué par la bibliothèque

--	--	--	--	--	--	--	--	--	--

THESE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'INPG

Spécialité : Signal - Image - Parole - Télécom

préparée au Laboratoire des Images et des Signaux de Grenoble

dans le cadre de l'École Doctorale :
Électronique, Électrotechnique, Automatique, Traitement du Signal

présentée et soutenue publiquement

par

Pierre ADAM

15 Juillet 2008

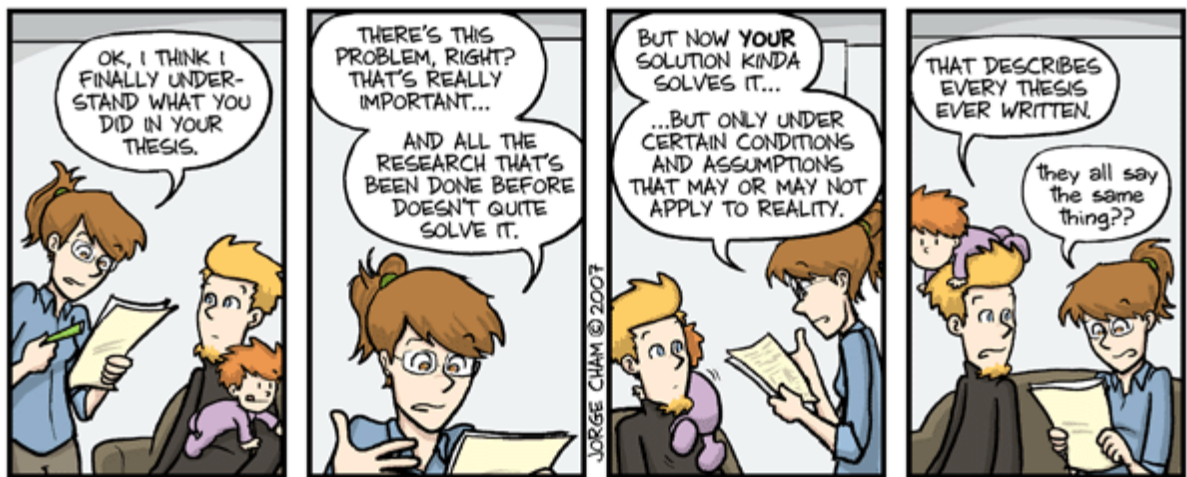
Titre :

AMÉLIORATIONS D'ARTEFACTS SUR PANNEAUX LCD

Directeur de thèse : Jean-Marc Chassery

JURY

Pierre-Yves Coulon	:	Président du Jury
Patrick Le Callet	:	Rapporteur
Alain Trémeau	:	Rapporteur
Didier Pribat	:	Examineur
Michel Paindavoine	:	Examineur
Jean-Marc Chassery	:	Directeur de thèse
Pascal Bertolino	:	Co-Directeur de thèse
Fritz Lebowsky	:	Responsable entreprise



WWW.PHDCOMICS.COM

From "Piled Higher and Deeper" by Jorge Cham

www.phdcomics.com

Remerciements

Comme l'avais si bien remarqué une de mes collègues de thèse, la partie des remerciements est la moins stressante à écrire et pourtant, étrangement, elle est de loin la plus difficile à mettre en oeuvre. Il est vrai que nos "talents" d'écrivain servent principalement à résumer un concept par des formules mathématiques ou à analyser des résultats sous un nombre incalculable d'hypothèses et non à faire de la prose ou de la littérature. Cependant, cette partie me donne l'occasion de remercier les gens qui ont participé, de près ou de loin, à cette aventure qu'a été pour moi ce doctorat.

Je commencerai par adresser mes remerciements aux membres du jury, rapporteurs et examinateurs, qui ont accepté d'évaluer mes travaux. Monsieur Patrick Le Callet pour son perfectionnisme scientifique et ses conseils avisés pour la soutenance ; Monsieur Alain Trémeau pour ses nombreuses remarques pertinentes dans le domaine de la qualité d'image ; Monsieur Didier Pribat pour son expertise matérielle dans le domaine du LCD ; Monsieur Michel Paindavoine pour ses excellentes remarques dans le domaine de l'acquisition d'images.

Je tiens à remercier ensuite Monsieur Pierre-Yves Coulon, dorénavant "presque collègue", qui a su, comme à son habitude et toujours avec son style qui lui est propre, présider ce jury de thèse.

Bien évidemment, je tiens à exprimer mes remerciements à mes deux encadrants, Monsieur Pascal Bertolino pour le côté universitaire et Monsieur Fritz Lebowski pour l'industrie, pour m'avoir suivi pendant ces trois années de doctorat. Je vous remercie de votre confiance, de la liberté de recherche que vous m'avez offert dans mes travaux, de votre soutien et de votre sympathie. Je tiens également à remercier Monsieur Jean-Marc Chassery qui nous a accordé toute sa confiance pour cette thèse industrielle.

A vrai dire, je n'aurais peut être jamais eu l'idée de cette thèse sans Monsieur Dinu Coltuc qui m'a premièrement permis de découvrir le traitement d'image, et qui, plus tard et après moult conseils et discussions, m'a convaincu de faire un Master puis un doctorat.

Pendant cette thèse, aucune recherche ou expérience n'aurait été possible sans Frédérique et Jérôme avec qui j'ai partagé trois belles années dans le box visiteurs. Je suis persuadé que ces trois saisons du Truman Show ont cartonné. Et peut être aussi est-ce grâce à Mini-Ernie, Bonjour, English Bob, JMMPP et j'en passe et des meilleures ...

A lui tout seul, le doctorat ne peut en aucun cas résumer ces trois années et si ces trois ans se sont aussi si bien passés, c'est aussi en grande partie grâce tous les amis, connaissances ou personnes avec qui j'ai passé d'excellents moments et notamment (dans le désordre et anonymisé) : Er., Sy., Au., Et., Is, An., Yo., Na., Da., Cl., Pa., Em., Al., Ni., Re. et bien d'autres.

De grands remerciements à ma famille qui m'ont permis de continuer et continuer encore plus loin dans mes études (qui l'eût cru d'ailleurs?). Bien que les ordres ou l'armée m'étaient prédestinés, merci de m'avoir soutenu dans cette voie, aussi bien dans les bons que dans les moments difficiles.

Enfin, juste un dernier petit mot pour dire que tout ce travail de recherche n'aurait jamais pu aboutir sans la loi de la réciprocité quadratique et l'algorithme de factorisation des polynômes à coefficients dans un corps fini de Cantor-Zassenhaus qui m'ont donné goût à la recherche...

Table des matières

Liste des figures	11
Liste des tableaux	15
Introduction générale	17
Partie I Cadre de l'étude	21
Chapitre 1 Introduction à la technologie LCD	23
1 Introduction	23
2 Du cristal liquide à l'écran	23
2.1 Historique du cristal liquide	23
2.2 Les débuts de l'écran à cristaux liquides	24
3 Petit lexique des termes utilisés dans le monde de l'écran à cristaux liquides	25
4 Quelques explications sur le LCD	26
4.1 Principe de fonctionnement	26
4.2 Le LCD et son affichage de type échelon	28
5 Electronique du LCD	29
6 Conclusion	31
Chapitre 2 Contexte, problématique et démarches envisagées	33
1 Introduction	33
2 Contexte économique	33
2.1 La concurrence dans le domaine des écrans	33
2.2 Les acteurs du LCD	35
3 Contexte scientifique	35
3.1 Artefacts et axe de recherche	36
3.2 La perception du flou	37
4 Démarche envisagée	45
5 Conclusion	46

Partie II Métrique et temps de réponse	47
Chapitre 3 Le temps de réponse	49
1 Introduction	49
2 Définition lexicale et mathématique	49
2.1 Définition lexicale	49
2.2 Définition mathématique	50
2.3 Résumé	52
3 Les mesures de temps de réponse	53
3.1 La norme FPDM de VESA	53
3.2 La norme ISO 13406-2	55
3.3 Le Gray-to-Gray	56
3.4 Extension du Gray-to-Gray	57
3.5 Le MPRT	58
4 Conclusion	59
Chapitre 4 Les outils de mesure	61
1 Introduction	61
2 Etat de l'art des outils de mesure	61
2.1 Le MPRT-1000	61
2.2 L'OPTIScope-SA	62
2.3 Le RTM-SA	63
3 Création de système de mesure	63
4 Notre système à photodiode	64
4.1 Présentation du système et schéma électronique	64
4.2 Protocole d'acquisition	65
4.3 Validation, résultats et perspectives	66
5 Notre système à base de caméra linéaire	69
5.1 Le matériel	70
5.2 Les logiciels	71
5.3 Le protocole de mesure	76
5.4 Les résultats	77
6 Conclusion	78
Partie III Modélisation générale	81
Chapitre 5 Mise en place de la modélisation	83
1 Introduction	83
2 Les modèles existants	83
2.1 Equations du temps de réponse	83
2.2 modélisation des transitions	84
3 La démarche mathématique envisagée	87
4 Etude préliminaire	88
4.1 Relations entre transitions montantes	88
4.2 Relations entre transitions descendantes	89

4.3	Relation inter-domaines	91
4.4	Bilan de l'étude	92
5	Conclusion	93
Chapitre 6	Modélisation en tangente hyperbolique	95
1	Introduction	95
2	Modélisation des transitions à valeur initiale nulle	95
2.1	Modélisation du temps de réponse	96
2.2	Le comportement hyperbolique des cristaux liquides	97
3	Modélisation des autres transitions	99
3.1	Forme globale des transitions	100
3.2	Calcul du temps de réponse	101
4	Résultats	103
5	Conclusion	105
Chapitre 7	Nouvelle modélisation en exponentielle	107
1	Introduction	107
2	Méthodologie et forme des transitions	107
3	Relation entre les temps de réponse	109
4	Résultats	111
5	Conclusion	114
Partie IV	Applications à la réduction du flou	115
Chapitre 8	L'Overdrive, ou méthode de réduction du temps de réponse	117
1	Introduction	117
2	Principe général	117
3	La mémoire de correction	119
4	La mémoire de trame	121
5	Avantages et inconvénients	122
6	Conclusion	123
Chapitre 9	Réduction du temps de réponse basée sur les modélisations	125
1	Introduction	125
2	Démarche envisagée	125
3	Solution théorique basée sur les modélisations	127
3.1	Pour les transitions à valeur initiale nulle	127
3.2	Pour les autres transitions	128
3.3	Bilan	129
4	Solution simplifiée	129
4.1	Pour les transitions à valeur initiale nulle	130
4.2	Pour les autres transitions	131
5	Tests subjectifs et résultats	132
6	Conclusion	135

Chapitre 10 La réduction du temps de réponse sans mémoire de trame	137
1 Introduction	137
2 Principe de la solution	138
3 Présentation de la solution	139
3.1 La contraction des zones sombres	140
3.2 Le rehaussement global	142
3.3 Le Mixer	143
4 Exemple d'application et résultats	146
4.1 Exemple d'application	146
4.2 Evaluation subjective	147
5 Conclusion	149
Chapitre 11 L'effet échelon des écrans LCD	151
1 Introduction	151
2 Etude sur la multiplication de la fréquence	151
3 Etat de l'art : Les solutions liées à la commande	152
3.1 Le doublement de trame	152
3.2 Le moyennage temporel	153
3.3 L'insertion d'images noires	153
3.4 La compensation de mouvement	155
3.5 La compensation du flou par filtrage inverse	156
4 Etat de l'art : Les solutions liées au Backlight	157
4.1 Le <i>Backlight</i>	157
4.2 Le <i>Flashing Backlight</i> et le <i>Scrolling Backlight</i>	157
4.3 le Backlight à LED	158
5 Conclusion	159
Conclusion générale	161
Bibliographie	165
Annexes	173
Annexe A Les Fabricants de dalle LCD	175
Annexe B Régression polynomiale pour la modélisation du temps de réponse	179
Annexe C Séquences de tests mettant en relief le temps de réponse	181

Liste des figures

1.1	Principe de fonctionnement d'un écran LCD	27
1.2	Affichage d'une couleur à l'écran	28
1.3	Affichage impulsionnel d'un CRT	29
1.4	Affichage échelon d'un LCD	29
1.5	Schéma de l'architecture système du circuit de commande pour LCD	29
1.6	Principe de la correction gamma	31
1.7	Schéma électrique équivalent des cellules TFT	32
2.1	Parts de marché pour les moniteurs	34
2.2	Parts de marché pour les téléviseurs	34
2.3	Comparaison des performances entre le LCD, le CRT et le Plasma	36
2.4	Evolution de la luminosité du pixel avec un temps de réponse nul	38
2.5	Evolution de la luminosité du pixel avec un temps de réponse inférieur à $\frac{1}{f}$	38
2.6	Evolution de la luminosité du pixel avec un temps de réponse supérieur à $\frac{1}{f}$	39
2.7	Extraits de la séquence servant à démontrer la relation temps de réponse - flou	39
2.8	Catégorisation des pixels de la séquence de test	40
2.9	Simulation de la perception du flou dû au temps de réponse	40
2.10	Chaîne de perception du flou	41
2.11	Absence de flou sur le CRT avec sa commande impulsionnelle	42
2.12	Flou dû à la commande échelon du LCD à temps de réponse nul	43
2.13	Flou dû à la commande échelon du LCD à temps de réponse non nul	44
2.14	Simulation de l'effet échelon sur une image synthétique	44
2.15	Simulation de l'effet échelon sur une image naturelle	45
2.16	Démarche de l'approche proposée	46
3.1	Représentation matricielle des ensembles	52
3.2	Calcul de la norme VESA sur les transitions T_{32}^{160} et T_{160}^{32}	54
3.3	Exemple de cartographie de temps de réponse	54
3.4	Relation entre temps de réponse et fréquence de rafraîchissement	55
4.1	Principe du MPRT-1000	62
4.2	L'OPTIScope-SA	63
4.3	Le RTM-SA	63
4.4	Schéma électronique de la carte d'acquisition	65
4.5	Successions des transitions sous forme (a) graphique et (b) matricielle.	66
4.6	Mesure fréquentielle d'une lampe néon avec la photodiode	66

4.7	Comparaison entre les niveaux de gris capturés et originaux	66
4.8	Mesure du temps de réponse effectuée avec la photodiode	67
4.9	Mesure de l'écart-type relatif effectuée avec la photodiode	68
4.10	Système de mesure de temps de réponse basé sur une caméra linéaire	71
4.11	Principe de fonctionnement des deux logiciels	71
4.12	Visualisation temporelle d'une ligne de la séquence 64-192-96	72
4.13	Principe d'acquisition du logiciel LCDacquire	73
4.14	Image de transition brute acquise après la concaténation des 512 captures	74
4.15	Localisation et identification des perturbations présentes sur les images de transitions	74
4.16	Niveaux de gris des pixels à la sortie de la caméra	75
4.17	Niveaux de gris des pixels après les deux traitements	75
4.18	Résumé des diverses démarches du protocole	76
4.19	Mesure du temps de réponse effectuée avec la caméra linéaire	77
4.20	Mesure de l'écart-type relatif effectuée avec la caméra linéaire	78
5.1	Modélisation linéaire de T_{32}^{96} avec $\tau(32, 96) = 16\text{ms}$	85
5.2	Données réelles de T_{16}^{128} , son modèle linéaire et son modèle exponentiel	86
5.3	Données réelles de T_0^{128} , son modèle linéaire et son modèle exponentiel	86
5.4	Superposition de T_0^{32} , T_0^{64} , T_0^{96} et T_0^{128}	89
5.5	Superposition de T_0^{128} , T_{32}^{128} , T_{64}^{128} et T_{96}^{128}	89
5.6	Superposition de T_{128}^0 , T_{128}^{32} , T_{128}^{64} et T_{128}^{96}	90
5.7	Superposition de T_{32}^0 , T_{64}^0 , T_{96}^0 et T_{128}^0	90
5.8	Comparaison de T_{32}^{128} et de T_{128}^{32}	91
5.9	Comparaison de T_0^{128} et de T_{128}^0 symétrisée	92
5.10	Comparaison de T_0^{255} et de T_{255}^0 symétrisée	92
6.1	Position de $\uparrow T_0$ dans \mathbb{T}	96
6.2	Evolution des temps de réponse de $\uparrow T_0$	96
6.3	Précision de représentation de $\uparrow T_0$ selon le degré du polynôme	97
6.4	Evolution temporelle des niveaux de gris de T_0^{128}	98
6.5	Extraction de T_{32}^{96} à partir de T_0^{96}	100
6.6	Représentation de la fonction $R(p)$	102
6.7	Comparaison entre T_0^x ($x > 0$) et son modèle en tangente hyperbolique	103
6.8	Comparaison entre T_x^y (avec $x = \frac{y}{10}$) et son modèle en tangente hyperbolique	104
6.9	Comparaison entre T_x^y (avec $x = \frac{y}{2}$) et son modèle en tangente hyperbolique	105
7.1	Représentation des cellules LCD et des circuits de pilotage par un circuit RC	108
7.2	Décalage temporel de t_0 et relation de superposition pour le calcul du temps de réponse avec le modèle en exponentielle	110
7.3	Comparaison entre T_0^x (avec $x > 0$) et ses deux modélisations en exponentielle	111
7.4	Comparaison entre T_x^y (avec $x > y$ et $x = \frac{y}{10}$) et ses deux modélisations en exponentielle	112
7.5	Comparaison entre T_x^y (avec $x > y$ et $x = \frac{y}{2}$) et ses deux modélisations en exponentielle	112
7.6	Comparaison entre T_x^0 (avec $x > 0$) et ses deux modélisations en exponentielle	113

8.1	Principe général de l' <i>overdrive</i>	118
8.2	Schéma de l' <i>overdrive</i>	119
8.3	Méthode de remplissage de la mémoire de correction	120
8.4	Propagation des erreurs avec et sans <i>overdrive</i>	122
9.1	Représentation des relations mises en jeu dans l' <i>overdrive</i>	126
9.2	Méthode de remplissage de L.U.T. à l'aide des modèles	129
9.3	Représentation de la transition utilisée pour le calcul de la correction de T_{32}^{56}	131
9.4	Capture d'une image de la séquence de test après traitement logiciel	133
9.5	Cartographie des temps de réponse avant correction à 60 Hz	135
9.6	Cartographie des temps de réponse après correction à 60 Hz	135
10.1	Localisation des temps de réponse les plus élevés	138
10.2	Méthode utilisée pour accélérer les transitions	139
10.3	Organigramme de programmation du Frame-Memoryless Overdrive	140
10.4	Représentation graphique du <i>Dark Compression</i>	141
10.5	Représentation graphique du <i>Global Offset</i>	142
10.6	Répartition des types d'images selon \bar{T} et les seuils mis en jeu	143
10.7	Fonctionnement du Mixer	145
10.8	Exemple d'application du FMO	147
10.9	Protocole d'affichage des séquences	148
10.10	Résultats de la méthode de réduction de flou sans mémoire	149
11.1	Effet échelon par simple recopiage de l'image	152
11.2	Effet échelon par moyennage temporel des images	153
11.3	Effet échelon par insertion d'images noires	154
11.4	Apparition d'image fantôme avec un écran LCD peu réactif	155
11.5	Effet échelon par compensation de mouvement	155
11.6	Effet échelon par compensation de flou par filtrage inverse	156
11.7	Techniques d'éclairage par backlight avec 5 lampes	158
11.8	Technique d'éclairage par LED	159
A.1	Parts de marché des fabricants de dalle LCD pour les téléviseurs	176
A.2	Parts de marché des fabricants de dalle LCD pour les moniteurs PC	176
A.3	Parts de marché des fabricants de dalle LCD pour les ordinateurs portables	177
C.1	Exemple de séquences de type "barre"	181

Liste des tableaux

3.1	Correspondance entre notations mathématiques et lexicales sur le temps de réponse	52
4.1	Caractéristiques de l'écran test pendant la mesure	67
4.2	Caractéristiques de la caméra sélectionnée	70
5.1	Synthèse des expériences en vue de la modélisation	93
7.1	Bilan des erreurs relatives obtenues selon les modèles	113
7.2	Bilan des deux modélisations	114
8.1	Exemples de taille de la mémoire de correction	121
8.2	Exemples de taille de la mémoire de trame	121
9.1	Symboles utilisés pour l'estimation de la qualité visuelle de l'écran	133
9.2	Résultat numérique et visuel pour un ensemble de transitions	134
10.1	Résumé de la séquence de test	146
11.1	Comparaison des caractéristiques des LEDS et des CCFLs	159
A.1	Sigles des fabricants de dalle pour LCD et leurs significations	175
C.1	Propriétés des séquences de type "barre"	182

Introduction générale

Depuis la commercialisation du premier écran plat, et plus particulièrement des écrans à cristaux liquides, l'engouement des consommateurs pour ce type de dispositif ne s'est jamais essouffé un seul instant. Cette frénésie pour des appareils plus légers et moins imposants a rapidement relégué le tube cathodique, seule technologie d'écran que les consommateurs connaissaient à ce jour, au rang d'écran d'un autre âge. Cependant, outre les avantages d'ergonomie incontestables de ces nouveaux appareils, force est de constater que du point de vue de la qualité de visualisation, l'écran à tube cathodique n'a absolument pas à rougir de ses homologues plats. Avec des annonces de sorties de nouvelles technologies d'affichage de plus en plus régulières, aussi bien pour les téléviseurs que pour les appareils mobiles, on est en droit de se demander quel sera l'avenir des écrans à cristaux liquides dans les prochaines années.

Pour tenter d'apporter quelques éléments de réponse à cette interrogation, il est important de comprendre que, dans le domaine des écrans, les entreprises d'hier le sont également aujourd'hui et le resteront très certainement demain. Le marché étant très lucratif, celui-ci est donc extrêmement concurrentiel et aujourd'hui, pour un nouveau protagoniste, entrer dans ce marché nécessite des investissements considérables. De ce fait, afin de rentabiliser ces très lourds investissements, nécessaires pour perdurer, la sortie des nouvelles technologies d'écrans doit survenir au début du déclin des anciens modèles tout en apportant de réelles innovations techniques ou ergonomiques mais en gardant aussi les qualités de ces prédécesseurs afin de pouvoir les supplanter.

Si les écrans à cristaux liquides ont réussi à remplacer le tube cathodique, grâce notamment à leur faible encombrement, ils doivent aujourd'hui faire leurs preuves sur le plan technique et, plus particulièrement, sur la qualité d'affichage des écrans sous peine de voir apparaître dans très peu d'années de nouvelles technologies d'affichage pour télévision comme les OLED (pour *Organic light-emitting diode*) ou les SED (pour *Surface-conduction Electron-emitter Display*).

Le travail que nous présentons dans ce document propose d'apporter sa contribution dans le domaine de l'amélioration de la qualité des images pour les écrans à cristaux liquides. Pour maintenir leur compétitivité dans un contexte économique extrêmement concurrentiel, les entreprises du secteur doivent soit s'allier entre elles pour survivre, soit se démarquer techniquement les unes des autres afin de rester dans la compétition.

Cette dernière possibilité encourage la recherche et le développement de nouveaux algorithmes en vue d'améliorer la qualité d'image du produit et d'égaliser ou surpasser la qualité de l'écran de référence que nous connaissons, le tube cathodique. Un tel objectif ne peut être atteint qu'en compensant au mieux les faiblesses inhérentes à l'écran à cristaux liquides.

Dans ce cadre, une approche partant de l'analyse des faiblesses du dispositif jusqu'à la spécification des algorithmes dédiés à ces mêmes défauts a été proposée. Ainsi, en sus d'un apport significatif en terme de compréhension des paramètres de base de l'écran à cristaux liquides et plus particulièrement sur la notion de temps de réponse, cette approche permet non seulement d'améliorer la qualité visuelle de l'écran mais également d'envisager son enrichissement par la prise en compte des paramètres de base de l'écran.

Ce mémoire est organisé en quatre parties dont les thèmes sont donnés ci-après :

La partie **I** présente, de manière générale, le contexte dans lequel ont été réalisés ces travaux, la problématique ainsi que la démarche que nous proposons pour d'une part identifier et analyser les problèmes visuels de l'écran à cristaux liquides et d'autre part pour exploiter cette connaissance du système dans le but de réaliser des solutions d'amélioration de la qualité d'image adaptées à ce type d'écran. Dans cet objectif, une présentation générale du dispositif étudié, ainsi que le contexte scientifique et industriel dans lequel nous nous plaçons sont précisés. Ainsi, partant d'une vision globale des artefacts visuels présents à l'écran, comme par exemple les problèmes de flou, de contraste ou d'angle de vision, nous amenons progressivement le lecteur sur le problème du flou, principal artefact de qualité visuelle que nous avons la possibilité de traiter, en identifiant clairement ses deux différentes origines, en l'occurrence le temps de réponse et l'effet échelon. Totalement décorréllées l'une de l'autre, celles-ci constituent autant de pistes de travail que nous détaillons dans la présentation de la problématique à la fin de cette partie.

La partie **II** est entièrement dédiée au temps de réponse afin d'appréhender la compréhension de sa définition ainsi que de son calcul. Après la proposition d'un formalisme lexical et mathématique dans le but de clarifier et de simplifier les notations utilisées tout au long de ce manuscrit, les différentes définitions et normes du calcul de la notion étudiée sont présentées, ainsi que le contexte d'utilisation pour chacune d'entre elles, que ce soient dans le domaine commercial ou scientifique. La mise en œuvre pratique de ces calculs théoriques est ensuite proposée par l'intermédiaire d'un état de l'art des outils de mesures mais aussi par la présentation de nos propres systèmes d'acquisition qui permettent, en plus de la mesure, de visualiser le temps de réponse au cours du temps ce qui offre, par conséquent, la possibilité d'une étude du temps de réponse plus approfondie.

La partie **III** est consacrée aux modélisations mathématiques du temps de réponse et des transitions afin d'obtenir les connaissances nécessaires pour la modification de ses paramètres en vue de la réduction des artefacts visuels. En utilisant les données expérimentales recueillies grâce aux systèmes présentés dans la partie **II**, et après un état de l'art des modèles existants, une identification et une analyse détaillée du comportement des transitions et du temps de réponse, en fonction de ses paramètres de bases, permettent d'aboutir à une démarche de création de nouvelles modélisations du système ; le premier modèle s'attache à la prise en compte des possibles spécificités des mesures et le second s'appuie sur la généralisation du comportement des transitions et, par conséquent, à leur regroupement en une seule et même description analytique. Un bilan des modélisations clôture cette partie.

La partie **IV** est employée au développement des solutions d'amélioration de la qualité visuelle de l'écran à cristaux liquides. Un état de l'art sur les méthodes de résolution des problèmes générés par le temps de réponse est proposé. Après avoir démontré les différentes lacunes de ces solutions et leur manque d'adaptabilité vis-vis des paramètres de l'écran, nous proposons des algorithmes basés sur les modélisations mathématiques de la partie précédente appliqués à différents cas d'utilisation de l'écran à cristaux liquides. Leur démarche de création, leurs mises en œuvre, leurs évolutions et limitations y sont exposées. Une fois le temps de réponse parfaitement maîtrisé, l'effet échelon est ensuite étudié par un état de l'art détaillé des anciennes, actuelles et futures solutions ce qui permet ainsi de clore cette partie applicative d'amélioration de qualité d'image pour les écrans à cristaux liquides.

Première partie

Cadre de l'étude

Chapitre 1

Introduction à la technologie LCD

1 Introduction

Ce premier chapitre a pour objectif de présenter le matériel sur lequel notre étude se porte : l'écran à cristaux liquides. Volontairement axé sur l'aspect électronique, ce chapitre a pour vocation de faire découvrir les concepts fondamentaux de ce dispositif technologique afin de faciliter par la suite la lecture de ce manuscrit.

Nous commencerons tout d'abord par un bref rappel historique du cristal liquide, de sa découverte il y a plus de 150 ans jusqu'aux applications actuelles. Nous introduirons ensuite, par l'intermédiaire d'un lexique, la terminologie utilisée dans le domaine des écrans afin de faciliter la compréhension des termes spécifiques. Nous continuerons par la présentation du principe général d'affichage d'un écran à cristaux liquides et nous finirons par son architecture matérielle en détaillant les différents composants électroniques du circuit de commande, des données d'entrée jusqu'à leur visualisation.

2 Du cristal liquide à l'écran

Avant de présenter les généralités nécessaires pour appréhender la technologie des écrans à cristaux liquides, nous allons nous pencher, premièrement, sur l'aspect historique du cristal liquide, de sa découverte vers 1850 jusqu'à l'application qui nous intéresse, l'écran à cristaux liquides.

2.1 Historique du cristal liquide

Il faut remonter vers 1850 pour trouver la première expérience mettant, d'une certaine façon, en évidence la découverte du cristal liquide. En effet, c'est en travaillant sur de la fibre nerveuse que Rudolf Virchow (1821-1902), Carl Friedrich Christian Mettenheimer (1824-1898) et Gabriel Gustav Valentin (1820-1883) observèrent la formation, à une certaine température, d'une substance fluide ayant des propriétés optiques particulières en présence d'une source de lumière polarisée. Bien que le terme de "cristal liquide" n'ait pas été mentionné à cette époque et que leurs observations n'aient pas conclu à la découverte de cette nouvelle phase, la paternité des travaux réalisés sur ce sujet leur est tout de même attribuée.

En 1877, le physicien et chimiste Otto Lehmann (1855-1922) monta un protocole pour visualiser les différentes phases de transitions de substances lors des changements de température entre les phases liquides et solides. Il observa que certaines de ces substances passaient dans un état non défini, optiquement trouble, lors d'une diminution de température de la phase liquide vers la phase solide. A l'aide d'un microscope à lumière polarisée, il mis en évidence pour cette phase inconnue une anisotropie optique (propriétés différentes selon la direction de la lumière incidente) et remarqua des similarités de cette phase avec les propriétés optiques et chimiques à la fois du liquide et du cristal solide. Il découvrit en effet que ces substances, sous une certaine condition de température, étaient une matière à l'état mésomorphe, i.e. état intermédiaire entre l'état amorphe (le liquide) et l'état cristallin (le cristal solide). Cependant, malgré ces observations, il ne conclut pas en la découverte d'une nouvelle phase chimique à part entière mais plutôt en une phase d'imperfection pour certaines substances.

Il faut attendre 1888 pour que les botanistes autrichiens Friedrich Reinitzer (1857-1927) et Rudolf Virchow suggèrent que cet état trouble entre le liquide et le cristal solide, découvert puis "délaissé" par Otto Lehmann, représentait en fait une nouvelle phase chimique. Cette découverte aboutit à la dénomination de "cristal liquide" ainsi qu'au dépôt d'un brevet.

Jusqu'au début du XX^{ième} siècle, le principal problème de l'étude des cristaux liquides provenait de leur faible diversité de propriétés (propriétés optiques et chimiques) due au fait que les cristaux étudiés étaient tous à l'état "naturel". C'est en 1890 que le chimiste Ludwig August Friedrich Gattermann (1860-1920) et A. Ritschke synthétisèrent le tout premier cristal liquide (le p-azoxyanisole), ouvrant ainsi la voie à l'étude de nouvelles propriétés optiques.

Les différentes recherches sur ces nouveaux cristaux aboutirent en 1922, pour le cristallographe français Georges Friedel (1865-1933), à la définition de deux grandes classes de phases de cristaux liquides [Friedel, 1922] : les phase (ou stases) nématiques et smectiques. Une dernière étape dans la théorie des cristaux liquides fut franchie en 1930 avec la mise en place de bases mathématiques pour l'étude des cristaux liquides par le physicien Carl Wilhelm Oseen (1879-1944) et Hans Zöcher (1893-1969).

Après une période très active jusqu'en 1930, la recherche théorique sur les cristaux liquides connut une relative léthargie jusqu'au début des années 60 où l'on voit apparaître un nouveau regain d'intérêt pour cette discipline avec, notamment, le début de la recherche applicative et, plus particulièrement, son application pour les technologies d'affichage.

2.2 Les débuts de l'écran à cristaux liquides

Majoritairement menée en Europe jusqu'en 1930, la recherche sur les cristaux liquides traversa l'Atlantique dans le début des années 60 pour s'installer essentiellement au RCA-Labs (devenu aujourd'hui Sarnoff Corporation), laboratoire de l'Université de Princeton (New Jersey, USA) qui fût le précurseur dans le domaine de la télévision. En 1963, des expériences sur la stimulation électrique des cristaux liquides furent menées par Richard Williams et George H. Heilmeyer (1936- /). Ils découvrirent ainsi que les cristaux liquides changeaient d'alignement lorsqu'ils étaient soumis à une tension électrique ; de plus, ce changement d'alignement modifiait la lumière réfractée par les cristaux.

Cette constatation amena l'idée d'un système utilisant les cristaux liquides pour l'affichage de données : l'écran à cristaux liquides, ou LCD (*Liquid Crystal Display*) était né. En 1968, Richard Williams et George H. Heilmeier dévoilèrent, lors d'une conférence de presse, un tout premier prototype d'affichage à cristaux liquides pour les montres et les instruments de mesures. Ces appareils étaient, jusqu'à cette date, dépourvus de système d'écran, dû à l'impossibilité d'intégration de la seule technologie d'affichage de l'époque, l'écran à tube cathodique, ou CRT (*Cathod Ray Tube*) ; ces écrans, trop lourds et de trop grande taille, étaient en effet mal adaptés aux appareils portables. Ce succès des cristaux liquides marqua véritablement le début de l'ère des LCD et, dès 1970, les premières applications commerciales furent mises sur le marché avec, par exemple, des calculatrices (1972), des horloges (1973), des appareils de mesures (1977) et des montres (1978) [Tannas, 1994].

Essentiellement cantonné dans le domaine des écrans de petite taille, l'écran à cristaux liquides fait timidement son apparition dans le domaine informatique vers le milieu des années 1980 avec le premier ordinateur transportable, le Encore d'Osborne, appelé aussi Osborne 3, en 1983. Mais il faut véritablement attendre le début des années 1990 pour voir la démocratisation des ordinateurs portables et, de ce fait, de l'écran LCD.

Depuis les années 1990, l'écran à cristaux liquides élargit peu à peu son domaine d'application, en même temps que sa taille, avec, d'abord, l'informatique "nomade" (ordinateur portable, téléphone portable, PDA), domaine où le CRT ne peut pas s'implanter, puis l'informatique "sédentaire", avec les moniteurs et enfin, récemment, dans le domaine des téléviseurs.

3 Petit lexique des termes utilisés dans le monde de l'écran à cristaux liquides

Avant de décrire le principe et le fonctionnement d'un écran LCD, cette partie va tout d'abord définir certains termes et concepts normalisés [Organisation Internationale de Normalisation, 2001] utilisés dans le domaine des écrans. La définition de certains termes reste volontairement peu explicitée car ces notions seront reprises plus en détail dans les chapitres suivants. Certaines définitions présentent des termes suivis d'un astérisque (*); ces derniers sont eux même définis dans ce lexique.

- **Angle de vision** : Exprimé en degré et compris entre 0° et 180° . Angle (horizontal et vertical) à partir duquel on peut observer l'image affichée avec un contraste* inférieur à 10 : 1. Plus cet angle est important, meilleure est l'uniformité de l'image par rapport à l'angle de visualisation.
- **bpp** : Sigle signifiant bit par pixel. Souvent utilisé pour caractériser la dynamique de niveaux de gris. Par exemple, un pixel codé sur 8bpp pourra afficher $2^8 = 256$ niveaux de gris différents (codés entre 0 et 255).

- **Contraste** : Rapport entre la luminance du blanc et la luminance du noir. Par exemple, un écran avec un blanc à 250 cd/m^2 et un noir à 0.25 cd/m^2 offre un taux de contraste de $\frac{250}{0.25} = 1000$, que l'on note 1000 : 1.
- **CRT** : Sigle signifiant *Cathod Ray Tube*, ou "écran à tube cathodique".
- **Dalle** : Élément principal d'un écran. Pour un écran à cristaux liquides, la dalle est composée de deux plaques de verre entre lesquelles sont placés les cristaux liquides. En ce qui concerne tous les types d'écran, la dalle correspond à la surface (qu'elle soit visible ou pas) sur laquelle les données sont affichées ; celle-ci est plate pour les écrans LCD* ou plasma et convexe pour les écrans CRT*.
- **Diagonale** : Exprimée en pouce (noté "), elle est égale à la mesure de la diagonale de la dalle. Celle-ci prend en compte la forme de l'écran et correspond à la totalité de la dalle*, même si celle-ci est partiellement cachée par la coque. Ainsi, un écran à tube cathodique (écran ayant une dalle fortement convexe et en partie cachée par la coque) de 19" de diagonale possède une surface visible correspondant à la surface d'un écran LCD* de 17,7".
- **Fréquence de rafraîchissement** : Exprimée en Hertz (noté Hz), la fréquence de rafraîchissement, notée f , indique le nombre d'images affichées à l'écran en une seconde.
- **Luminosité** : Exprimée en Candela par mètre carré (noté cd/m^2), cette valeur correspond à la luminance d'un écran totalement blanc. La mesure s'effectue par rapport à l'axe normal situé au centre du panneau.
- **LCD** : Sigle signifiant *Liquid Crystal Display*, ou "écran à cristaux liquides".
- **Résolution** : Taille de l'écran définie par sa largeur multipliée par sa hauteur en pixels. Certaines résolutions possèdent des sigles particuliers comme le SXGA (1280×1024) ou le HDTV (1920×1080).
- **Temps de réponse** : Exprimé en millisecondes (noté ms), cette valeur représente la réactivité de l'écran lors d'un changement de luminosité des pixels.
- **Trame** : Image affichée à l'écran. La durée de celle-ci est égale à l'inverse de la fréquence de rafraîchissement*. Par exemple, la durée d'une trame pour un écran avec une fréquence de 60 Hz est de $\frac{1}{60} = 16.66 \text{ ms}$.

4 Quelques explications sur le LCD

Dans cette section, nous allons nous pencher sur le principe général de fonctionnement d'un écran LCD en expliquant de quelle manière la couleur est affichée et comment celle-ci est modifiée. Nous présenterons, ensuite, la méthode de commande du LCD et la comparerons avec celle du CRT.

4.1 Principe de fonctionnement

Les écrans LCD actuels sont tous fondés sur la constatation de G.H. Heilmeyer sur l'influence de la tension électrique sur la quantité de lumière diffractée par les cristaux liquides. La technique a évolué depuis le premier prototype de 1964 mais le principe reste le même.

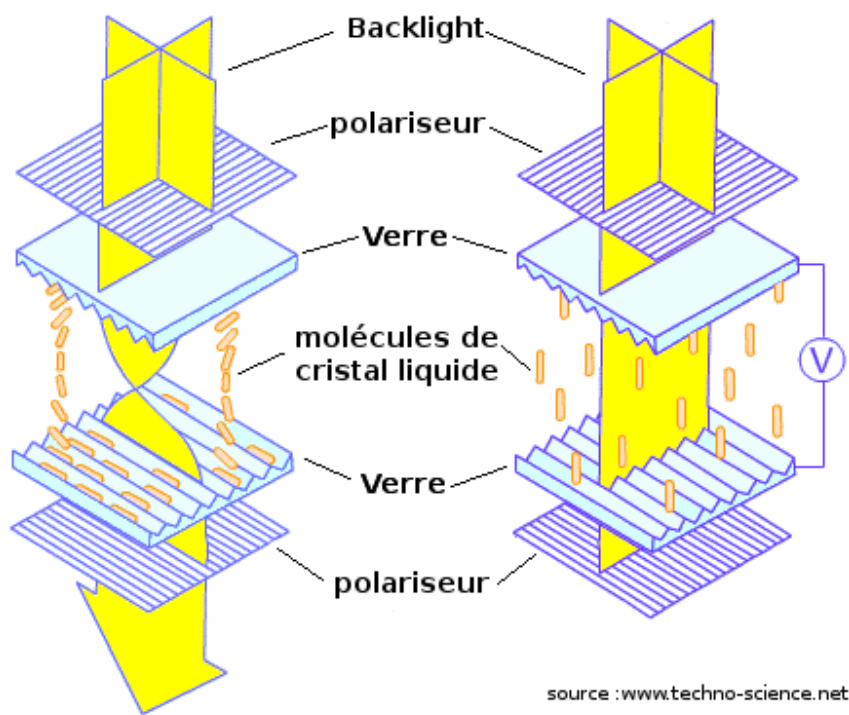


FIG. 1.1 – Principe de fonctionnement d'un écran LCD

On utilise tout d'abord une source de lumière incidente appelée *Backlight*. Celle-ci rencontre un premier polariseur sélectionnant une onde polarisée de la lumière originale. Cette onde traverse ensuite la couche de cristal liquide maintenue entre deux parois de verre. Lorsque ces cristaux sont excités électriquement, ceux-ci s'alignent selon le champ électrique et modifient la polarité de la lumière, l'angle de polarisation dépendant de la valeur du champ électrique appliquée. L'onde polarisée sortante passe enfin un dernier polariseur, perpendiculaire au premier.

La figure 1.1 montre un exemple où, à gauche, l'absence de tension électrique n'entraîne aucun alignement des cristaux et, dans ce cas particulier, provoque naturellement un changement de polarité de la lumière. Le dernier polariseur, tourné à 90° par rapport au premier, laisse donc passer l'intégralité de la lumière. A contrario, à droite, une tension nominale aligne parfaitement les cristaux liquides, ce qui ne change pas la polarité de la lumière. Cette fois-ci, le même polariseur empêche toute lumière de passer. Nous sommes ici en présence d'un écran LCD dit "naturellement blanc" étant donné que, sans tension appliquée sur les cristaux, le pixel et le cristal liquide laissent passer la lumière. Avec les mêmes cristaux et en utilisant deux polariseurs de même direction, nous obtenons un écran dit "naturellement noir" : sans tension sur les cristaux, aucune lumière ne traverse le dernier polariseur.

Pour la majorité des écrans, la couleur affichée sur un pixel est décomposée en trois composantes primaires : une composante rouge, une verte et une bleue. Chaque couleur primaire est obtenue grâce à la lumière sortant du dernier polariseur (avec une amplitude variable) et à un filtre de couleur associé. Il faut donc trois ensembles de cristal liquide pour afficher une couleur comme on le voit sur la figure 1.1. L'intégration spatiale de ces trois sous-pixels colorés donnent visuellement la couleur désirée à l'écran. La figure 1.2 montre un exemple pour afficher à l'écran une teinte de bleu et une teinte de jaune.

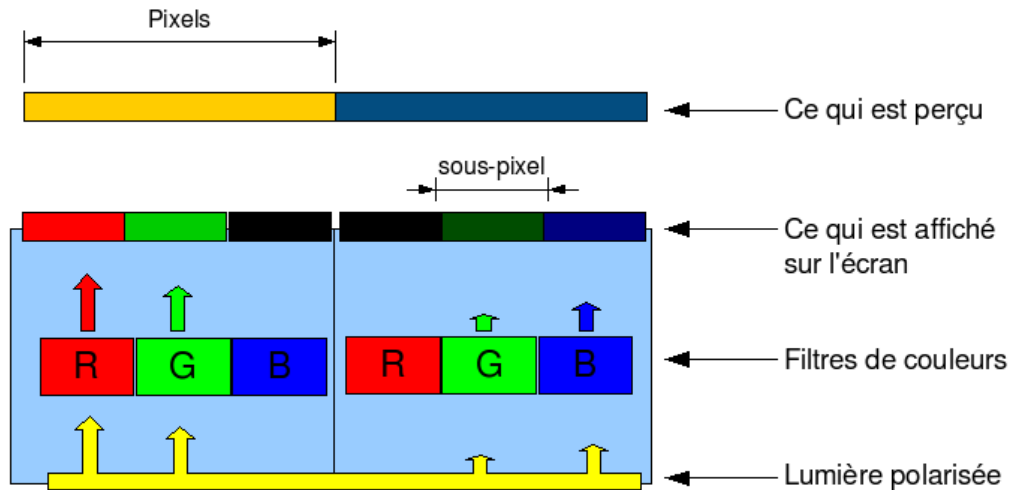


FIG. 1.2 – Affichage d'une couleur à l'écran

4.2 Le LCD et son affichage de type échelon

Outre les nombreuses distinctions ergonomiques entre les écrans CRT et les LCD (taille, poids, convexité de la dalle, ...), la différence majeure entre ces deux supports se situe dans la technique d'émission de la lumière. Supposons deux écrans, un CRT et un LCD, possédant une même fréquence de rafraîchissement f .

La lumière émise par CRT provient de son canon à électrons balayant la totalité de l'image en un temps égal à $\frac{1}{f}$; le temps d'excitation d'un pixel est donc très court (de l'ordre de quelques nano secondes) et la durée d'illumination des luminophores qui composent le pixel est de l'ordre de $300\mu s$, durée beaucoup plus petite que la durée de la trame, comme on peut le voir sur la figure 1.3. Grâce au fait que l'œil est un intégrateur temporel de lumière et que l'impulsion lumineuse est de très forte amplitude¹, le pixel semblera allumé pendant toute la durée de la trame. Par cette propriété, le CRT est classé comme un écran à affichage impulsionnel (ou *Impulse-type Display*).

¹Soient L_{CRT} le niveau de l'impulsion du CRT supposée constante pendant environ $\Delta t = 300\mu s$ et L_{LCD} la luminosité du LCD supposée constante pendant $\frac{1}{f}$. Si l'on désire que les luminosités perçues soient les mêmes, alors l'intégration de L_{CRT} et de L_{LCD} doit être identique; on a donc $\int_{t_0}^{t_0+\frac{1}{f}} L_{LCD} = \int_{t_0}^{t_0+\frac{1}{f}} L_{CRT} = \int_{t_0}^{t_0+\Delta t} L_{CRT}$. En normalisant L_{LCD} à 1 avec $f = 60Hz$, on obtient $L_{CRT} = \frac{L_{LCD}}{\Delta t \times f} \approx 50L_{LCD}$.

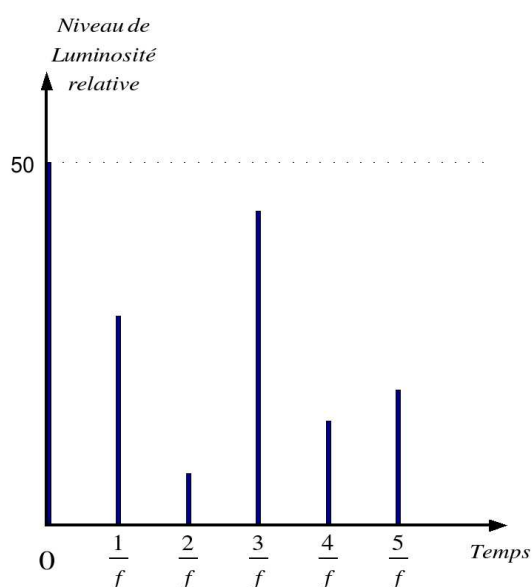


FIG. 1.3 – Affichage impulsionnel d'un CRT

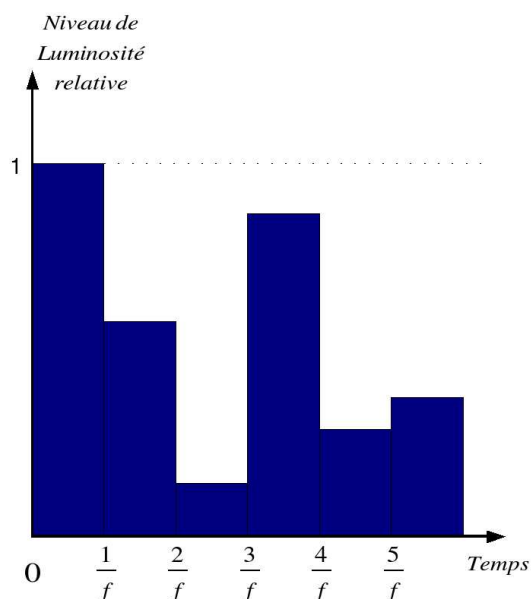


FIG. 1.4 – Affichage échelon d'un LCD

La lumière émise par un LCD provient, quant à elle, de son backlight qui éclaire en continu la dalle. Le changement de luminance d'un pixel entre deux trames ne s'effectue pas directement sur le contrôle du backlight mais sur le changement de polarité du cristal liquide. Pour maintenir la luminosité d'un pixel constante pendant toute la durée d'une trame, la position du cristal liquide est fixée par une tension continue, comme schématisé figure 1.4. De par cette propriété, le LCD est classé comme un écran à affichage de type échelon (ou *Hold-type Display*).

Nous verrons dans le chapitre suivant et dans le chapitre 11 page 151 la relation entre les deux techniques de pilotage et leurs impacts sur la qualité d'image des écrans.

5 Electronique du LCD

Après avoir présenté le principe de fonctionnement d'un écran LCD, cette section va introduire l'autre partie importante pour le bon fonctionnement d'un LCD, l'électronique. Nous allons, pour cela, nous baser sur la figure 1.5 en explicitant les principaux composants du schéma.

Le contrôleur de données d'entrée :

Ce premier module permet de démoduler et convertir les signaux d'entrée de l'écran en un signal standard numérique. En effet, il existe aujourd'hui un éventail important de signaux entrant dans le domaine informatique ou de la télévision :

- signaux numériques (DVB-T) ou analogique (PAL/SECAM) ;
- signaux avec différentes compression (MPEG-2, H264) ;
- signaux d'images entrelacées ou progressives ;
-

Par conséquent, afin de pouvoir effectuer les mêmes traitements sur l'ensemble de ces données de nature différente, celles-ci doivent être formatées de manière unique.

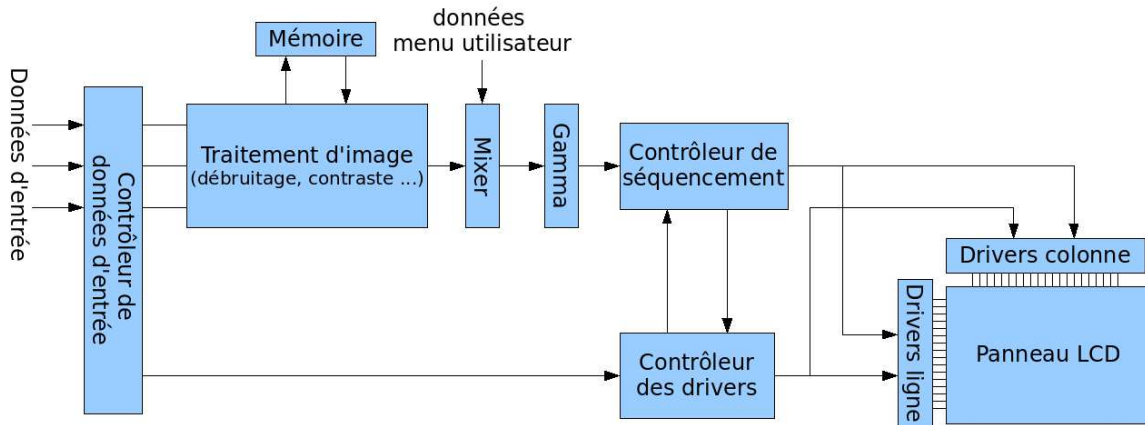


FIG. 1.5 – Schéma de l'architecture système du circuit de commande pour LCD

Le module de traitement d'image :

Une fois formatées, les données sont acheminées vers le second module afin que différents algorithmes de traitement d'images y soient appliqués dans le but de visualiser à l'écran une image de qualité optimale. Parmi les traitements, on trouve, par exemple :

- du débruitage, pour supprimer les bruits analogiques ou numériques de transmission ;
- des algorithmes de changement d'échelles, pour que l'image soit de la même taille que la résolution de l'écran ;
- des algorithmes d'amélioration de contraste ;
- ...

Le mixer et les données du menu utilisateur :

Ce module a pour but de récupérer les données issues du menu utilisateur ou OSD (*On Screen Display*). On retrouve, généralement, parmi ces données : la luminosité, le contraste et la gestion des couleurs (température des couleurs, pourcentage de chaque composante, ...). Les données corrigées au goût de l'utilisateur sont ensuite acheminées vers le bloc suivant : la correction gamma.

La correction gamma :

Si les valeurs numériques, comprises entre 0 et 255 pour un codage sur 8 bpp, étaient "converties" de manière linéaire en luminance, cette dernière serait perçue de manière non linéaire par l'œil humain. En effet, la sensation de luminance perçue par l'œil est une fonction non linéaire de type logarithme [Fechner, 1860] et, ainsi, une luminance de 10 cd/m^2 sera perçue comme deux fois moins lumineuse qu'une luminance de 100 cd/m^2 .

Afin de compenser la non-linéarité de l'œil, la relation entre la luminance affichée et les niveaux de gris commandés est de type exponentiel comme le montre l'équation (1.1)

$$L = \left(\frac{N}{255} \right)^\gamma (L_{\text{blanc}} - L_{\text{noir}}) + L_{\text{noir}} \quad (1.1)$$

avec L la luminance affichée, N le niveau de gris (compris entre 0 et 255), L_{blanc} et L_{noir} respectivement la luminance du blanc et du noir (définies par le menu utilisateur) et γ le facteur de non-linéarité.

Le but de la correction gamma est d'obtenir une valeur de gamma définie (par exemple 2.2) qui relie la luminance de l'écran L aux données numériques d'entrée N . Pour cela, on utilise la relation entre la tension appliquée (V) et la luminance transmise (L). Comme le montre la figure 1.6, la correction gamma relie de manière non linéaire les données numériques avec la tension appliquée.

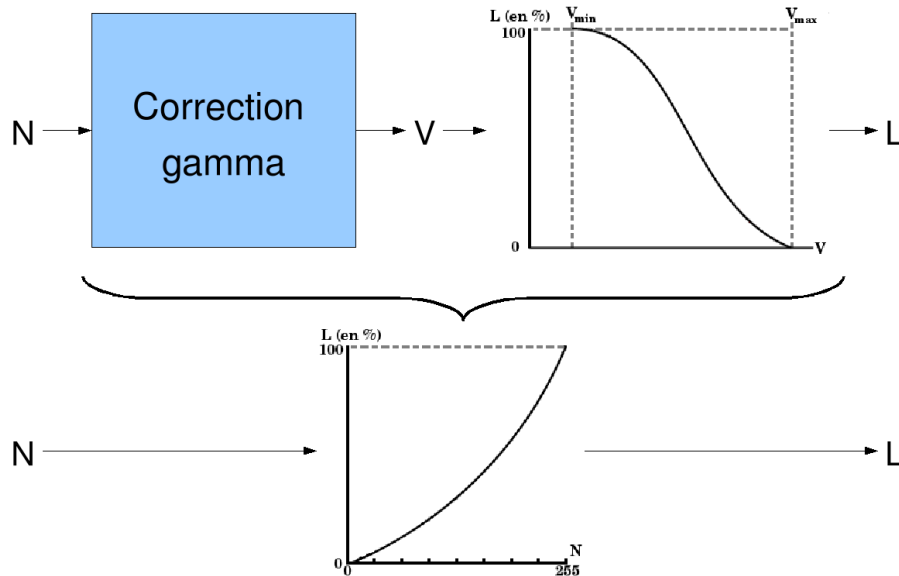


FIG. 1.6 – Principe de la correction gamma

Le contrôleur de synchronisation :

Le contrôleur de synchronisation, appelé aussi *Timing Controller* (ou T-CON) gère le séquençage temporel des données reçues. Ce module gère la fréquence de rafraîchissement (notée f) et la résolution de l'écran pour une bonne gestion de l'affichage. Les données synchronisées sont envoyées, en dernier lieu, aux drivers.

Les drivers et le panneau LCD :

Ce dernier module permet de gérer l'interface entre les données synchronisées et le matériel, c'est-à-dire les pixels de l'écran. Chaque pixel est commandé par trois cellules ou sous-pixels, appelés cellules TFT (pour *Thin Film Transistor*), correspondant aux trois composantes couleurs. Chaque cellule peut être modélisée par un transistor à effet de champ, une capacité de stockage (notée C_s) et une capacité parasite (notée C_p) comme schématisé sur la figure 1.7.

Dans cet exemple, la commande d'un sous-pixel s'effectue grâce aux drivers qui le pilotent selon les lignes et les colonnes. Les lignes horizontales commandent les grilles du transistor (*Gate Driver*) qui définissent si le sous-pixel est activé ($V > V_{min}$) ou non ($V = V_{min}$). Les lignes verticales commandent les sources du transistor (*Source Driver*) qui définissent le niveau de gris du sous-pixel lorsque celui-ci est activé ; le noir est représenté lorsque $V = V_{min}$ et le blanc lorsque $V = V_{max}$.

La figure 1.7 représente la commande de deux pixels où le premier sera noir (ligne horizontale à V_{min}) et le second sera perçu jaune (sous-pixels rouge et vert allumés et sous-pixel bleu éteint).

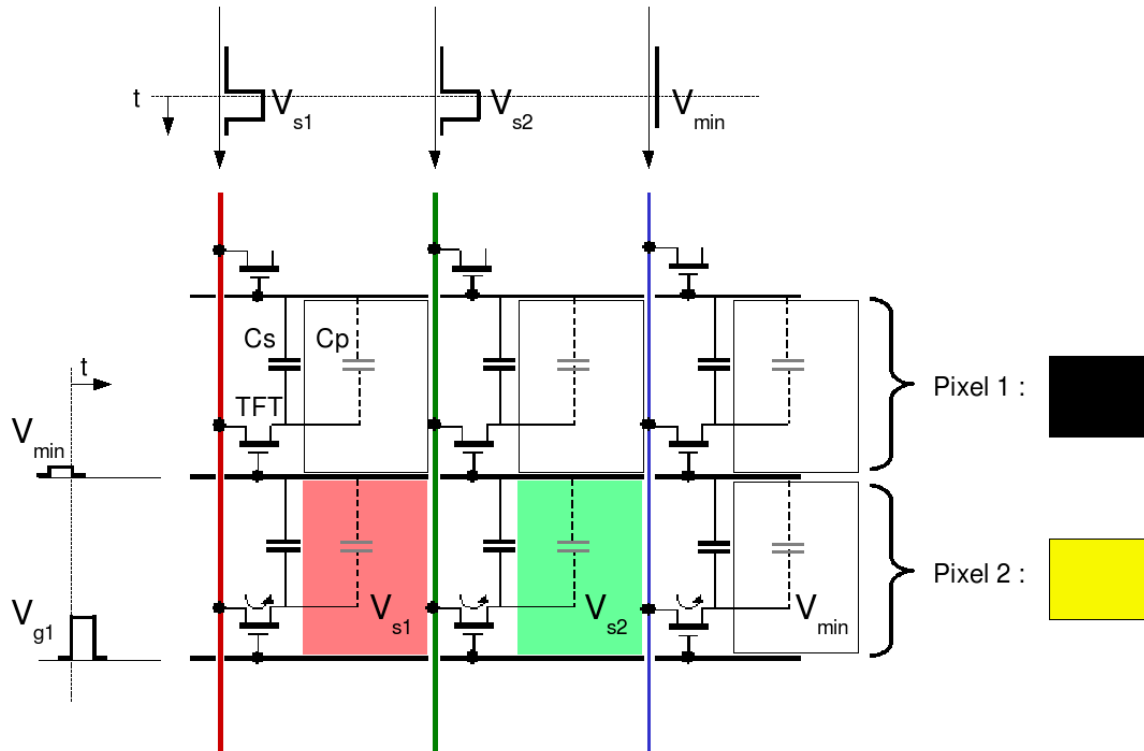


FIG. 1.7 – Schéma électrique équivalent des cellules TFT

6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'objet de notre étude, l'écran à cristaux liquides, en présentant premièrement son origine historique, en proposant par la suite un petit lexique des termes utilisés autour de cette technologie d'affichage et en explicitant enfin son fonctionnement général.

Cette première approche nous a permis de nous familiariser avec le matériel étudié afin de faciliter l'introduction des problématiques existantes, le contexte du travail réalisé ainsi que les démarches que nous envisageons en vue de la résolution des problèmes : c'est ce que nous proposons de faire dans le chapitre suivant.

Chapitre 2

Contexte, problématique et démarches envisagées

1 Introduction

Après avoir préalablement introduit les notions nécessaires à la compréhension de l'écran à cristaux liquides, nous allons présenter dans ce chapitre le contexte dans lequel se place actuellement ce dispositif d'affichage. Cette étude va nous amener à un état des lieux du LCD premièrement du point de vue économique et deuxièmement d'un point de vue scientifique. Cette seconde partie permettra de définir les différents artefacts visuels existants pour le dispositif étudié, d'extraire le principal problème visuel, de déterminer précisément la problématique à laquelle nous allons apporter une réponse dans ce mémoire ainsi que de présenter la démarche envisagée en vue de sa résolution.

2 Contexte économique

Dans cette première section, nous allons aborder l'aspect économique des écrans LCD dans le domaine des téléviseurs et des moniteurs. Nous commencerons par faire un état des lieux du marché du LCD en détaillant sa position vis-à-vis de ses concurrents et nous présenterons ensuite succinctement les acteurs du monde du LCD et leur méthode pour se distinguer les uns des autres.

2.1 La concurrence dans le domaine des écrans

Fier d'une domination sans égale dans le domaine des écrans jusqu'au début des années 2000, le tube cathodique constituait le principal concurrent des nouvelles technologies d'écrans plats, dont le LCD fait partie. Malgré des coûts de fabrication bien supérieurs aux CRT, l'écran à cristaux liquides a su rapidement conquérir les deux domaines dans lequel son homologue non plat régnait sans partage, grâce notamment à ses avantages sur le poids et la taille de l'écran : l'informatique et la télévision.

Du côté des moniteurs, le LCD a complètement supplanté le CRT dès 2004, avec aujourd'hui plus de 80% de part de marché en volume mondial, comme on peut le voir sur la figure 2.1 et 91% selon les analystes en 2008. Concernant les téléviseurs, les revenus des ventes des LCD n'ont

dépassé celles des CRT qu'à la fin de l'année 2005 [Macedonia, 2006] et il faudra attendre 2009 pour voir apparaître l'égalité des parts de marché en volume, selon les prévisions représentées sur la figure 2.2. Cependant, si cette prévision est attendue en 2009 au niveau mondial, elle l'est depuis 2005 dans les pays industrialisés et en voie de développement où le CRT a presque complètement disparu et laissé sa place aux nouvelles technologies d'écrans plats.

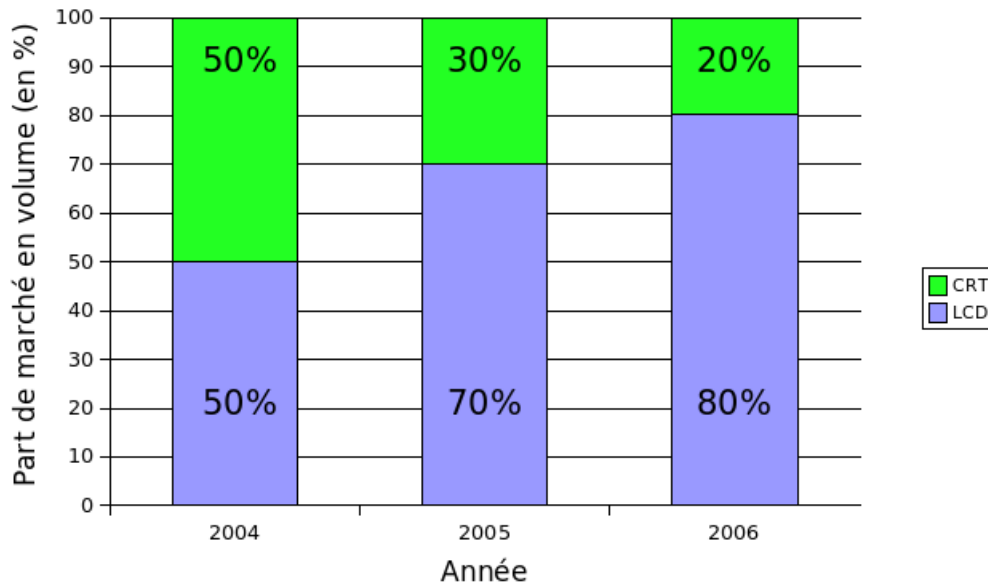


FIG. 2.1 – Parts de marché pour les moniteurs

L'arrivée des écrans LCD dans le domaine des téléviseurs coïncide avec l'émergence d'une autre technologie d'écran plat, le Plasma (ou PDP pour *Plasma Display Panel*). Cette "cohabitation" n'entraîna pas au début de concurrence directe puisque chaque technologie était dédiée à un segment de marché bien spécifique : les écrans LCD pour les petites et moyennes diagonales (inférieures à 40") et les Plasma pour les grands écrans (supérieurs à 40").

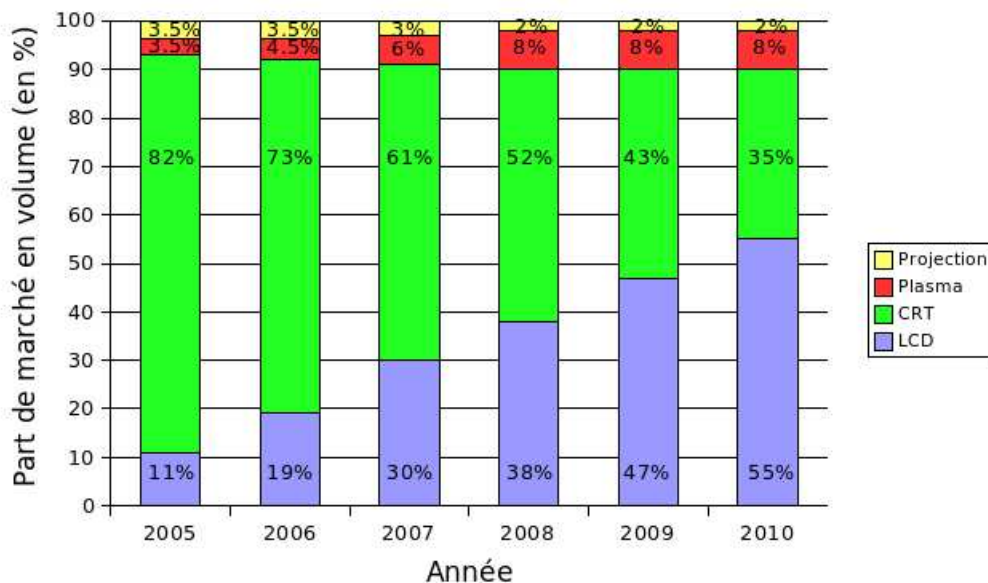


FIG. 2.2 – Parts de marché pour les téléviseurs

Tandis que le Plasma reste cher à produire, la technologie LCD a beaucoup évolué et permet la commercialisation d'écrans de grande taille (jusqu'à 52" début 2007) et se permet même de concurrencer le Plasma dans la course à la plus grande diagonale (le record du LCD étant détenu par Sharp avec un écran de 108" en janvier 2007). Malgré les annonces de nouvelles technologies d'écran (SED ou OLED), les prévisions actuelles donnent une domination sans partage des écrans LCD dans le domaine des téléviseurs [O'Donovan, 2006], comme on peut le voir sur la figure 2.2.

2.2 Les acteurs du LCD

Comme nous l'avons vu dans le chapitre précédent, un écran LCD est formé, de manière simplifiée, de deux éléments : une dalle de cristaux liquides et l'électronique de pilotage et de traitement d'image. Cette séparation a ainsi généré deux types de métier, l'un spécialisé dans les domaines autour de la chimie des cristaux, l'autre dans la micro-électronique.

La fabrication des dalles pour LCD est un métier nouveau dans le domaine des écrans n'ayant pas de lien apparent avec la fabrication des anciens écrans CRT. Du fait des investissements colossaux nécessaires à la création d'usines¹, il n'existe que peu d'acteurs présents dans ce domaine : six d'entre eux (AUO, CMO, CPT, LG-Philips, Samsung et Sharp) se partagent plus de 90% des parts de marché en volume dans les téléviseurs (cf annexe A).

Conceptuellement, les métiers de la micro-électronique n'ont guère changé lors du passage du tube cathodique vers les technologies d'écrans plats, ce qui a eu pour conséquence une rapide conversion des différents acteurs du CRT vers le LCD. Contrairement à la fabrication des dalles pour écrans à cristaux liquides, le secteur de la micro-électronique est l'un des domaines les plus concurrentiels qui existent aujourd'hui ; c'est précisément dans ce contexte et dans ce secteur que se situent les travaux présentés dans ce mémoire.

Si, pour se distinguer les uns des autres, les fabricants de panneaux font la course à l'amélioration des propriétés des dalles et à la génération de dalles (cette dernière correspond à la taille globale de la dalle de verre dans laquelle les panneaux sont découpés² [Kim *et al.*, 2004a]), une des seules voies envisageables pour les entreprises de micro-électronique consiste à agir sur l'électronique de pilotage et de traitement pour augmenter la qualité visuelle des écrans.

Les travaux présentés dans ce mémoire suivent cette direction avec la recherche de nouveaux algorithmes pour résoudre les problèmes visuels que nous allons maintenant présenter.

3 Contexte scientifique

Bien que de technologie récente, les écrans LCD ont su tout de suite conquérir le public grâce à ses qualités et ses nouveautés comme, par exemple, la taille et le poids de l'écran. De plus, les problèmes présents et récurrents n'ont su ternir cet engouement face aux écrans CRT.

¹L'investissement de la nouvelle usine de Sharp à Osaka prévue pour 2009, dédiée aux LCD de très grandes tailles, devrait avoisiner les 3.6 milliards d'euros

²Par exemple, il est possible de découper dans une dalle de 7^e génération de taille 1870 mm × 2200 mm , 6 écrans de 46 pouces ou 8 écrans de 40 pouces

Dans cette section, nous allons présenter les avantages et inconvénients du LCD comparé aux deux autres technologies concurrentes : le CRT et le Plasma. Concernant les défauts de cette technologie, nous nous focaliserons sur le principal problème lié à la qualité visuelle, la perception du flou, et nous conclurons par la détermination ses origines de cet artefact visuel.

3.1 Artefacts et axe de recherche

Comme nous l'avons évoqué précédemment, le succès économique des écrans à cristaux liquides provient de ses avantages qui ont eu un impact plus important que les inconvénients inhérents à cette nouvelle technologie. Cependant, ces avantages sont essentiellement de l'ordre de l'esthétique (faible poids et encombrement réduit) ou du financier (faible consommation électrique et coût moins élevé qu'un Plasma) [Tannas, 1994]. Du côté du confort visuel, seuls quelques points positifs l'emportent face aux CRT et aux Plasmas avec, par exemple, l'absence de scintillement et la bonne qualité d'image en image fixe [Heynderickx et Langendijk, 2005], résultat qui s'explique par la méthode de commande échelon des écrans à cristaux liquides et par son affichage non entrelacé.

En comparaison avec ses deux principaux compétiteurs, les performances du LCD, sur le plan de la qualité d'image, sont souvent en deçà de celles du CRT ou du Plasma [Kimura *et al.*, 2005], avec, par exemple, des faiblesses au niveau de l'angle de vision, du contraste ou encore de la netteté de l'image lors de mouvements. Comme on le voit sur la figure 2.3, cette dernière lacune est d'ailleurs le plus gros défaut des écrans LCD : c'est donc dans cette direction que seront portés nos recherches.

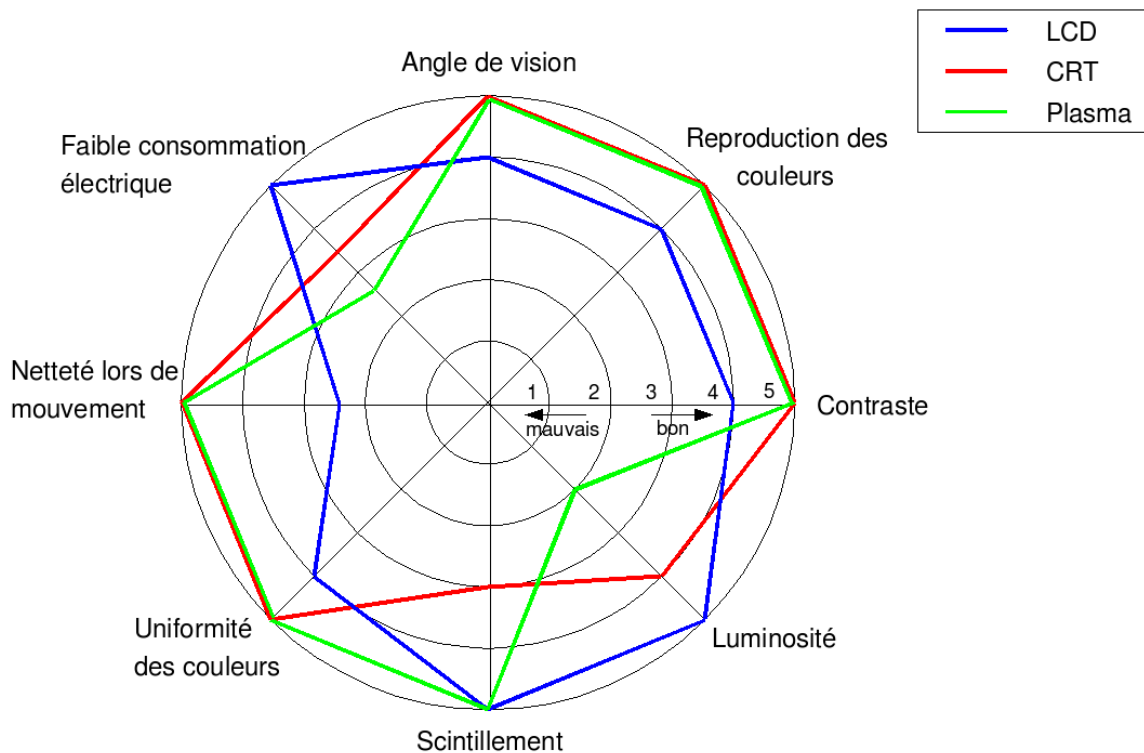


FIG. 2.3 – Comparaison des performances entre le LCD, le CRT et le Plasma

Dans le but d'atteindre des performances égales aux Plasmas et surtout aux CRT [Yoon *et al.*, 2007], nous pouvons distinguer principalement deux axes de recherche correspondant aux deux types de métier dans le domaine du LCD : la recherche effectuée au niveau de la dalle et celle en électronique. La première est une recherche en amont, traitant l'ensemble des artefacts évoqués précédemment. Celle-ci a abouti à l'amélioration des caractéristiques des panneaux [Ono *et al.*, 2006; Chen *et al.*, 2006].

Dans le domaine de la micro-électronique dans lequel nous évoluons, la recherche d'amélioration de la qualité d'image des LCD est, en conséquence, placée en seconde position et tributaire des améliorations effectuées en amont. De plus, certains artefacts visuels ne peuvent pas être corrigés de manière électronique comme, par exemple, l'angle de vision. Cependant, à l'heure actuelle, le principal problème visuel des écrans (la perception du flou lors de mouvements) ne peut être uniquement traité au niveau de la dalle ; une intervention complémentaire dans le domaine de l'électronique est donc nécessaire. C'est dans cet objectif que sont dirigés les travaux de recherche présentés dans ce mémoire.

L'artefact visuel le plus problématique ayant été déterminé grâce au contexte scientifique et industriel dans lequel nous nous plaçons, nous proposons de continuer l'étude de ce problème visuel par la détermination des causes de la perception du flou pour les écrans LCD.

3.2 La perception du flou

Nous allons voir, dans cette partie, les origines de la perception du flou sur les écrans LCD. Ce phénomène, n'apparaissant que lors d'images en mouvement, regroupe un ensemble d'artefacts visuels dégradant la netteté de l'image [Miseli, 2004, 2006] :

- des effets de traînées ;
- une perte de contraste dans les contours d'objet ;
- des effets de clignotement dans les hautes fréquences ;
- des dégradations et disparitions de détails.

D'un point de vue physique, une image en mouvement correspond à des changements de luminosité au niveau des pixels de l'écran, c'est-à-dire à un changement de polarisation de la lumière au niveau du cristal liquide. La perception du flou étant absente lors d'une image fixe, nous pouvons fortement supposer que la perte de netteté provient du cristal liquide. Celui-ci n'est cependant pas le seul responsable du flou. En effet, dans une séquence en mouvement, une faible augmentation de la vitesse de déplacement d'un objet peut entraîner une forte dégradation visuelle [Shin *et al.*, 2006]. Le système visuel humain joue donc un rôle important dans la perception du flou. Cependant, cette dégradation n'étant pas perceptible pour les écrans CRT [Suzuki *et al.*, 2002], on peut supposer que ce facteur perturbateur est spécifique à l'émission de lumière des écrans LCD, c'est-à-dire à la commande échelon.

Au final, le flou perçu possède deux origines distinctes que nous allons détailler par la suite : la première étant liée au cristal liquide et au temps de réponse, la seconde étant due à une relation entre notre propre système visuel et la commande échelon des écrans LCD [Kurita *et al.*, 1998].

3.2.1 Le flou et le temps de réponse

La première source du flou perçu provient du principe même de la technologie LCD : le cristal liquide. Nous avons vu dans le chapitre précédent que la luminosité d'un pixel était modifiée par le changement de tension appliquée et donc par le changement de la position du cristal. Comme tous les systèmes physiques, ce changement n'est pas immédiat et la durée que met le cristal pour atteindre la valeur désirée sera définie comme le temps de réponse, notion plus amplement détaillée dans le chapitre 3.

Nous avons vu précédemment qu'un pixel était "rafraîchi" (c'est-à-dire soumis à une nouvelle commande) tous les $\frac{1}{f}$, avec f la fréquence de rafraîchissement de l'écran. Nous pouvons donc avoir, à chaque fin de trame, une nouvelle valeur de luminosité au niveau du pixel. Cependant, la durée pour que le pixel atteigne cette nouvelle luminosité peut être supérieure à la durée de la trame ; la valeur désirée sera donc différente de celle atteinte à la fin de la trame. En vue de démontrer l'impact visuel produit par le temps de réponse, nous allons maintenant présenter trois cas représentant autant de relations entre cette notion et la durée de la trame.

Cas 1 : Considérons un premier cas où le temps de réponse est nul, c'est-à-dire un cas théorique où la réponse à un échelon de tension et ce même échelon sont identiques, comme on peut le voir sur la figure 2.4.

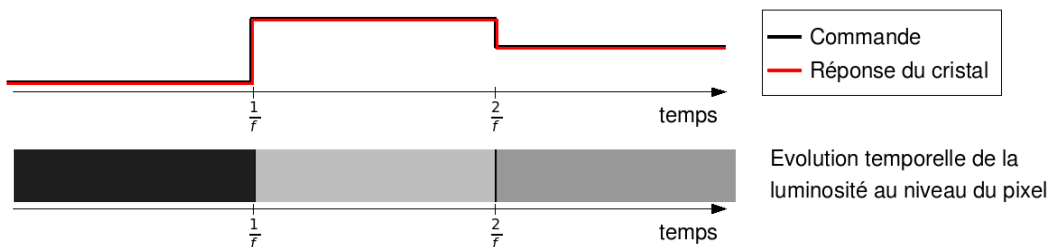


FIG. 2.4 – Evolution de la luminosité du pixel avec un temps de réponse nul

Pendant la durée de la trame, la luminosité affichée est toujours celle désirée ; aucun autre niveau de gris n'est affiché et, par conséquent, aucun flou n'est affiché.

Cas 2 : Considérons un second cas où le système possède maintenant un temps de réponse non nul mais inférieur à la durée de la trame. Dans ce cas, à chaque changement de commande, le pixel aura atteint sa valeur désirée comme on peut le voir sur la figure 2.5.

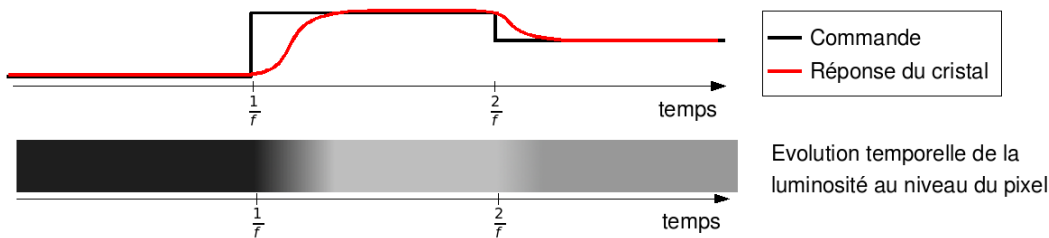


FIG. 2.5 – Evolution de la luminosité du pixel avec un temps de réponse inférieur à $\frac{1}{f}$

Entre chacun des niveaux désirés, des niveaux de gris intermédiaires sont affichés, produisant un flou de durée inférieure à la durée de la trame.

Cas 3 : Enfin, considérons un troisième et dernier cas avec un temps de réponse supérieur à $\frac{1}{f}$. En conséquence, la valeur de luminosité n'aura pas atteint sa valeur désirée, comme représentée sur la figure 2.6.

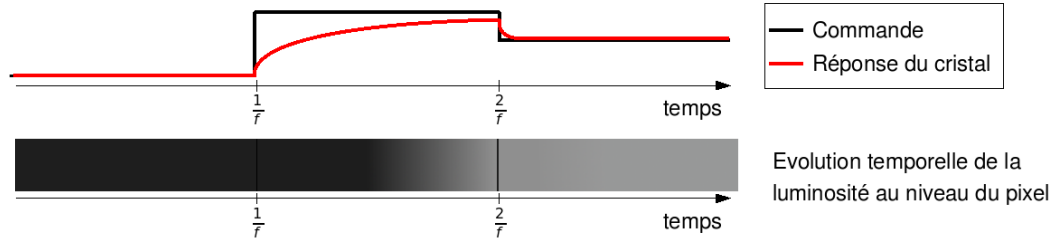


FIG. 2.6 – Evolution de la luminosité du pixel avec un temps de réponse supérieur à $\frac{1}{f}$

En comparaison avec le cas précédent, en plus de créer un flou de durée supérieure à la durée de la trame, les valeurs désirées ne seront jamais atteintes, modifiant ainsi la nature même de l'image affichée.

A partir des trois précédents cas, nous allons réaliser une expérience [Adam *et al.*, 2006b] mettant en relief le rôle du temps de réponse dans la perception du flou. Considérons premièrement un objet uniforme, de niveaux de gris G_{objet} , se déplaçant horizontalement de gauche à droite à une vitesse constante (égale à n pixels par trame, ou ppt) sur un fond uniforme de valeur G_{fond} (figure 2.7).

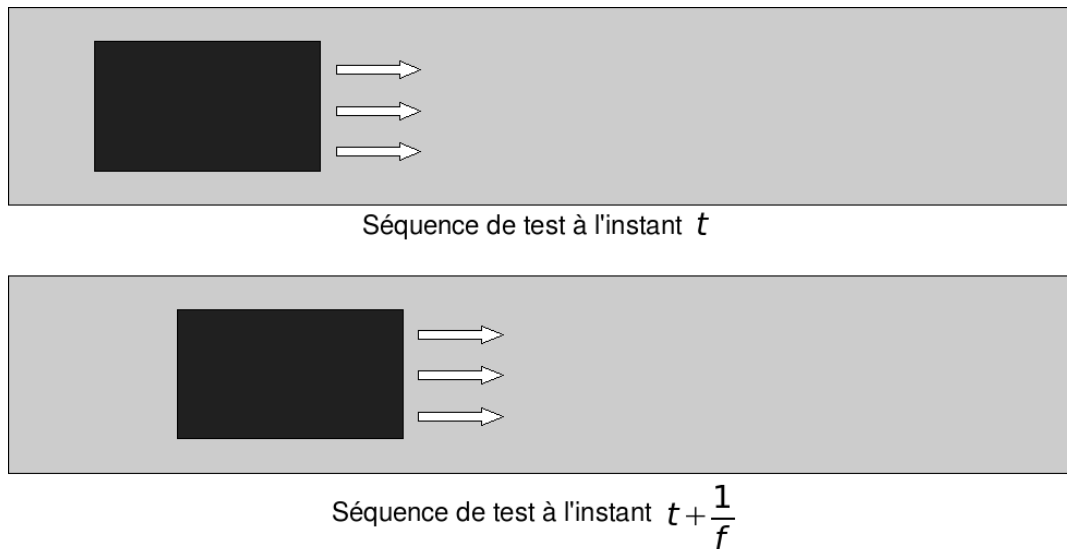


FIG. 2.7 – Extraits de la séquence servant à démontrer la relation temps de réponse - flou

En effectuant une superposition temporelle des images aux deux instants t et $t + \frac{1}{f}$, nous pouvons répartir les pixels de la séquence en quatre catégories distinctes (figure 2.8) :

1. Les pixels restant à la valeur G_{objet}
2. Les pixels passant de G_{objet} à G_{fond}
3. Les pixels restant à la valeur G_{fond}
4. Les pixels passant de G_{fond} à G_{objet}

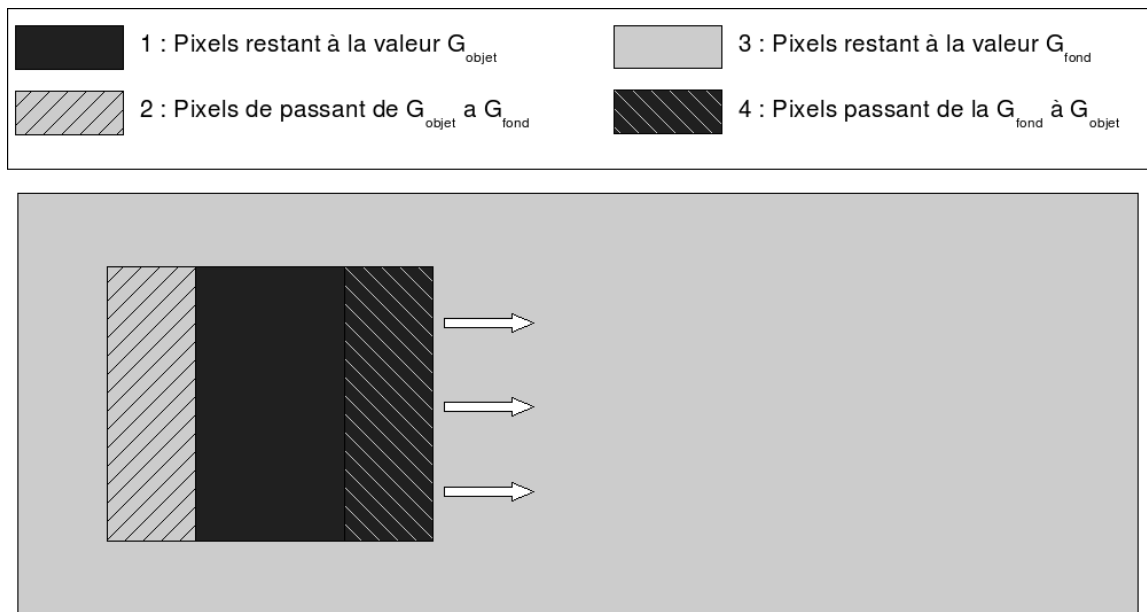


FIG. 2.8 – Catégorisation des pixels de la séquence de test

Supposons que les pixels de la catégorie 4 correspondent au deuxième cas présenté (temps de réponse inférieur à la durée de la trame) et que les pixels de la catégorie 2 correspondent au troisième cas (temps de de réponse supérieur à $\frac{1}{f}$). Fixons par exemple ce temps à $\frac{k}{f}$, ce qui signifie que les pixels derrière l'objet en mouvement n'atteindront leur valeur désirée qu'au bout de k trames. Par conséquent, la zone 2 prendra une couleur intermédiaire entre G_{objet} et G_{fond} à l'instant $t + \frac{1}{f}$ et sera perçue comme du flou, comme on peut le voir figure 2.9. En revanche, la zone 4 ne sera pas perçue comme telle à l'instant $t + \frac{1}{f}$ puisque ces pixels auront atteint leur valeur avant la fin de la trame.

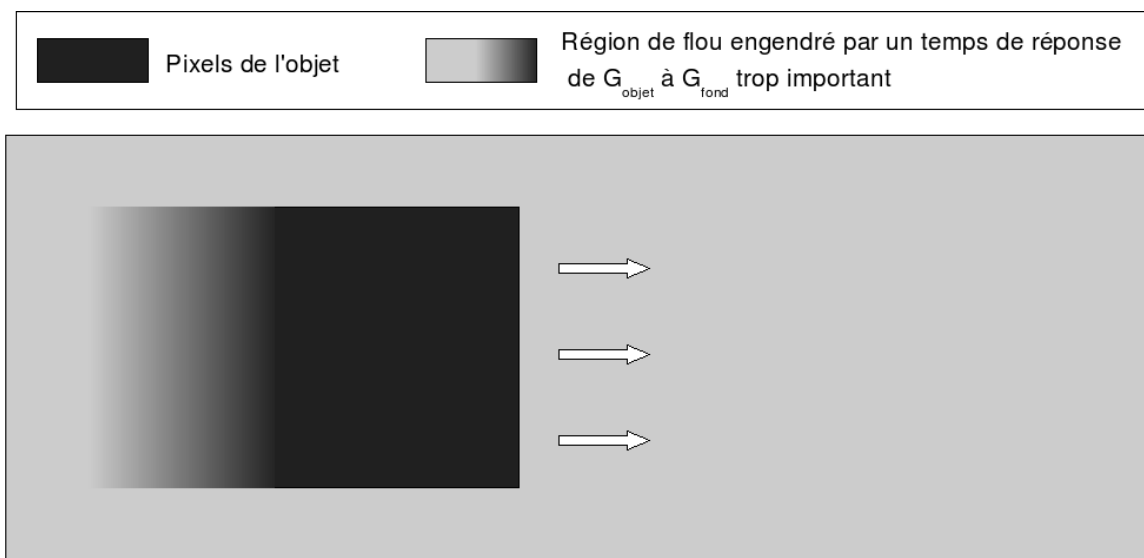


FIG. 2.9 – Simulation de la perception du flou dû au temps de réponse

En conclusion, la diminution du temps de réponse en dessous de $\frac{1}{f}$ entraîne la suppression théorique du flou. Cependant, cette diminution n'est pas suffisante pour éradiquer l'artefact visuel, notamment à cause de la deuxième origine du flou que nous allons maintenant détailler.

3.2.2 Le flou et la commande échelon

Nous allons maintenant présenter l'effet échelon (ou *hold effect*), correspondant à la seconde origine du flou perçu. Pour cela, nous allons réaliser une expérience mettant en relief un problème de "compatibilité" entre notre perception visuelle et la commande échelon [Yamamoto *et al.*, 2006]. Avant de commencer, nous supposons que le temps de réponse de l'écran est instantané. Bien que non réaliste, cette hypothèse permettra de montrer la décorrélation entre le temps de réponse et le flou généré par l'effet échelon [Kurita, 2001]. Afin de mettre en évidence les problèmes générés entre notre système visuel et l'écran LCD, nous allons commencer par utiliser quelques propriétés de perception visuelle.

Afin de simplifier les différents calculs, nous modéliserons le système visuel humain (ou SVH) comme un "suiveur" d'objets en mouvement (de vecteur \vec{v}) suivi d'un filtrage passe-bas [Pan *et al.*, 2006] comme indiqué sur la figure 2.10, avec $I_d(\vec{p}, t)$ le signal numérique discret d'entrée du LCD, $I_c(\vec{p}, t)$ l'intensité lumineuse émise par le pixel $\vec{p} = (x, y)$, $I_s(\vec{p}, t)$ cette même intensité compensée par le mouvement de l'œil et $I(\vec{p}, t)$ l'intensité perçue par la rétine.

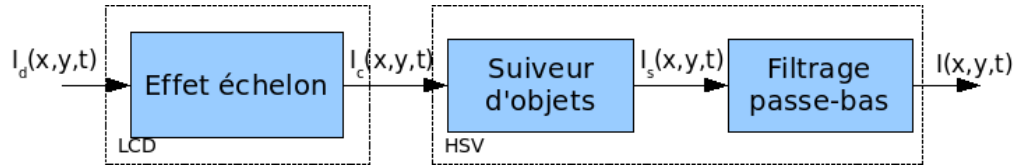


FIG. 2.10 – Chaîne de perception du flou

Puisque dans notre exemple le temps de réponse est nul, nous nous retrouvons dans le cas de la figure 2.4 avec $I_c(\vec{p}, t)$ constant pendant toute la durée de la trame. Ensuite, considérons que le bloc "suiveur" correspond au fait qu'un objet en mouvement de vitesse \vec{v} est suivi par le mouvement de notre œil tant que cette vitesse est en dessous d'une valeur seuil. De ce fait, sur le système de coordonnées de la rétine, on obtient l'équation (2.1).

$$I_s(\vec{p}, t) = I_c(\vec{p} - \vec{v} \cdot t, t) \quad (2.1)$$

Enfin, le filtrage passe-bas correspond à une intégration temporelle (ou moyennage temporelle) sur notre rétine de la luminosité compensée en mouvement. On obtient finalement l'équation (2.2), avec $T_f = \frac{1}{f}$.

$$\begin{aligned} I(\vec{p}, t) &= \frac{1}{T_f} \int_0^{T_f} I_s(\vec{p}, t) dt \\ I(\vec{p}, t) &= \frac{1}{T_f} \int_0^{T_f} I_c(\vec{p} - \vec{v} \cdot t, t) dt \end{aligned} \quad (2.2)$$

Au final, lors du mouvement d'un objet, l'intensité perçue par la rétine est une intégration temporelle de luminosité de cet objet, dont le mouvement est suivi par notre œil.

Nous allons maintenant mettre en évidence les problèmes de flou dans cette chaîne de perception à l'aide d'une expérience de simulation et de deux propriétés psychovisuelles, applicables lors d'un mouvement d'objet à l'écran [Rashbass, 1961; Horii *et al.*, 1986] :

- un objet se déplaçant à l'écran (avec une vitesse inférieure à une vitesse seuil) est suivi par le mouvement de notre œil.
- un stimulus lumineux, dont la durée est inférieure à $\frac{1}{f}$ est entièrement intégré de manière temporelle par notre système visuel.

Considérons sur une ligne horizontale de l'écran un segment (ensemble de pixels) de niveaux de gris G_{objet} (égal à 100 cd/m^2 dans notre exemple), se déplaçant de gauche à droite à vitesse constante \vec{v} , sur un fond uniforme de niveau G_{fond} (fixé ici à 10 cd/m^2). En utilisant les deux propriétés précédentes, l'objet en question sera suivi par notre œil grâce au contour entre l'objet et le fond. Nous allons donc intégrer la lumière suivant la direction du mouvement de l'objet pendant toute la durée de la trame et obtenir, ainsi, le profil de luminosité perçu par le système visuel humain.

Dans le cas d'un écran CRT, nous avons vu que nous sommes en présence d'une commande de type impulsionnel, c'est-à-dire que sur la durée de la trame (de durée $\frac{1}{f}$), la lumière est émise un très court instant (environ $300 \mu\text{s}$) puis aucune lumière n'est affichée jusqu'à la prochaine commande (période dite de "relaxation"). La valeur de l'impulsion lumineuse est telle que l'intégration temporelle de luminosité correspond au niveau de gris désiré. En intégrant la lumière suivant le mouvement de l'objet, nous obtenons la figure 2.11.

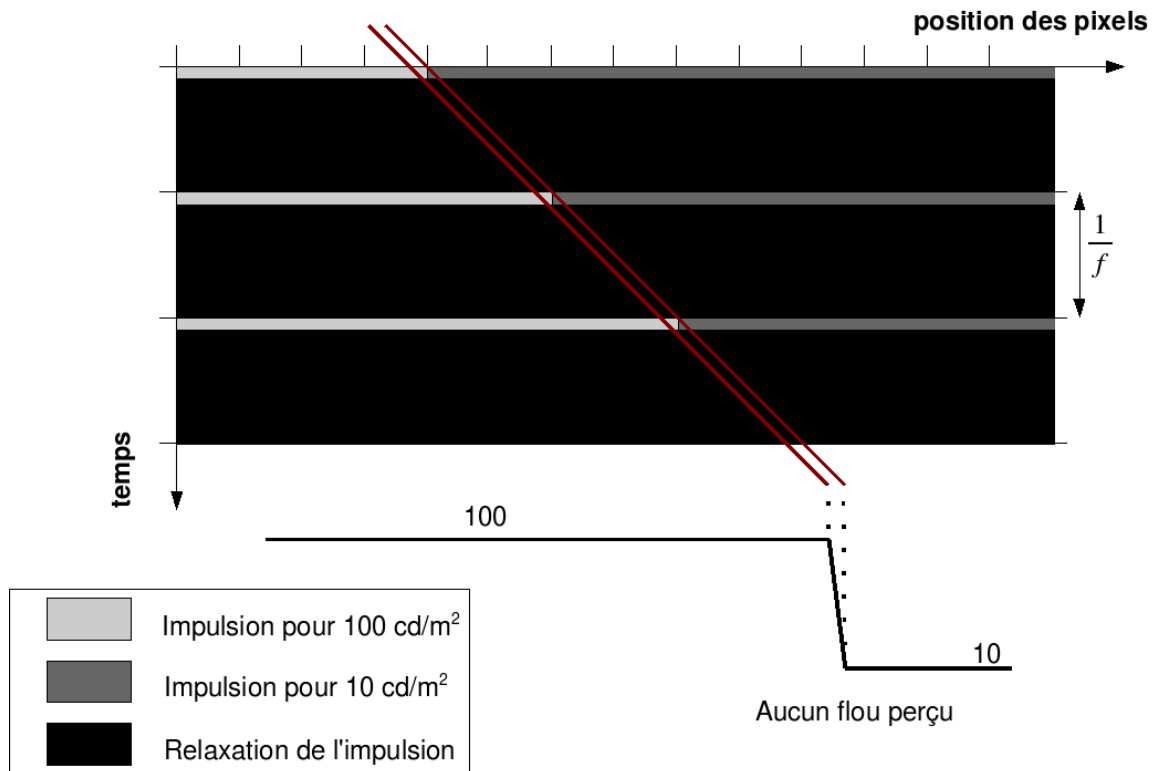


FIG. 2.11 – Absence de flou sur le CRT avec sa commande impulsionnelle

Nous remarquons, sur le profil de luminosité perçue, que le contour de l'objet est parfaitement reproduit ; l'objet en mouvement à l'écran paraîtra donc net.

Dans le cas d'un LCD, nous sommes en présence d'une commande de type échelon, c'est-à-dire que la luminosité est constante pendant toute la durée de la trame. Comme nous le voyons sur la figure 2.12, avec un écran LCD ayant un temps de réponse nul, la particularité de ces écrans dégrade le contour de l'objet perçu sur le profil de luminosité ; la présence de ce flou est donc indépendant du temps de réponse de l'écran. Cette dégradation, mesurée en pixels, dépend de la vitesse de déplacement de l'objet, exprimée en pixels par trame, et provient donc de la commande échelon et de sa réponse par notre système visuel humain.

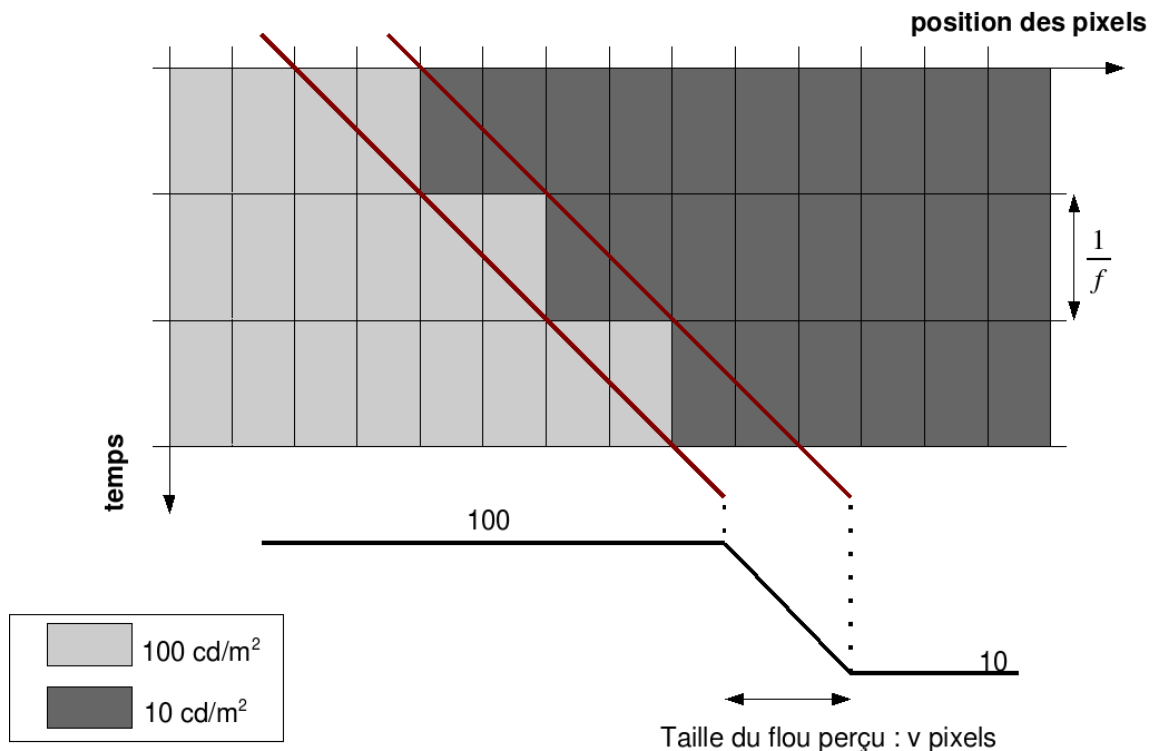


FIG. 2.12 – Flou dû à la commande échelon du LCD à temps de réponse nul

Si l'on suppose maintenant que le temps de réponse de l'écran est non nul (hypothèse plus proche de la réalité physique), nous obtenons un profil de flou plus important qu'à temps de réponse nul et ce, même si ce temps est inférieur à $\frac{1}{f}$, comme nous pouvons le constater sur la figure 2.13.

Lorsque le temps de réponse est non nul, les deux phénomènes se complètent et augmentent, par conséquent, la taille du flou perçu [Sekiya et Nakamura, 2002]. Avec un temps de réponse égal à la fréquence de rafraîchissement, on obtient un flou dont la taille dépend à 70% de l'effet échelon et à 30% du temps de réponse [Pan *et al.*, 2005a]. Une fois le temps de réponse réduit à $\frac{1}{f}$, la course au plus faible temps de réponse n'a, par suite, que peu d'influence sur la valeur finale du flou [Lee *et al.*, 2001b].

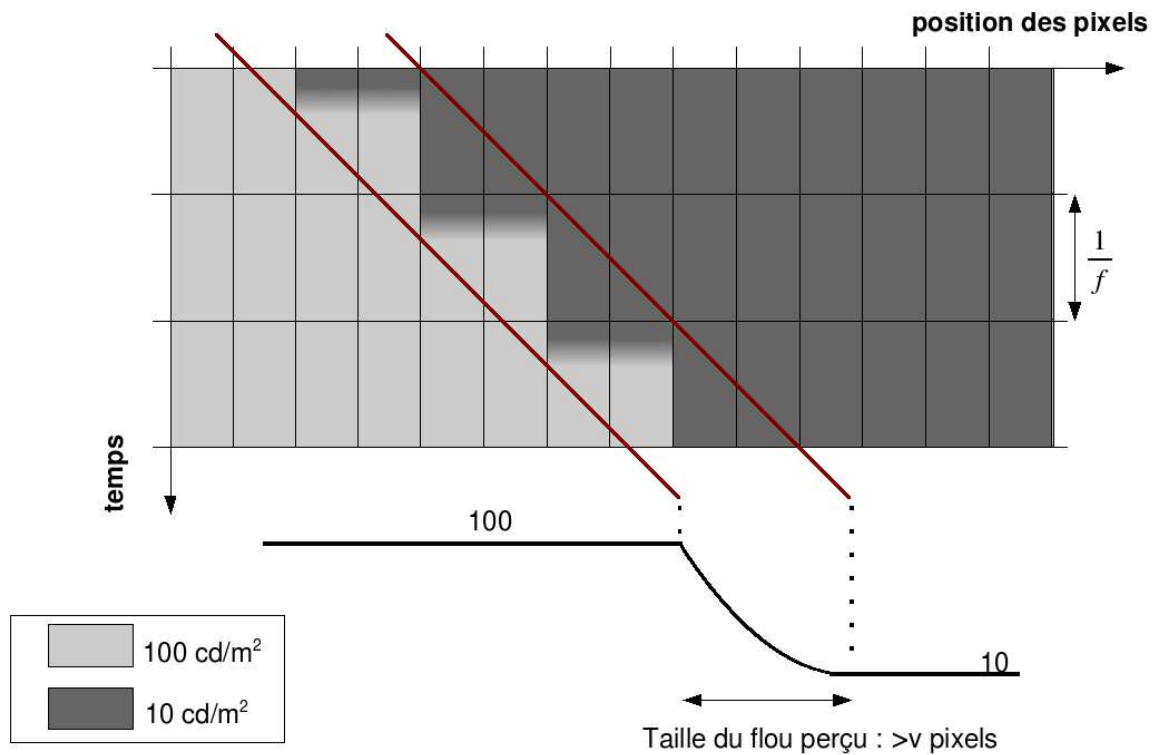


FIG. 2.13 – Flou dû à la commande échelon du LCD à temps de réponse non nul

Comme on peut le remarquer sur la figure 2.14 qui représente une simulation de l'effet échelon, appliqué à un écran CRT et à un écran LCD, sur une image synthétique soumise à un mouvement de translation constant, le flou généré est symétrique et concerne tous les changements de luminosité.

Par conséquent, un déplacement de l'objet synthétique vers la gauche ou vers la droite de l'écran aura exactement le même impact visuel ; nous pouvons donc faire une analogie entre l'effet échelon et un flou cinétique bi-directionnel.

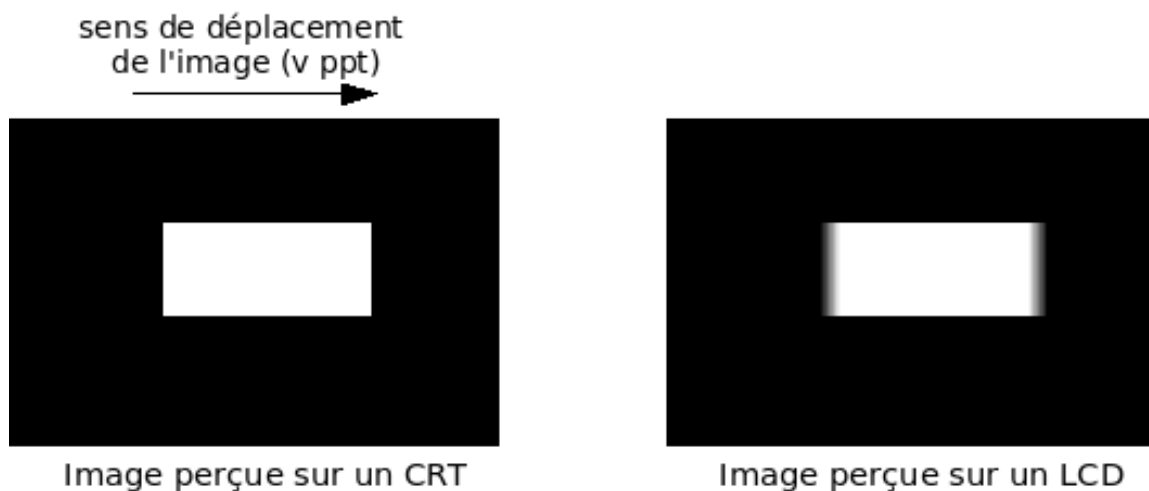


FIG. 2.14 – Simulation de l'effet échelon sur une image synthétique

La figure 2.15 représente cette même simulation appliquée à une image naturelle.



FIG. 2.15 – Simulation de l'effet échelon sur une image naturelle

4 Démarche envisagée

En réponse à la problématique de suppression des effets de flou sur les écrans LCD, la démarche proposée, décrite par le diagramme-bloc figure 2.16, va consister :

1. à la réduction du temps de réponse des écrans LCD ;
2. à la résolution du problème lié à la commande échelon.

En effet, dans l'expérimentation sur l'effet échelon, nous avons vu que le temps de réponse avait un effet non négligeable sur la taille du flou, même lorsqu'il est égal à $\frac{1}{f}$. Lorsque ce temps est supérieur à la durée de la trame, le flou généré provient majoritairement de la faible réactivité des cristaux. C'est pourquoi, avant de prétendre réduire le flou dû à l'effet échelon, un travail préliminaire sur le temps de réponse est obligatoire.

Cependant, avant d'appréhender la réduction du temps de réponse d'un écran LCD, une bonne connaissance de cette notion est un atout très appréciable en vue de la création et de l'optimisation des futurs algorithmes ; identifier, analyser et maîtriser les paramètres de base permet en effet de faire évoluer les algorithmes selon de nouvelles variables. Dans cet objectif, une étude approfondie des différents aspects du temps de réponse (identification et analyse, définition, méthode de mesure, prédiction et estimation) va nous amener à la création de modèles mathématiques puis à la création d'algorithmes de réduction du temps de réponse pour permettre la résolution de la première problématique.

Enfin, concernant notre deuxième problématique, nous compléterons l'objectif de réduction de flou pour les écrans LCD à l'aide d'une analyse des paramètres de base concernant le *hold effect* en utilisant les travaux effectués sur le temps de réponse et en créant des algorithmes adaptés à ce type de flou.

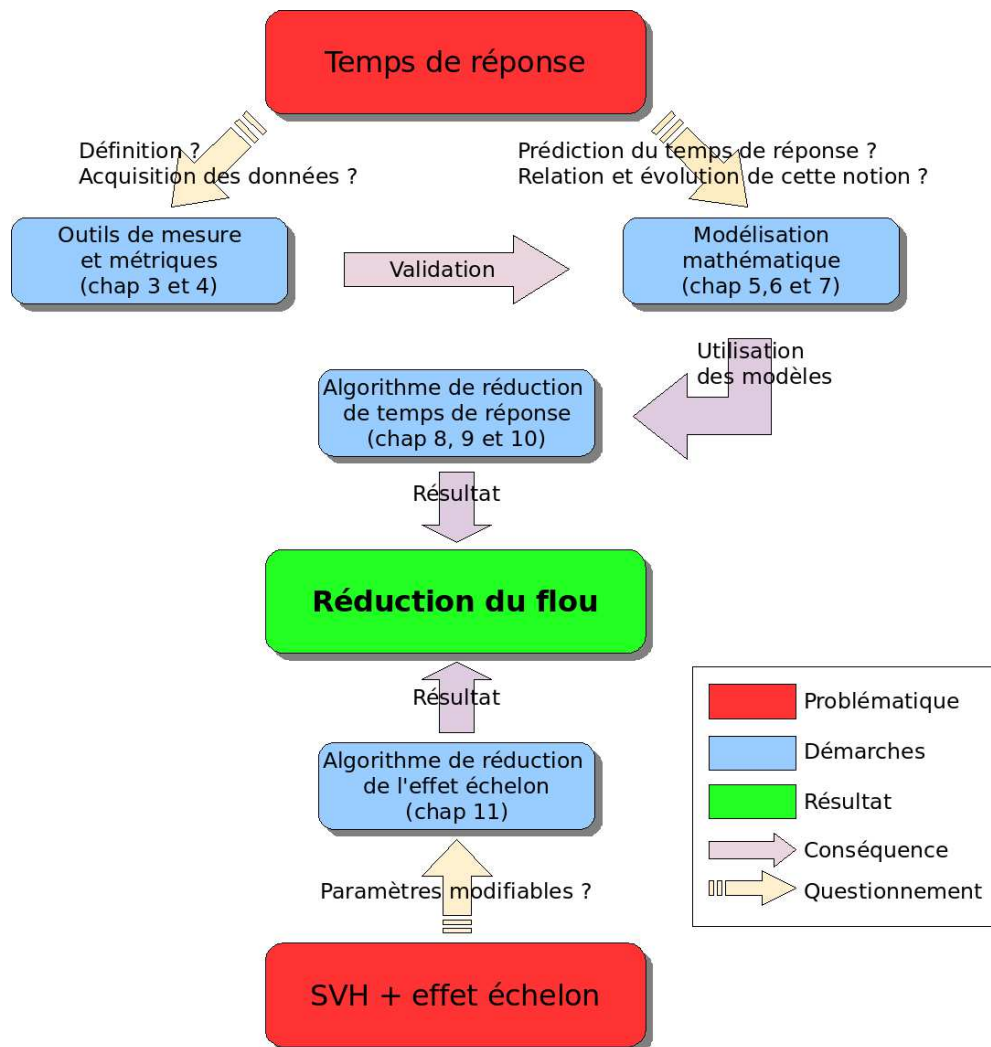


FIG. 2.16 – Démarche de l'approche proposée

5 Conclusion

Dans le cadre de ce chapitre, nous avons exposé, par le biais du contexte industriel, le périmètre de la problématique que nous traitons dans la suite de ce mémoire. Ce périmètre, représentant l'ensemble des artefacts visuels liés à la technologie LCD, joint à notre propre contrainte industrielle, nous a conduit à se focaliser sur le problème visuel le plus critique des écrans LCD, la perception du flou. L'étude de ce phénomène nous a ensuite permis de mettre en relief les deux origines de cet artefact, représentant les deux problématiques de ces travaux : la faible réactivité des cristaux liquides et la relation entre notre système visuel et la commande échelon.

Fort de ces problématiques, ce chapitre a exposé la démarche générale que nous avons retenue pour la suppression des artefacts définis. Constatant la décorrélation des deux causes du flou, nous avons proposé deux approches complémentaires pour atteindre cet objectif. Cependant, nous avons remarqué que la présence d'un temps de réponse trop important augmentait la taille du flou perçu sur le second effet. Par conséquent, la démarche générale proposée consiste, dans un premier temps, à la création de méthode pour la réduction du temps de réponse et, en second lieu, à la suppression du flou dû au *hold effect*.

Deuxième partie

Métrie et temps de réponse

Chapitre 3

Le temps de réponse

1 Introduction

Jusqu'à la récente déferlante des écrans LCD, l'expression "temps de réponse" était uniquement l'apanage du domaine scientifique et, plus particulièrement, de l'automatique. La mise en place de normes afin de réglementer le marché démocratisa le temps de réponse auprès du grand public, tout en lui conférant aujourd'hui, vraisemblablement une notion exclusivement commerciale dans le monde du LCD. Ce chapitre a donc pour objectif de dévoiler les différentes définitions se cachant derrière le terme "temps de réponse".

Dans un premier temps, nous établirons un vocabulaire lexical lié à la définition du temps de réponse et nous proposerons, par la suite, un formalisme mathématique afin de simplifier drastiquement les expressions utilisées. Nous nous pencherons ensuite sur les différentes définitions du temps de réponse, dans un premier temps d'un point de vue scientifique, puis d'un point de vue commercial. Nous proposerons, enfin, une amélioration d'une métrique du marché afin de corrélérer au mieux temps de réponse et qualité visuelle.

2 Définition lexicale et mathématique

Avant de présenter le calcul du temps de réponse, cette partie a pour objectif de proposer une définition des différentes expressions utilisées tout au long de ce manuscrit, en relation avec la notion de temps de réponse. Une fois ce vocabulaire lexical correctement défini, nous le mettrons en correspondance avec des notations mathématiques afin de simplifier l'écriture et la compréhension des termes utilisés.

2.1 Définition lexicale

Le temps de réponse d'un écran à cristaux liquides est un terme employé uniquement lors des changements de luminance à l'écran. Afin d'explicitier cette notion, considérons un écran LCD avec une fréquence de rafraîchissement égale à f . Considérons ensuite un pixel quelconque de cet écran ayant à un instant t une valeur de niveau de gris G_1 , correspondant à une luminance L_1 . Nous désirons afficher sur ce même pixel au changement d'image suivante (c'est-à-dire après un temps égal à $\frac{1}{f}$) le niveau de gris G_2 (avec $G_2 \neq G_1$), correspondant à une luminance L_2 .

Pour cela, nous appliquons sur le-dit pixel une nouvelle commande en tension. Cela a pour conséquence de varier la position du cristal liquide, de modifier la polarité de la lumière, de changer ainsi la valeur de luminance affichée et, dans le cas où le cristal liquide est assez réactif, d'obtenir à l'instant $t + \frac{1}{f}$, le niveau de gris désiré G_2 . Par la suite, afin de simplifier les définitions lexicales suivantes, on supposera que nous travaillerons uniquement avec des niveaux de gris.

Maintenant que le contexte est mis en place, nous appellons "transition" le changement temporel appliqué du niveau de gris G_1 vers le niveau de gris G_2 . On pourra, si la compréhension du contexte l'impose, préciser si la transition appliquée concerne des niveaux de gris (de G_1 vers G_2) ou des luminances (de L_1 vers L_2). Les valeurs G_1 et G_2 sont désignées respectivement comme "valeur initiale de la transition" et "valeur finale de la transition".

Nous supposons ici que la présence d'une transition implique obligatoirement un changement réel de niveau de gris. Par conséquent, une valeur initiale ne pourra être en aucun cas égale à une valeur finale : nous ne parlerons donc de transition que lorsque $G_1 \neq G_2$.

Enfin, grâce à cette dernière propriété, on définit la notion de "transition montante" comme une transition dont la valeur initiale est inférieure à la valeur finale ($G_1 < G_2$) et une "transition descendante" dans le cas contraire ($G_1 > G_2$).

2.2 Définition mathématique

Au lieu d'utiliser tout au long de ce manuscrit des expressions qui peuvent rapidement devenir assez longues et "indigestes", cette partie a pour objectif de poser un vocabulaire mathématique simplifié pouvant intuitivement retranscrire les expressions de type "la transition montante de la valeur A vers la valeur B" en une seule expression mathématique [Adam *et al.*, 2006a]

Soit \mathbb{L}_n un sous-ensemble de \mathbb{N} défini tel que $\mathbb{L}_n = \{l_k | 0 \leq k < n, l_k = k\}$. Les éléments entiers l_k représentent ici les n niveaux de gris qu'il est possible d'afficher sur un écran où chaque composante couleur est codée sur $\frac{\log(n)}{\log(2)}$ bits. Par exemple, sur un écran codé sur 8 bits par composante, on aura $\mathbb{L}_{256} = \llbracket 0..255 \rrbracket$. Enfin, on définit \mathbb{L}_n^* comme l'ensemble \mathbb{L}_n privé de la valeur nulle.

Puisque les entiers l_k représentent des niveaux de gris qu'il est possible d'afficher à l'écran et d'après la définition d'une transition, ces éléments peuvent aussi représenter des niveaux de gris initiaux et finaux de n'importe quelle transition. Par conséquent, nous allons créer un nouvel ensemble représentant les transitions d'un niveau initial de \mathbb{L}_n vers un niveau final de \mathbb{L}_n . Ce nouvel ensemble, noté \mathbb{T} est donc formé à partir d'un couple d'éléments de \mathbb{L}_n et, est défini par l'équation (3.1).

$$\mathbb{T} = \{(x, y) | x \in \mathbb{L}_n, y \in \mathbb{L}_n, x \neq y\} \quad (3.1)$$

Les valeurs x et y correspondent respectivement à la valeur initiale et à la valeur finale de la transition. De ce fait, l'ordre des éléments du couple est primordial. Ainsi, le couple (x, y) aura une signification bien différente du couple (y, x) .

De plus, il faut noter que l'ensemble des couples de valeurs identiques (comme (x, x)) est exclu. En effet, nous avons supposé, dans la section précédente, qu'une transition nécessite obligatoirement un changement de valeurs entre sa valeur initiale et sa valeur finale. De ce fait, on obtient la propriété suivante :

$$\text{Card}(\mathbb{T}) = n^2 - n$$

On définit à présent deux sous-ensembles de \mathbb{T} , notés $\downarrow\mathbb{T}$ et $\uparrow\mathbb{T}$, respectivement ensemble des transitions descendantes et ensemble des transitions montantes. Ces deux sous-ensembles sont définis par :

$$\begin{aligned}\downarrow\mathbb{T} &= \{(x, y) | (x, y) \in \mathbb{T}, x > y\} \\ \uparrow\mathbb{T} &= \{(x, y) | (x, y) \in \mathbb{T}, x < y\}\end{aligned}$$

Du fait de leur définition respective, ces deux ensembles sont disjoints et recouvrent entièrement l'ensemble \mathbb{T} :

$$\begin{aligned}\downarrow\mathbb{T} \cup \uparrow\mathbb{T} &= \mathbb{T} \\ \downarrow\mathbb{T} \cap \uparrow\mathbb{T} &= \emptyset\end{aligned}$$

De plus, toujours d'après leur définition, on remarque que ces deux sous-ensembles sont de tailles identiques :

$$\begin{aligned}\text{Card}(\downarrow\mathbb{T}) &= \frac{n^2 - n}{2} \\ \text{Card}(\uparrow\mathbb{T}) &= \frac{n^2 - n}{2}.\end{aligned}$$

De par les propriétés de ces deux sous-ensembles, si le couple $(x, y) \in \uparrow\mathbb{T}$ alors on aura $(y, x) \in \downarrow\mathbb{T}$.

On définit à présent, à partir de $\uparrow\mathbb{T}$, le sous-ensemble des transitions montantes dont la valeur initiale est fixée à X , noté $\uparrow\mathbb{T}_X$ et le sous-ensemble des transitions montantes dont la valeur finale est fixée à Y , noté $\uparrow\mathbb{T}^Y$. On obtient ainsi leur définition algébrique par :

$$\begin{aligned}\uparrow\mathbb{T}_X &= \{(x, y) | (x, y) \in \uparrow\mathbb{T}, x = X\} \\ \uparrow\mathbb{T}^Y &= \{(x, y) | (x, y) \in \uparrow\mathbb{T}, y = Y\}\end{aligned}$$

La taille des sous-ensembles est définie par la relation :

$$\begin{aligned}\text{Card}(\uparrow\mathbb{T}_X) &= (n - 1) - X \\ \text{Card}(\uparrow\mathbb{T}^Y) &= Y\end{aligned}$$

Par l'aspect symétrique des deux sous-ensembles $\uparrow\mathbb{T}$ et $\downarrow\mathbb{T}$, on procède de la même manière avec l'ensemble des transitions descendantes pour obtenir les deux sous-ensembles $\downarrow\mathbb{T}_X$ et $\downarrow\mathbb{T}^Y$. Par souci de simplicité, au lieu d'utiliser la notation $\uparrow\mathbb{T} - \downarrow\mathbb{T}_0$, nous noterons l'ensemble des transitions montantes dont la valeur initiale est non nulle par $\uparrow\mathbb{T}_*$.

Enfin, on définit la transition unique de la valeur initiale fixe x à la valeur finale fixe y par la notation T_x^y .

2.3 Résumé

Pour conclure sur le formalisme lexical et mathématique du temps de réponse, le tableau 3.1 propose de rappeler les différentes notations mathématiques reliées à leur définition lexicale.

Notation mathématique	Signification lexicale
\mathbb{T}	Ensemble de toutes les transitions
$\downarrow\mathbb{T}$	Ensemble des transitions descendantes
$\uparrow\mathbb{T}$	Ensemble des transitions montantes
$\uparrow\mathbb{T}_X$	Ensemble des transitions montantes dont la valeur initiale est fixée à X
$\downarrow\mathbb{T}^Y$	Ensemble des transitions descendantes dont la valeur finale est fixée à Y
T_x^y	Transition de la valeur initiale x vers la valeur finale y

TAB. 3.1 – Correspondance entre notations mathématiques et lexicales sur le temps de réponse

Puis, afin de se représenter visuellement les ensembles préalablement définis, la figure 3.1 propose un exemple d'ensemble sous la forme matricielle avec 8 niveaux de gris.

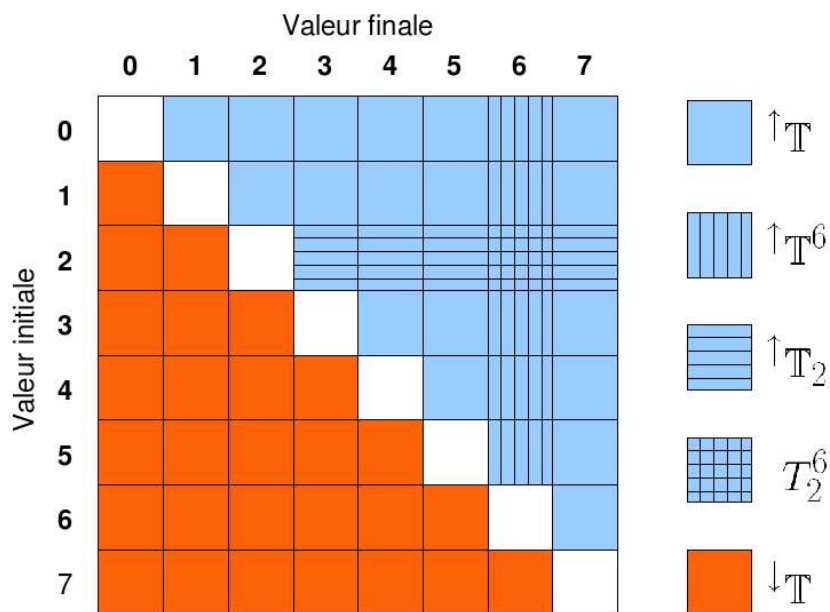


FIG. 3.1 – Représentation matricielle des ensembles

3 Les mesures de temps de réponse

Maintenant que les notations mathématiques et les termes lexicaux ont été posés, nous allons nous pencher dans cette section sur les différentes définitions et mesures de temps de réponse existantes. En effet, derrière ce terme très usité dans le monde du LCD se cachent pas moins de trois définitions différentes : la norme FPDM du groupe VESA pour une définition uniquement scientifique et les métriques ISO-13406-2 et *Gray-to-Gray* pour l'aspect purement commercial. Nous tenterons d'apporter notre pierre à l'édifice en proposant une amélioration du *Gray-to-Gray* en ajoutant une composante perceptive à la métrique, aspect trop souvent délaissé dans les métriques de temps de réponse et, enfin, nous nous pencherons sur le *Motion Picture Response Time*, mesure de qualité qui combine le temps de réponse avec l'effet échelon des écrans LCD.

3.1 La norme FPDM de VESA

Avant l'instauration d'une métrique de temps de réponse en vue de guider le consommateur final dans son choix d'un écran LCD, une toute première norme a vu le jour grâce à l'impulsion de l'association *Video Electronics Standards Association* (ou VESA), créée en 1989 et regroupant plus de 150 entreprises. Définie par un groupe de travail au sein de VESA nommé *Flat Panel Display Measurements* (ou FPDM) et détaillée dans un document du même nom, dont la dernière version date de mai 2005 [[Video Electronics Standard Association, 2005](#)], la norme FPDM de VESA se trouve être la base de toutes les métriques existantes.

Voici la définition mathématique de la métrique. Soit $\mathcal{C}(t)$ la courbe analytique représentant la transition T_x^y . Soient t_{10} et t_{90} deux instants définis respectivement tels qu'à t_{10} , $\mathcal{C}(t)$ ait atteint 10% de la dynamique et qu'à t_{90} , $\mathcal{C}(t)$ ait atteint 90% de la dynamique (équation (3.2)).

$$\begin{aligned}\mathcal{C}(t_{10}) &= x + 0.1 \cdot (y - x) \\ \mathcal{C}(t_{90}) &= x + 0.9 \cdot (y - x)\end{aligned}\tag{3.2}$$

Le temps de réponse de la transition T_x^y , noté $\tau(x, y)$ est finalement calculé dans l'équation (3.3).

$$\begin{aligned}\tau(x, y) &= t_{90} - t_{10} \\ \tau(x, y) &= \mathcal{C}^{-1}(x + 0.9 \cdot (y - x)) - \mathcal{C}^{-1}(x + 0.1 \cdot (y - x))\end{aligned}\tag{3.3}$$

La figure 3.2 montre deux exemples de calcul de temps de réponse sur la transition montante T_{32}^{160} et la transition descendante T_{160}^{32} .

De par sa définition, il existe donc autant de temps de réponse VESA qu'il existe de transitions de luminosité. Par exemple, sur un écran dont chaque composante est codée sur 8 bits par pixel, il y a $2^8 \times 2^8 - 2^8$, soit 65280 temps de réponse. Il est courant de représenter sous la forme d'un graphique en trois dimensions (dont les axes représentent la valeur initiale, la valeur finale et le temps de réponse) ce que nous appellerons la cartographie des temps de réponse pour un écran donné. Afin de rendre le graphique le plus "lisible" possible, seules quelques transitions sont prises en compte parmi les milliers existantes.

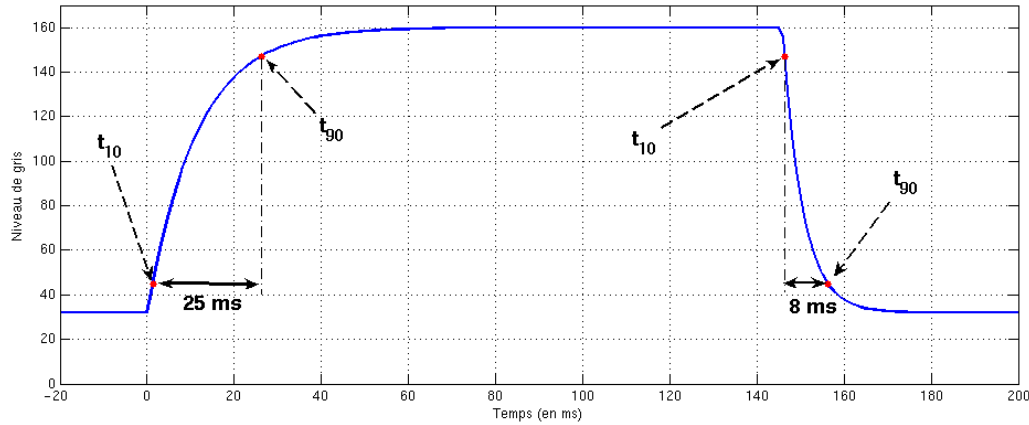


FIG. 3.2 – Calcul de la norme VESA sur les transitions T_{32}^{160} et T_{160}^{32}

La figure 3.3 montre un exemple de cartographie des temps de réponse d'un écran LCD avec des transitions de type $T_{k \times 2^6 - 1}^{p \times 2^6 - 1}$ avec $(k, p) \in \llbracket 0..4 \rrbracket^2$.

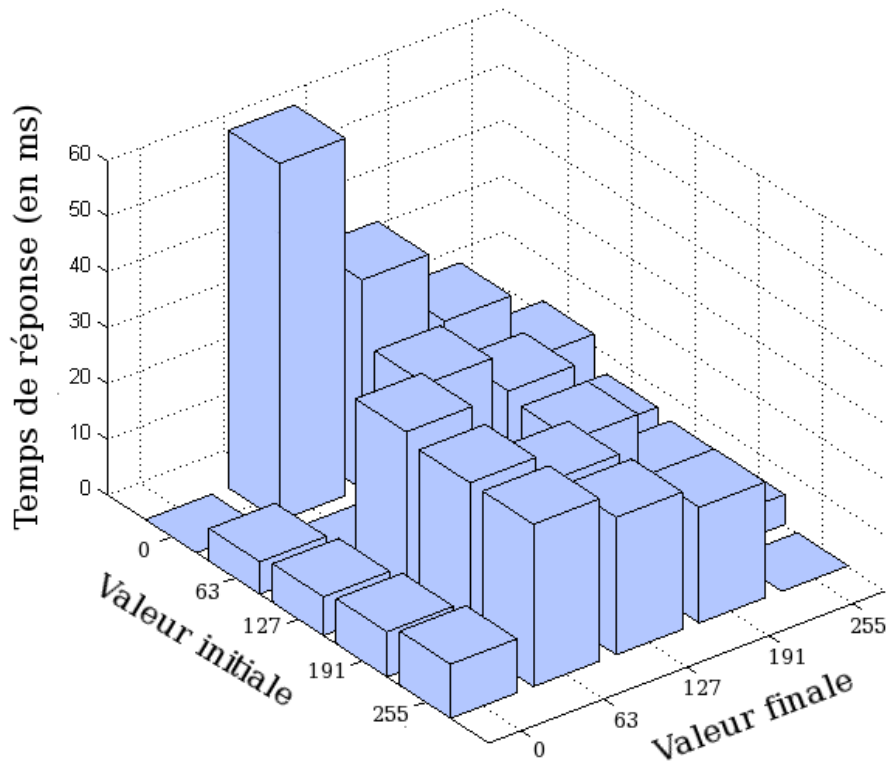


FIG. 3.3 – Exemple de cartographie de temps de réponse

Comme évoqué dans la section 3.2 du chapitre 2 page 37, lorsque l'on évoque la notion de temps de réponse comme une mesure de qualité d'image, il existe une forte corrélation entre cette valeur et la fréquence de rafraîchissement de l'écran, notée f . En effet, nous avons premièrement déclaré que l'apparition de phénomènes de traînées et de flou à l'écran résultait du fait que le temps de réponse τ était supérieur à l'inverse de la fréquence de rafraîchissement (soit la relation $\tau > \frac{1}{f}$) et que l'absence de flou dû au temps de réponse impliquait, par conséquent, que $\tau < \frac{1}{f}$.

Maintenant que le temps de réponse VESA est correctement défini, il faut nuancer cette dernière affirmation [Lee *et al.*, 2001a]. En effet, cette relation serait affirmée si τ_{VESA} était égal au temps pour que la luminosité passe de 0% à 100% de la dynamique, ce qui n'est pas le cas. Afin de prendre en compte cette différence, l'absence de phénomènes de traînées et de flou à l'écran nécessite donc que $\tau < k \cdot \frac{1}{f}$ avec $k < 1$ et k dépendant entièrement de la forme globale de la transition.

La courbe 3.4 montre, par exemple, la transition T_{64}^{192} avec $\tau(64, 192) = 16.6$ ms, ainsi que la valeur atteinte avant le changement d'image, ici égale à 16.6 ms pour un écran à 60 Hz et, enfin, le temps pour atteindre réellement les 100% de la dynamique.

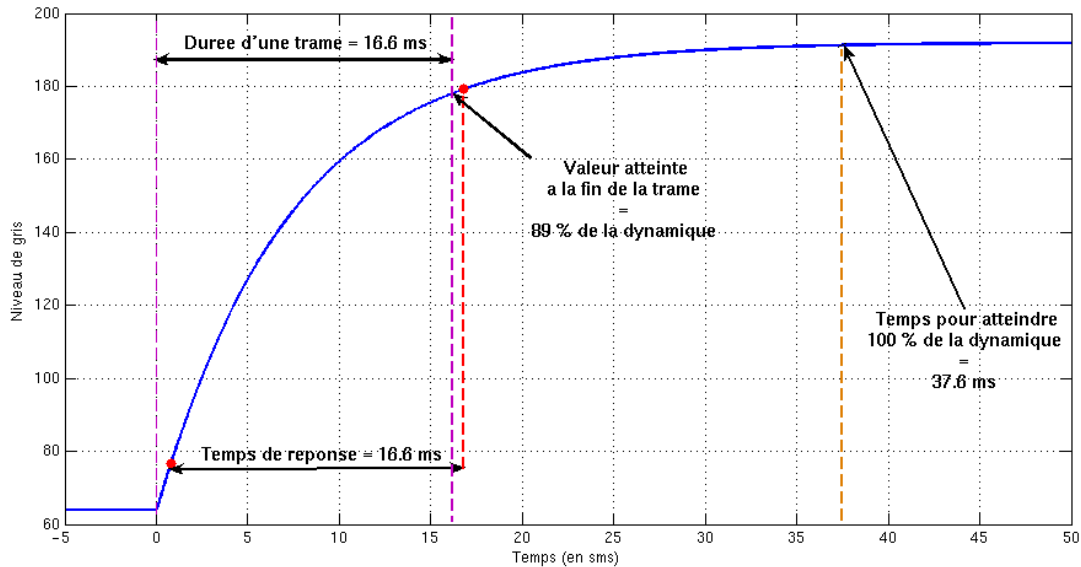


FIG. 3.4 – Relation entre temps de réponse et fréquence de rafraîchissement

3.2 La norme ISO 13406-2

Au vu de la grande quantité de données fournies, la norme VESA ne pouvait être utilisée directement pour les caractéristiques commerciales d'un écran à cristaux liquides. Il fallait, à partir de tous ces temps de réponse, faire ressortir une seule et unique valeur ayant un lien direct avec la qualité visuelle d'un LCD ; c'est ce que proposa la deuxième partie de la norme ISO-13406 [Organisation Internationale de Normalisation, 2001].

Rédigée en 1999 puis mise à jour en 2001 par l'Organisation Internationale de Normalisation (ou *International Standardization Organization*, ou encore ISO), cette norme fut mise en place afin de codifier certaines règles concernant les caractéristiques des écrans plats. Ce document présente donc la mesure du temps de réponse mais aussi la mesure du contraste, de la luminosité, de l'uniformité des couleurs ou encore du problème des pixels morts.

Concernant le temps de réponse, l'idée de la norme ISO était d'évaluer la réactivité des cristaux liquides, et par conséquent la qualité d'image, par une unique mesure. Pour cela, toute la chaîne (comprenant l'électronique et le cristal liquide) entre les drivers et l'affichage fut modélisée par un unique condensateur.

En mettant en correspondance le plus important niveau de gris (représentant le blanc) avec la charge maximale du condensateur, sur un écran dont chaque composante est codée sur 8 bits par pixel, on peut attribuer une capacité fictive du condensateur allant de 0 (aucune charge) à $2^8 - 1 = 255$ (charge pleine). De ce fait, la transition T_x^y est alors assimilée à la charge (ou la décharge, selon la technologie de l'écran) du condensateur de capacité totale 255, à partir de sa valeur x et vers sa valeur y .

Finalement, évaluer la réactivité des cellules LCD revient à estimer la rapidité de charge du condensateur. Puisque la charge totale de la capacité correspond au temps le plus long et afin de prendre en compte les différentes technologies d'écrans (écran noir ou blanc au repos), la norme ISO a choisi de prendre en compte uniquement les deux temps de réponse VESA $\tau(0, 255)$ et $\tau(255, 0)$, mesurés de manière indépendante, et de les sommer pour obtenir le temps de réponse de la norme ISO-13406-2, représenté par l'équation (3.4).

$$\tau_{ISO} = \tau(0, 255) + \tau(255, 0) \quad (3.4)$$

Cette valeur, mesurée en millisecondes, correspond au temps indiqué sur la plupart des nomenclatures des écrans LCD et, d'un point de vue commercial, correspond à la qualité visuelle de l'écran. Malheureusement, les cellules LCD ne se comportent pas comme de simples condensateurs. En effet, comme on peut le remarquer sur la figure 3.3, il apparaît que le temps de réponse, pour passer d'un niveau de gris intermédiaire à un autre niveau de gris intermédiaire, est beaucoup plus important que le temps de réponse de la transition du noir au blanc ; des phénomènes de traînées et de flou pourront donc être visibles sur un écran LCD malgré l'excellent temps de réponse ISO de ce dernier.

Le fait de ne sélectionner que deux temps de réponse VESA et de les sommer pour obtenir cette métrique enlève, uniquement du point de vue de la qualité visuelle, toute relation entre sa valeur et la fréquence de rafraîchissement. Pour un écran à 60 Hz, il n'y a donc aucune relation entre les 16.6 ms représentant l'inverse de la fréquence de rafraîchissement et un temps de réponse ISO de 16 ms.

Cette constatation met donc en défaut la relation entre la qualité d'image et le temps de réponse ISO. Cependant, malgré la faiblesse de la métrique, on ne peut que saluer l'existence de la norme ISO-13406-2 qui a tout de même permis de "légiférer" dans le domaine des écrans à cristaux liquides.

3.3 Le Gray-to-Gray

Comme nous l'avons vu précédemment, la valeur du temps de réponse de la norme ISO-13406-2 n'est pas correctement corrélée avec la qualité visuelle d'un écran LCD, notamment à cause du faible nombre de temps de réponse VESA pris en compte. Ce n'est malheureusement pas la seule lacune de cette mesure. En effet, comme nous le verrons dans le chapitre 8 page 117 et de par le choix des deux transitions mis en jeu dans la norme ISO, les avancées technologiques dans le domaine du LCD tendent à véritablement améliorer la qualité d'image, sans pour autant changer la valeur du temps de réponse ISO.

Face à cette aberration scientifique, mais surtout commerciale, les industriels du secteur, indépendamment les uns des autres, ont décidé de contourner l'utilisation de la norme ISO-13406-2 en créant leur propre métrique. Cette mesure, bien que de définition différente pour chaque entreprise, est actuellement connue sous le même acronyme : le *Gray-to-Gray* (ou G2G).

Contrairement à la norme ISO-13406-2, le principe de la métrique est de moyennner plusieurs temps de réponse VESA de transitions de \mathbb{T}' , avec $\mathbb{T}' \subset \mathbb{T}$, au lieu de sommer uniquement T_0^{255} avec T_{255}^0 . Au premier abord, l'utilisation d'un ensemble plus conséquent de transitions ne peut qu'améliorer la corrélation entre la valeur de temps de réponse et la qualité d'image de l'écran même si aucun aspect perceptif n'est pris en compte. On obtient l'équation (3.5).

$$\tau_{G2G} = \frac{1}{\text{Card}(\mathbb{T}')} \sum_{T_x^y \in \mathbb{T}'} \tau(x, y) \quad (3.5)$$

Au final, on serait tenté de louer cette initiative s'il ne persistait pas plusieurs zones d'ombres que sont le nombre et surtout le choix des transitions mises en jeu. N'étant pas une métrique normalisée, il n'existe que très peu de documentation sur cette mesure dont la définition change selon les entreprises. Grâce à ce "flou" sur la définition de la métrique, le G2G reste toujours inférieur à la valeur ISO ; en 2004, on a même pu constater la présence, sur le marché, d'écrans 16 ms ISO, commercialisés quelques semaines plus tard à 8 ms en G2G et possédant pourtant la même dalle et les mêmes composants électroniques.

3.4 Extension du Gray-to-Gray

Comme nous l'avons vu précédemment, la métrique *Gray-to-Gray* représente une bonne initiative pour relier la valeur de temps de réponse à une métrique objective de la qualité d'image d'un écran LCD. Cependant, l'exploitation commerciale du concept n'a pas favorisé sa vocation première et l'aspect perceptif a malheureusement été mis de côté.

Le fait de prendre en compte et de moyennner un ensemble de transitions permet de définir une qualité globale de l'écran. Toutefois, d'un point de vue perceptif, une transition T_x^y avec un temps de réponse de $\tau(x, y)$ ne sera pas perçue de la même façon qu'une autre transition $T_{x'}^{y'}$ avec le même temps de réponse ; en plus du temps de réponse, la valeur initiale et finale des transitions jouent, en effet, un rôle essentiel lors de la visualisation de la transition.

Nous proposons, par conséquent, d'introduire une notion de perception, et plus particulièrement de sensation perceptive, dans la métrique *Gray-to-Gray*, par l'utilisation de la loi de Weber-Fechner [Fechner, 1860] qui stipule, dans notre cas, que la sensation perçue, notée \mathcal{S} , est proportionnelle au logarithme de l'intensité lumineuse, notée \mathcal{I} et mesurée en cd/m^2 , comme le décrit l'équation (3.6).

$$\mathcal{S} = k \times \log(\mathcal{I}) \quad (3.6)$$

avec k une constante. Cette loi permet de donner une comparaison en terme perceptif entre deux luminances. Par exemple, une luminance de $100 \text{ cd}/m^2$ sera perçue comme deux fois plus lumineuse qu'une luminance de $10 \text{ cd}/m^2$.

Considérons la transition T_x^y comme le passage de la luminance initiale \mathcal{I}_x à la luminance finale \mathcal{I}_y . Le système visuel humain traduit cette transition par une différence de sensation entre la valeur initiale et la valeur finale. Grâce à l'équation (3.6), la différence de perception entre \mathcal{I}_x et \mathcal{I}_y peut se traduire par l'équation (3.7).

$$\begin{aligned}
|\Delta\mathcal{S}_{x,y}| &= |k \times \log(\mathcal{I}_x) - k \times \log(\mathcal{I}_y)| \\
|\Delta\mathcal{S}_{x,y}| &= \left| k \times \log\left(\frac{\mathcal{I}_x}{\mathcal{I}_y}\right) \right| \\
|\Delta\mathcal{S}_{x,y}| &= \left| k \times \log\left(\frac{\mathcal{I}_y}{\mathcal{I}_x}\right) \right| \\
|\Delta\mathcal{S}_{x,y}| &= |\Delta\mathcal{S}_{y,x}|
\end{aligned} \tag{3.7}$$

Ce facteur nous permet de déterminer la valeur perceptive des transitions ; nous utiliserons en conséquence cette valeur comme facteur de pondération pour l'ensemble des transitions prises en compte dans le *Gray-to-Gray*, notée \mathbb{T}' avec $\mathbb{T}' \subset \mathbb{T}$. Au final, le calcul de l'extension du *Gray-to-Gray*, noté τ_{G2G^2} , est donné par l'équation (3.8).

$$\tau_{G2G^2} = \frac{\sum_{T_x^y \in \mathbb{T}'} |\Delta\mathcal{S}_{x,y}| \cdot \tau(x,y)}{\sum_{T_x^y \in \mathbb{T}'} |\Delta\mathcal{S}_{x,y}|} = \frac{\sum_{T_x^y \in \mathbb{T}'} \left| \log\left(\frac{\mathcal{I}_x}{\mathcal{I}_y}\right) \right| \cdot \tau(x,y)}{\sum_{T_x^y \in \mathbb{T}'} \left| \log\left(\frac{\mathcal{I}_x}{\mathcal{I}_y}\right) \right|} \tag{3.8}$$

Comme pour le G2G original, il reste à définir le choix et le nombre de transitions de \mathbb{T}' pour compléter cette nouvelle métrique. Une sélection de manière équirépartie sur l'ensemble \mathbb{T} semble le choix le plus simple et permet d'obtenir un éventail varié du facteur de pondération $\left| \log\left(\frac{\mathcal{I}_x}{\mathcal{I}_y}\right) \right|$. Enfin, le choix du nombre de transitions pris en compte dépendra du compromis toléré entre, d'une part, la précision des résultats désirés et, d'autre part, la complexité et le temps de calcul de la mesure, domaine que nous aborderons dans le prochain chapitre.

3.5 Le MPRT

Contrairement aux précédentes normes, le *Motion Picture Response Time* (ou MPRT) est une métrique prenant en compte, en plus du temps de réponse, le problème dû à l'effet échelon [Igarashi *et al.*, 2004; Oka et Enami, 2004]. Cette métrique, initiée en 2001 par un groupe d'industriels, permet ainsi d'intégrer des aspects visuels absents de la norme ISO et du G2G.

A partir du profil de flou engendré (mesuré en pixels), présenté sur la figure 2.12 du chapitre précédent page 43, la première étape du calcul du MPRT consiste à mesurer la taille du contour entre 10% et 90% de sa dynamique ; cette première valeur, appelée BEW (pour *Blurred Edge Width*), est elle aussi mesurée en pixels et dépend de la vitesse de déplacement de l'objet pendant l'acquisition. Afin d'être indépendant de cette dernière valeur, le BEW est normalisée par la vitesse de déplacement de l'objet \vec{v} , valeur mesurée en pixels par trame et inférieure à un seuil, au dessus duquel la condition de suivi de l'objet par l'œil n'est plus respectée ; on obtient le N-BEW (pour *Normalized Blurred Edge Width*) formalisé par l'équation (3.9).

$$N - BEW = \frac{BEW}{\|\vec{v}\|} \tag{3.9}$$

Le N-BEW, mesuré en trames, ne dépend par conséquent plus de la séquence d'acquisition, mais uniquement des paramètres de l'écran de test et, plus particulièrement, de sa fréquence de rafraîchissement f qui définit directement la durée de la trame (égale à $\frac{1}{f}$). On normalise donc le N-BEW par f pour obtenir le $N - BET$ (pour *Normalized Blurred Edge Time*), mesuré en millisecondes. On obtient ainsi l'équation (3.10).

$$N - BET = \frac{N - BET}{f} \quad (3.10)$$

Au final, le MPRT, mesuré en millisecondes, est calculé par la moyenne de tous les N-BET mesurés sur un ensemble de transitions $\mathbb{T}' \subset \mathbb{T}$ (équation (3.11)).

$$\begin{aligned} MPRT &= \frac{1}{\text{Card}(\mathbb{T}')} \sum_{T \in \mathbb{T}'} N - BET \\ MPRT &= \frac{1}{\text{Card}(\mathbb{T}')} \sum_{T \in \mathbb{T}'} \frac{N - BEW}{f} \\ MPRT &= \frac{1}{\text{Card}(\mathbb{T}')} \sum_{T \in \mathbb{T}'} \frac{BEW}{f \cdot \|\vec{v}\|} \end{aligned} \quad (3.11)$$

Prendre en compte le *hold effect* est l'un des principaux avantages du MPRT par rapport aux autres métriques de temps de réponse ; en effet, cet aspect perceptif permet d'obtenir une bonne corrélation entre la valeur du MPRT et une évaluation subjective de l'écran LCD [Someya et Sugiura, 2007; Yamamoto et al., 2003].

Cette corrélation peut d'ailleurs être améliorée par l'ajout de fonctions psychovisuelles comme la fonction de sensibilité au contraste [Oka et al., 2006] (*Contrast Sensibility Function*, ou CSF). Cependant, malgré cet atout qui pourrait être mis en valeur du point de vue commercial, le MPRT n'est, pour le moment, pas utilisé en tant qu'indice de qualité visuelle pour les écrans mis sur le marché.

4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes attachés à proposer une sorte de démystification du terme "temps de réponse". La mise en place préalable du formalisme mathématique nous a premièrement permis de nous familiariser avec ce terme et de clarifier les expressions concernant les transitions tout en simplifiant les notations futures. La présentation des trois métriques de temps de réponse utilisées (VESA, ISO et G2G) a ensuite permis de séparer les domaines d'utilisation de cette métrique en deux zones disjointes :

- Le domaine scientifique pour la norme VESA. Cette métrique se trouve être la base de tous les calculs de temps de réponse existants et, sans précision de notre part, sera celle utilisée tout au long de ce manuscrit.
- Le domaine commercial pour la norme ISO 13 406-2 et le *Gray-to-Gray*, deux mesures qui se sont imposées comme métrique de qualité visuelle pour les écrans LCD.

Enfin, la recherche des avantages et inconvénients des métriques commerciales a permis de mettre en exergue des lacunes dans leur définition ; en effet, bien que l'objectif principal de ces mesures soit d'évaluer de manière objective la qualité d'un écran LCD, celles-ci ne prennent absolument pas en compte le système visuel humain pour leurs calculs de temps de réponse. Cette constatation nous a donc permis la mise en œuvre de l'extension du *Gray-to-Gray* en ajoutant à la métrique existante cet aspect perceptif manquant.

A ce stade de l'étude du temps de réponse, il ne nous manque plus qu'à présenter les différents outils de mesure nécessaires pour capturer les transitions de luminosité d'un écran LCD. C'est ce que nous nous proposons de faire dans le chapitre suivant.

Chapitre 4

Les outils de mesure

1 Introduction

Comme nous l'avons vu dans le chapitre précédent, le temps de réponse n'est pas une métrique basée sur des données numériques d'une image, comme le PSNR, mais provient du comportement physique des cristaux liquides du LCD. Quelle que soit la définition de la métrique utilisée, la connaissance de l'évolution de la luminance pendant la transition est primordiale au calcul du temps de réponse.

Des outils de mesure, comprenant des instruments optiques, sont donc nécessaires pour capturer temporellement cette luminance. De plus, la fréquence d'acquisition de ces solutions optiques doivent être suffisamment élevée afin d'échantillonner correctement une transition de quelques millisecondes.

Nous allons présenter, dans ce chapitre, différents outils de mesure de temps de réponse. Nous commencerons par introduire trois solutions commerciales, chacune basée sur une technologie et une approche différente. Nous proposerons ensuite les deux solutions de capture que nous avons développées ; la première basée sur l'utilisation d'une photodiode et la seconde s'articulant autour d'une caméra linéaire.

2 Etat de l'art des outils de mesure

Dans cette section, nous allons dresser un état de l'art synthétique des solutions commerciales de mesures de temps de réponses par la présentation des trois outils les plus représentatifs du marché : le MPRT-1000 de Otsuka Electronics, l'OPTIScope de Eldim et le RTM-SA de Microvision. Nous nous pencherons sur les possibilités de chacune des solutions, sur le matériel utilisé, ainsi que sur les performances annoncées.

2.1 Le MPRT-1000

Le MPRT-1000 est une solution de mesure de Otsuka Electronics, compagnie créée en 1970 au Japon. Ce système, lancé en 1988, est l'un des précurseurs des outils de mesure du temps de réponse mais, surtout, du *Motion Picture Response Time* (ou MPRT) dont il tire son nom.

La figure 4.1 montre le principe général de la solution dans la mesure du MPRT.

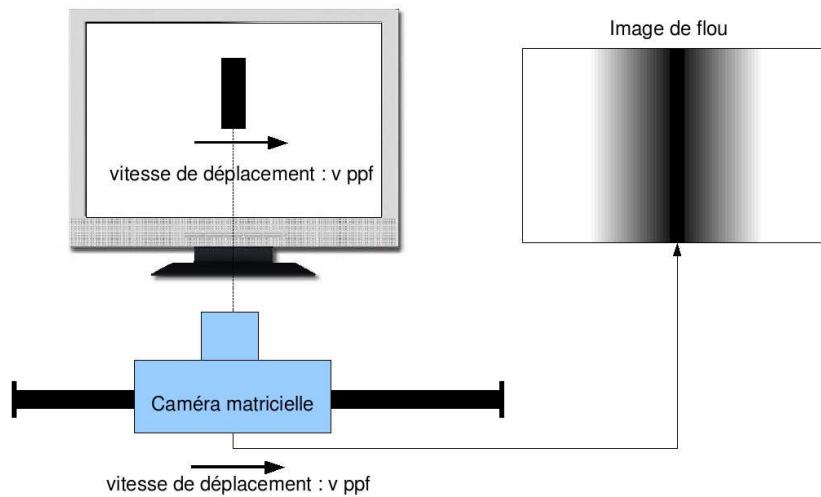


FIG. 4.1 – Principe du MPRT-1000

D'un point de vue matériel, le système s'articule autour de l'utilisation d'une caméra matricielle de type CCD, positionnée sur un axe mobile, d'un générateur de séquences, contrôlé par ordinateur, et d'une photodiode qui effectue la synchronisation entre les séquences affichées à l'écran et les mesures [Oka et Enami, 2003]. Concernant le principe de la mesure, le test consiste en un déplacement à vitesse constante \vec{v} de deux objets accolés de niveaux de gris différents. La frontière entre les deux objets est filmée par la caméra se déplaçant à la même vitesse \vec{v} .

A partir des données capturées, une image de flou est générée en prenant en compte l'effet échelon, que nous verrons dans le chapitre 11 page 151, ainsi que le temps de réponse de l'écran avec une répétabilité de la mesure ¹ du MPRT annoncée inférieure à 1%.

De par son mouvement de translation par rapport à l'écran, ce système simule le suivi de l'œil sur l'objet et intègre ainsi temporellement la luminance de l'écran. De ce fait, cet outil est complètement adapté à la mesure du MPRT mais peut aussi, en supprimant les mouvements de la caméra, mesurer uniquement le temps de réponse. Cela nécessite cependant un changement des séquences à l'écran.

2.2 L'OPTIScope-SA

Le second système de mesure, l'OPTIScope-SA, est issu de l'entreprise Eldim, société française créée en 1991, spécialisée dans la fabrication d'outils de mesure pour tout type d'écrans. Ce système, apparu en 2002, permet de mesurer divers paramètres visuels du LCD comme le gamma de l'écran, l'effet de clignotement (ou *flicker*) et le temps de réponse ainsi que le MPRT [Boher et al., 2007].

¹Pour comparer des séries de mesures n'ayant pas le même ordre de grandeur, on utilise l'écart type, noté σ et la moyenne des mesures, notée \bar{x} . Le quotient obtenu $\frac{\sigma}{\bar{x}}$ est l'écart-type relatif et on appelle répétabilité de la mesure le maximum de ces écarts-type relatifs sur l'ensemble des mesures effectuées.

La partie matérielle, représentée figure 4.2, utilise une caméra matricielle couleur de type CMOS de résolution 1280×1024 et possédant une fréquence d'échantillonnage de l'ordre de 60 kHz. A cette caméra particulière est ajouté un système de photodiode, permettant d'effectuer l'auto-calibration de la caméra pour une mesure optimale.

La partie logicielle s'occupe des différents traitements de filtrage sur le signal d'origine pour la récupération du temps de réponse [Glinel *et al.*, 2006]. En effet, en raison de la grande précision du matériel, le signal capturé contient l'évolution de la luminance auquel il faut ajouter le backlight, éclairage qui possède une fréquence propre. Après les différents filtrages nécessaires à la suppression de ce signal "parasite", le système obtient une répétabilité de la mesure de 0.2% ce qui en fait la solution la plus performante à ce jour.

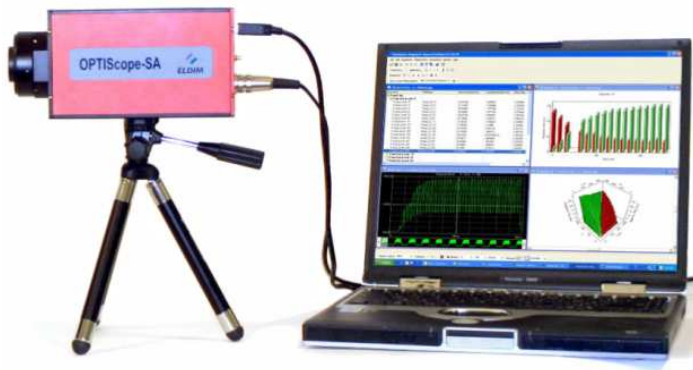


FIG. 4.2 – L'OPTIScope-SA



FIG. 4.3 – Le RTM-SA

2.3 Le RTM-SA

La dernière solution présentée est le RTM-SA de l'entreprise Microvision, créée en 1983 aux Etats-Unis. Contrairement aux autres solutions, ce système ne mesure pas le MPRT mais s'occupe uniquement du temps de réponse et de l'effet de clignotement.

Le RTM-SA se présente sous la forme d'une caméra mono pied, comme le montre la figure 4.3, possédant comme système optique une photo-diode à fréquence d'échantillonnage élevée (500 kHz) ainsi qu'une lentille de focale ajustable. La synchronisation de la capture avec la génération des données à l'écran s'effectue de manière logicielle, ce qui induit une légère perte de performance, notamment sur la répétabilité annoncée des résultats, se situant aux alentours des 3%.

3 Création de système de mesure

En se fondant sur les chiffres de performance annoncés, l'utilisation d'une des solutions présentées donne une excellente précision des résultats ainsi qu'une bonne répétabilité des mesures. Cependant, dans un souci de maîtriser toute la chaîne du temps de réponse, de sa mesure jusqu'à sa correction, nous avons décidé de nous affranchir des systèmes commerciaux et de concevoir notre propre outil de mesure.

Ce choix est, en outre, motivé pour une raison d'ordre financier ; en effet, nous désirons réaliser un système de mesure de temps de réponse que les industriels, les petites entreprises, ainsi que les sites spécialisés dans le test des écrans LCD, puissent facilement acquérir. Le coût étant en très grande partie un facteur rédhibitoire pour l'acquisition d'un matériel, nous désirons concevoir un système peu onéreux vis-à-vis des systèmes existants ; en effet, certaines solutions présentées précédemment peuvent atteindre les 12000 euros).

Cette indépendance, par rapport à un système d'acquisition existant, permet de pouvoir récupérer uniquement les informations nécessaires à notre analyse, c'est-à-dire le temps de réponse VESA ainsi que le profil de luminance au cours du temps, correspondant à la courbe temporelle d'une transition.

Tout en se basant sur les trois solutions présentées précédemment, nous allons proposer, dans les deux sections suivantes, deux outils de mesure de philosophie différente : notre premier système s'articule uniquement autour d'une photodiode tandis que notre second banc de mesure est basée autour d'une caméra linéaire de fréquence d'acquisition élevée.

4 Notre système à photodiode

Pour cette première solution d'acquisition de temps de réponse, nous allons nous appuyer sur le système RTM-SA pour créer notre outil en utilisant uniquement une photodiode à réponse rapide comme système optique. Cependant, au lieu de concevoir une interface complexe entre notre système et un ordinateur, nous utilisons un oscilloscope numérique, déjà en notre possession, ce qui nous permet de réduire ainsi le coût de réalisation de notre système.

Dans cette section, nous allons présenter notre système de mesure en proposant une implémentation matérielle ainsi qu'un protocole pour l'acquisition des données. Nous concluons sur des résultats numériques et les perspectives de notre solution.

4.1 Présentation du système et schéma électronique

Contrairement au système de mesure de Microvision, qui utilise un boîtier de protection pour son système optique, notre outil de mesure se présente sous la forme d'une simple carte électronique, protégée par une mousse isolante, que l'on positionne directement à la surface de l'écran.

Ce dispositif comporte une photodiode avec un temps de réponse extrêmement court par rapport au temps de réponse d'un écran LCD (de l'ordre d'une dizaine de microsecondes). Cette carte, alimentée par source externe, est ensuite branchée à un oscilloscope numérique pour l'enregistrement des résultats.

Le choix des composants de notre carte de mesure est motivé par la performance globale du système en même temps qu'une recherche de réduction des coûts, sans la prise en compte du matériel annexe (alimentation de laboratoire et oscilloscope numérique) ; la facture, dans ce cas, est inférieure à 20 euros. La figure 4.4 montre le schéma de réalisation électronique de notre carte d'acquisition.

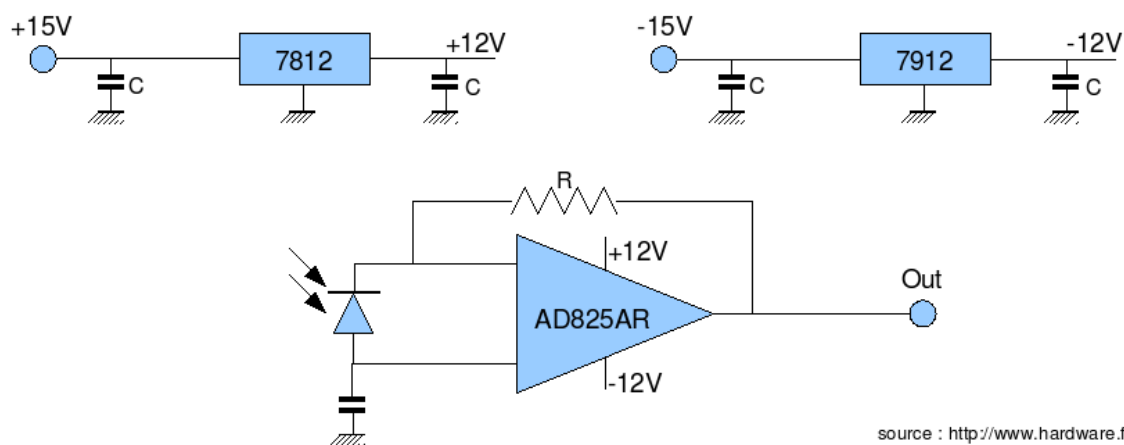


FIG. 4.4 – Schéma électronique de la carte d'acquisition

Les composants 7812 et 7912 sont deux régulateurs de tension ± 12 V qui ont pour entrée une alimentation de laboratoire ± 15 V. Une fois abaissée et correctement stabilisée, cette tension alimente l'amplificateur opérationnel d'entrée J-FET, noté AD825AR, dont le but est d'amplifier la tension capturée par la photodiode (proportionnelle à la luminosité capturée). En effet, celle-ci est beaucoup trop faible pour être utilisée directement et une phase d'amplification est donc nécessaire. La sortie de notre système, proportionnelle à la luminosité, est finalement reliée à l'oscilloscope numérique qui récupère les acquisitions de manière échantillonnée.

4.2 Protocole d'acquisition

La première étape du protocole consiste à régler la fréquence d'acquisition de l'oscilloscope. Au regard des valeurs de temps de réponse actuel (de l'ordre de quelques millisecondes) et des caractéristiques de la photodiode, le taux d'échantillonnage est fixé à 10 kHz, soit une acquisition toutes les 0.1 ms, valeur suffisante à une bonne représentation discrète du signal.

L'étape suivante du protocole comprend la génération des séquences visuelles servant à la capture. Ces séquences sont affichées sur l'écran LCD de test via un logiciel spécialement conçu à cet effet. Présenté sous forme de fenêtre graphique, celui-ci génère dans ce cadre des changements temporels de niveau de gris (représentant autant de changement de luminosité).

Chaque séquence d'acquisition est formée d'un ensemble de transitions où chacune d'entre elles n'est affichée qu'une seule et unique fois comme le montre la figures 4.5 sous forme graphique et matricielle pour les vingt transitions avec les niveaux 0, 64, 128, 192 et 255.

Une fois ces deux étapes exécutées, la carte est placée directement en contact avec l'écran LCD. L'acquisition via l'oscilloscope numérique est ensuite lancée, suivi du générateur de séquences. Nous effectuons pour la même séquence d'acquisition plusieurs mesures (de l'ordre du vingtaine) afin de calculer les moyennes et la variance des résultats. Une fois les données enregistrées, celles-ci sont ensuite traitées par un logiciel de calcul numérique pour soustraire les différents bruits (source de lumière externe, détérioration due aux amplificateurs, bruit de transmission via les câbles coaxiaux...) et calculer le temps de réponse de toutes les transitions capturées.

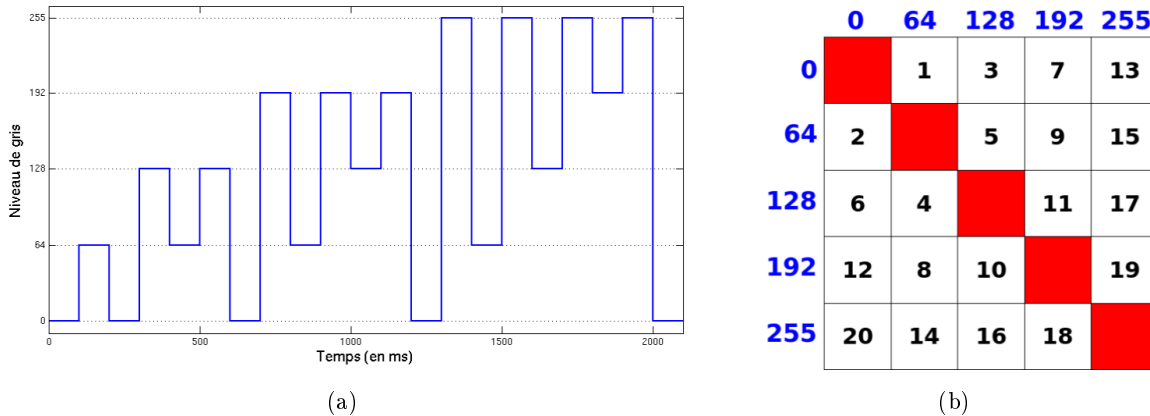


FIG. 4.5 – Successions des transitions sous forme (a) graphique et (b) matricielle.

4.3 Validation, résultats et perspectives

Dans cette section, nous allons premièrement présenter la démarche pour la validation de notre banc de test. Nous continuerons par la présentation des résultats expérimentaux obtenus et nous conclurons par un bilan ainsi que des perspectives sur ce système.

4.3.1 Validation

En premier lieu, nous allons commencer par valider notre système à l'aide de mesures connues. Nous avons choisi d'effectuer cette validation en deux points : la mesure de temps pour vérifier que le pas d'échantillonnage utilisé dans nos calculs est correct et la mesure de la dynamique pour vérifier que les luminances acquises sont bien celles émises par l'écran.

Concernant le premier point, nous allons lancer l'acquisition de luminance sur une lampe néon dont la fréquence est de 100 Hz. Comme le montre la figure 4.6, le système retrouve une fréquence de 99.006 Hz, soit moins de 1% d'erreur sur l'aspect temporel.

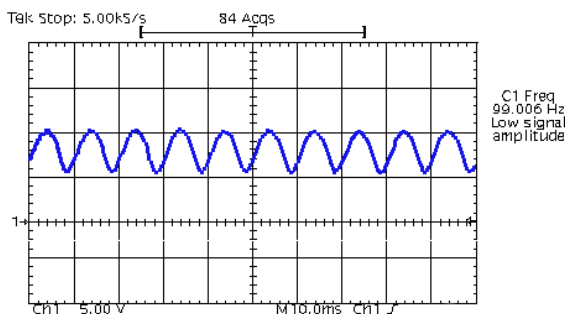


FIG. 4.6 – Mesure fréquentielle d'une lampe néon avec la photodiode

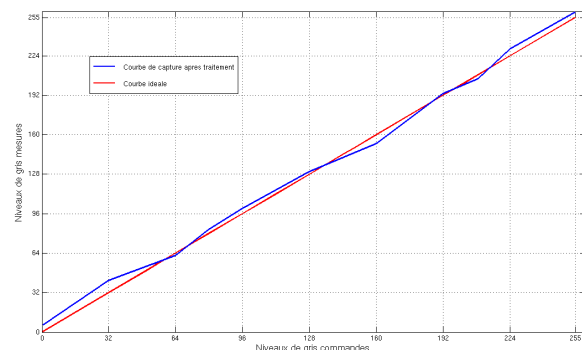


FIG. 4.7 – Comparaison entre les niveaux de gris capturés et originaux

Pour le second point, nous avons mesuré sur un écran LCD douze luminances différentes avec notre système et nous avons comparé les résultats obtenus avec ceux d'un colorimètre.

La figure 4.7 montre les résultats obtenus après la conversion en niveaux de gris. Les erreurs relatives sur cette mesure sont inférieures à 6% ; par conséquent, nous récupérons globalement les bons niveaux de gris ce qui nous permet de valider notre banc et de pouvoir ainsi effectuer les expérimentations sur le temps de réponse.

4.3.2 Résultats

L'absence de véritable référence "métrée" pose dans cette section le problème de la validation des résultats. En effet, la seule valeur mise à notre disposition par le constructeur est la norme ISO telle qu'elle est indiquée dans la nomenclature des écrans.

Nous commencerons donc par mesurer cette valeur et la comparer avec celle de l'écran. Les captures de transitions ont été effectuées de manière à minimiser les lumières extérieures parasites sur un écran test dont les caractéristiques pendant la durée de la mesure sont proposées dans le tableau 4.1.

Diagonale	Résolution	Temps de réponse	Luminosité	Contraste
19"	1280 × 1024	20 ms	160 cd/m ²	1000 :1

TAB. 4.1 – Caractéristiques de l'écran test pendant la mesure

Chaque transition a été mesurée cinquante fois et à partir de ces données est calculé le temps de réponse moyen de chaque transition (représenté sur la figure 4.8). Dans cet exemple, le calcul du temps ISO nous donne $\tau(0, 255) + \tau(255, 0) = 11.46 + 7.78 = 19.24$ ms au lieu des 20 ms inscrit sur la nomenclature de l'écran, soit une erreur de 3.8%.

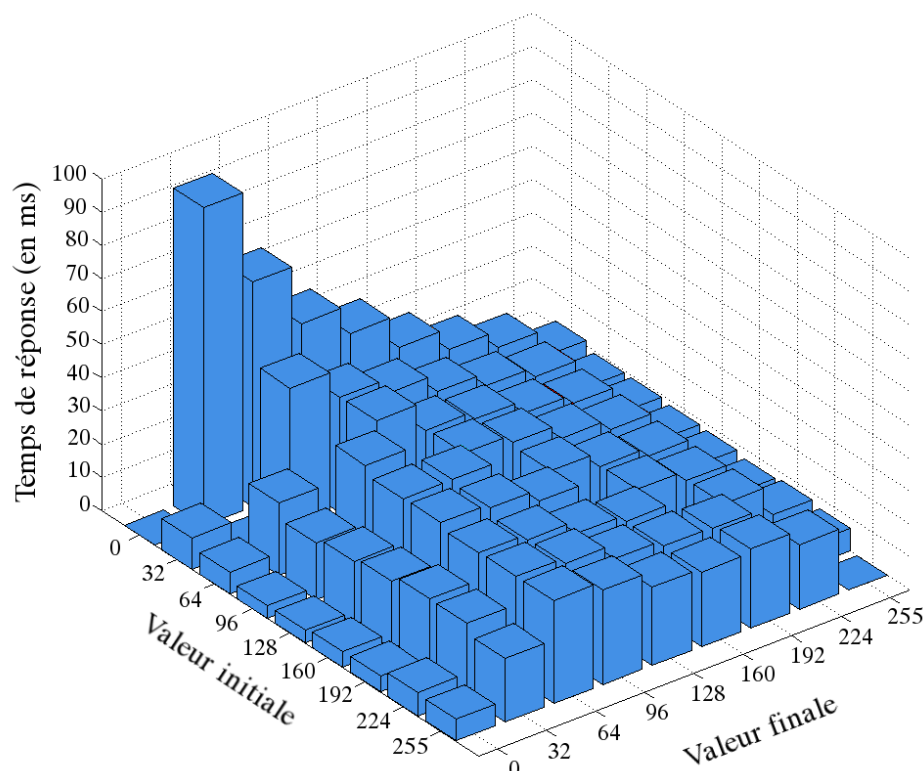


FIG. 4.8 – Mesure du temps de réponse effectuée avec la photodiode

Concernant la répétabilité des résultats (valeur désignant le pourcentage de dispersion des résultats d'une même transition), celle-ci est mesurée à l'aide de l'écart-type relatif (écart-type divisé par la moyenne) et représentée sur la figure 4.9. Nous obtenons ainsi une erreur relative moyenne de 5.81%.

De plus, nous remarquons que la répartition des écarts-type relatifs sur cette figure selon les transitions est relativement homogène ; en effet, il n'existe pas de zones de transitions où la répétabilité est différente de la tendance du reste de la figure. De ce fait, nous pouvons en conclure que notre système électronique mesure et calcule de manière identique les temps de réponse quelle que soit la transition mesurée.

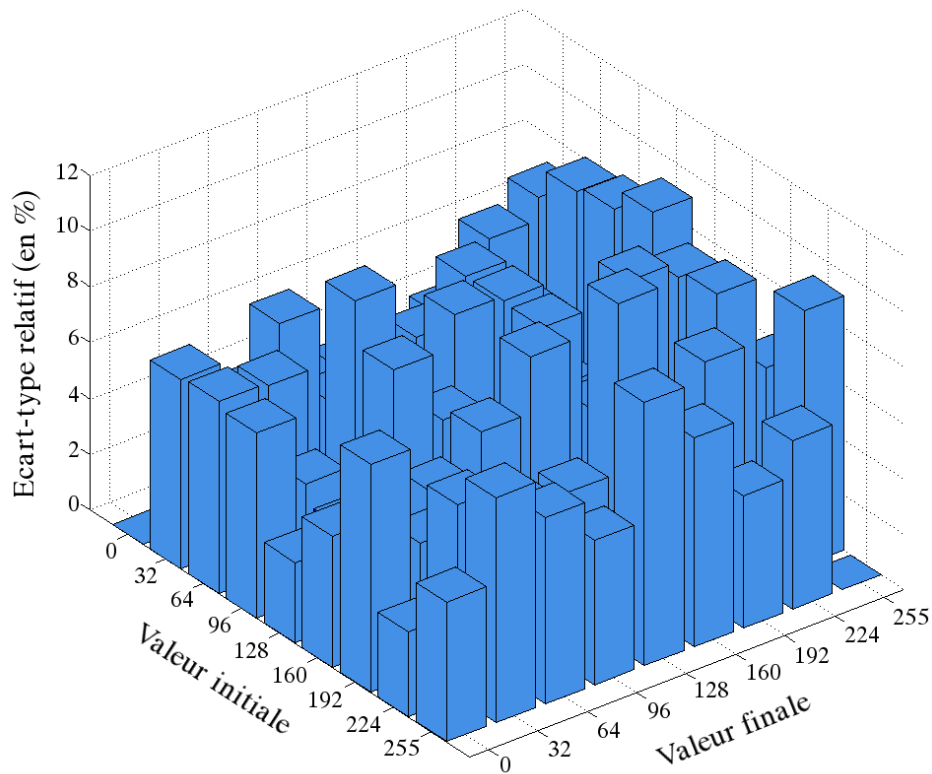


FIG. 4.9 – Mesure de l'écart-type relatif effectuée avec la photodiode

Ce premier banc de test nous a permis premièrement de vérifier avec une bonne précision (inférieure à 4%) la validité du temps de réponse ISO ; nous retrouvons ainsi la valeur de la nomenclature de l'écran. Cependant, nous avons pu constater, par les mesures des niveaux de gris intermédiaires, que ce temps ISO ne reflétait pas la véritable réactivité de l'écran puisque le temps de réponse le plus critique est 4.5 fois supérieur au temps de réponse ISO.

Compte tenu de la simplicité du système, les résultats numériques montrent une répétabilité de la mesure tout à fait correcte avec moins de 6% d'erreur ce qui permet l'utilisation de ce système pour la vérification et la mesure du temps de réponse mais aussi pour la validation des futures algorithmes de réduction du temps de réponse.

4.3.3 Perspectives

Concernant les perspectives envisagées pour ce premier banc de test, une miniaturisation du banc de test et sa connection à un ordinateur permettrait de s'affranchir du matériel nécessaire (alimentation de laboratoire et oscilloscope numérique) et rendrait ainsi le système plus transportable. Cependant, cette direction induirait l'utilisation de protocole de transfert suffisamment rapide pour l'envoi des données sur ordinateur (de type USB ou FireWire) et par conséquent la création de drivers spécifiques et d'une interface graphique pour l'acquisition, ce qui reviendrait à recréer complètement un nouveau système de mesure.

Le second point à améliorer concerne la durée d'une campagne de mesure. En effet, à cause de ses dépendances vis-à-vis du matériel annexe, le temps d'acquisition total (englobant la mise en place du matériel, la mesure, le transfert des données sur ordinateur et le calcul du temps de réponse via un logiciel de calcul numérique) est assez important pour une simple vérification ou mesure de temps de réponse. En effet, la capture et l'acquisition de 200 transitions (100 montantes et 100 descendantes) demande environ 15 minutes, notamment à cause du transfert entre l'oscilloscope et l'ordinateur. Il n'est donc évidemment pas envisageable d'intégrer ce type de système dans un processus industriel.

La connection de la solution à un ordinateur pourrait réduire cette durée mais nécessiterait la refonte complète du système. Afin de s'affranchir du matériel annexe et des étapes de création des drivers et du protocole de transfert, nous avons décidé de réaliser un nouveau banc de test que nous allons maintenant présenter.

5 Notre système à base de caméra linéaire

Bien que le système de mesure par photodiode permet d'atteindre une performance suffisante pour la vérification ou la détermination du temps de réponse, et que le coût de la carte soit extrêmement faible, celui-ci possède malheureusement dans l'état actuel des choses un important défaut lié aux matériels annexes nécessaires à son fonctionnement (alimentation de laboratoire, oscilloscope numérique ...). Pour des organismes ou entreprises n'en disposant pas, le coût de ces appareils est un point réhibitoire à l'utilisation de cet outil.

De plus, en cas de possession de ce matériel, notre banc de test présente un nouveau problème : celui de la portabilité, les appareils mentionnés précédemment étant volumineux et de poids non négligeable. Enfin, l'utilisation de l'oscilloscope numérique est réservé à des utilisateurs confirmés, excluant ainsi les néophytes désirant vérifier la cohérence des temps de réponse indiqués.

Afin de rendre accessible la mesure du temps de réponse au plus grand nombre de personnes possible, nous avons créé un système d'acquisition portable, intuitif, précis et de plus faible coût global comparé à notre précédente solution [Adam *et al.*, 2007a]. Celui-ci se rapproche de la philosophie de l'OPTIScope-SA pour son environnement matériel et logiciel ainsi que celle du RTM-SA pour la synchronisation entre la mesure et la génération des séquences.

Dans cette section, nous allons présenter notre second banc de mesure avec le matériel mis en jeu, les logiciels utilisés, le protocole d'acquisition à effectuer et nous concluons sur les résultats et perspectives envisagées.

5.1 Le matériel

Afin de permettre aux professionnels et non professionnels du domaine des écrans de mesurer et de vérifier de la manière la plus simple possible le temps de réponse d'un écran LCD, nous avons décidé de simplifier la prise en main du système de capture par l'utilisation d'un matériel plus familier à l'utilisateur : la caméra numérique. La répartition des capteurs photographiques de la caméra peut être sous deux formes différentes : en matrice (pour une caméra matricielle) ou en une seule ligne (pour les caméras linéaires).

Le choix de la caméra dépend de l'application de contrôle que l'on désire effectuer ainsi que de la précision des résultats escomptés. Dans le cas des LCD, le temps de réponse moyen des transitions est de quelques millisecondes. Par conséquent, nous nous imposons une précision minimale de l'ordre de 0.5 ms sur la mesure (soit une fréquence d'acquisition de 2 kHz). Avec une telle vitesse de capture, le choix de la caméra pour notre banc de test se restreint de manière considérable.

En effet, à moins de se tourner vers un matériel spécifique et donc plus coûteux, il n'existe que très peu de modèle de caméra matricielle pouvant supporter une telle vitesse d'acquisition, contrairement aux caméras linéaires qui n'ont aucune difficulté à atteindre ce taux d'échantillonnage. Enfin, pour notre application, à caractéristiques identiques, l'avantage du prix revient aux modèles linéaires.

Au final, ces divers avantages ont fixé notre choix sur une caméra linéaire connectée à un ordinateur. Le tableau 4.2 indique les différentes caractéristiques du matériel sélectionné, dont la prix est environ de 1400 €

Type de caméra	Taille du capteur	Profondeur du pixel
CCD linéaire	8.00 mm × 125 μm	14 bit
Fréquence ligne maximale	Résolution	Rapport Signal sur Bruit
10 kHz	1024 × 1	70 dB

TAB. 4.2 – Caractéristiques de la caméra sélectionnée

La fréquence ligne maximale correspond à la fréquence d'acquisition maximale que peut supporter la caméra. Pour notre application, nous avons choisi une fréquence de 2 kHz qui nous semble un bon compromis entre vitesse de mesure et intégration de la lumière ; en effet, plus cette fréquence est élevée, moins le système n'a de temps pour intégrer la lumière et par conséquent, la dynamique de la mesure sera fortement réduite.

Enfin, pour finaliser notre banc de test, notre caméra linéaire a été couplée à un trépied ainsi qu'à un objectif pour permettre l'acquisition à une distance minimale de 30 cm. La figure 4.10 montre le système complet tel qu'il est actuellement utilisé.



FIG. 4.10 – Système de mesure de temps de réponse basé sur une caméra linéaire

5.2 Les logiciels

En complément de la caméra linéaire, une partie logicielle constituée de deux applications permet d'utiliser l'ensemble du système :

- LCDacquire permet de générer les transitions à l'écran, de piloter la caméra et de capturer sous forme d'images les changements de luminosité.
- LCDprocess s'occupe de mesurer à partir des images recueillies les temps de réponse associés à chaque transition.

L'interaction entre les deux logiciels, le matériel et les données est schématisé figure 4.11. LCDprocess nécessitant les données issues de LCDacquire, nous allons commencer par présenter en détail ce dernier et nous terminerons ensuite par la description du logiciel de traitement de mesures.

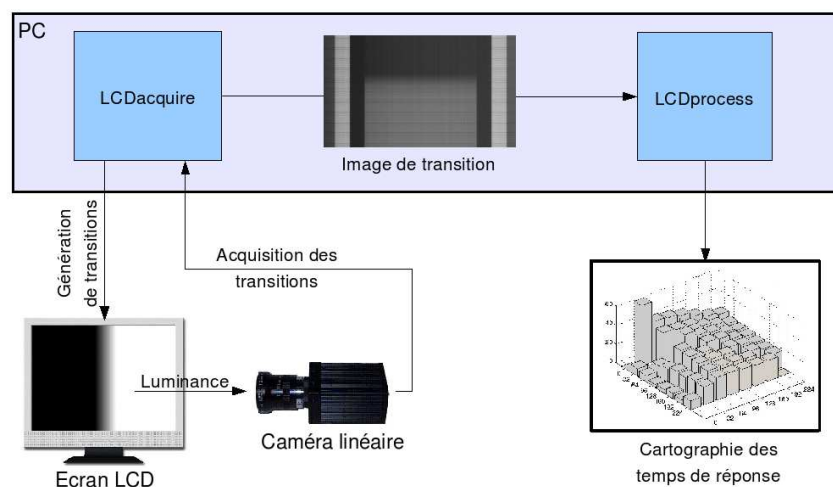


FIG. 4.11 – Principe de fonctionnement des deux logiciels

5.2.1 LCDacquire, le logiciel de génération de séquences et d'acquisition

Ce premier logiciel gère la génération des transitions, le pilotage de l'écran ainsi que les captures grâce à une interface graphique permettant de paramétrer l'ensemble des opérations. Dans un premier temps, le programme débute son exécution par une phase de calibration et d'initialisation en plusieurs étapes :

- Détection de la caméra et récupération des données constructeur,
- Etablissement de la communication entre le logiciel et le matériel,
- Récupération du contenu des registres internes de la caméra (luminosité, durée d'exposition, gain analogique et numérique),
- Calibration de la caméra avec le calcul de la luminosité et du contraste optimal et modification des registres.

La calibration consiste à afficher une mire représentant 9 bandes verticales de niveaux de gris (de 0 à 255 par pas de 32) et de modifier les paramètres internes de la caméra afin d'obtenir simultanément la meilleure luminosité (luminance du blanc) et la dynamique maximale (différence entre la luminance du blanc et du noir).

Une fois la phase d'initialisation effectuée, le programme propose à l'utilisateur de sélectionner les séquences de niveaux de gris à afficher à l'écran. Enregistrées comme une simple succession de valeurs comprises entre 0 et 255 dans un fichier texte formaté, ces séquences peuvent être facilement modifiées dans un éditeur de texte par l'utilisateur pour ses besoins spécifiques.

Après la sélection de la séquence de niveaux de gris, celle-ci est visualisée dans une fenêtre graphique de taille et de position fixe au centre de l'écran ; la disposition à cet endroit minimise la non-uniformité de l'écran, effet pouvant fausser la valeur des données.

La séquence générée contient de chaque côté sur trois bandes latérales trois niveaux de gris de référence : le blanc (255), le noir (0) et le gris moyen (128). De ce fait, chaque ligne de la séquence est identique. Ces références permettent le calcul du temps de réponse pour chaque image, indépendamment les unes des autres. Bien que cela réduise la taille de la zone de mesure, l'ajout de ces références permet de s'affranchir d'une référence fixe qui pourrait, si elle est erronée, générer des erreurs sur l'ensemble des images enregistrées.

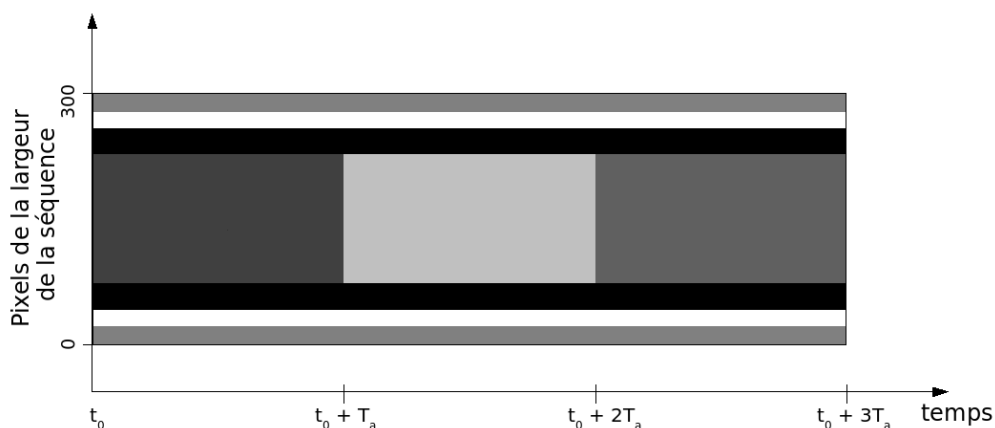


FIG. 4.12 – Visualisation temporelle d'une ligne de la séquence 64-192-96

La durée d'affichage de chaque niveau de gris a été fixée à $T_a = 500$ ms pour permettre au cristal liquide d'atteindre la valeur désirée avant le prochain niveau de gris ; on suppose ainsi que $\forall T_x^y \in \mathbb{T}, \tau(x, y) < 500$ ms. La figure 4.12 montre la visualisation temporelle une ligne de la séquence 64-192-96.

A l'instar du système de mesure présenté dans la section 2.3, l'acquisition des transitions est synchronisée sur la génération de séquences uniquement de manière logicielle. Afin de correctement capturer la totalité de la transition désirée, l'acquisition est lancée 50 ms avant le changement de fenêtre de visualisation. La durée de l'acquisition étant fixé à 200 ms, la capture s'effectue ainsi à cheval sur deux fenêtres de visualisation successives comme le montre la figure 4.13.

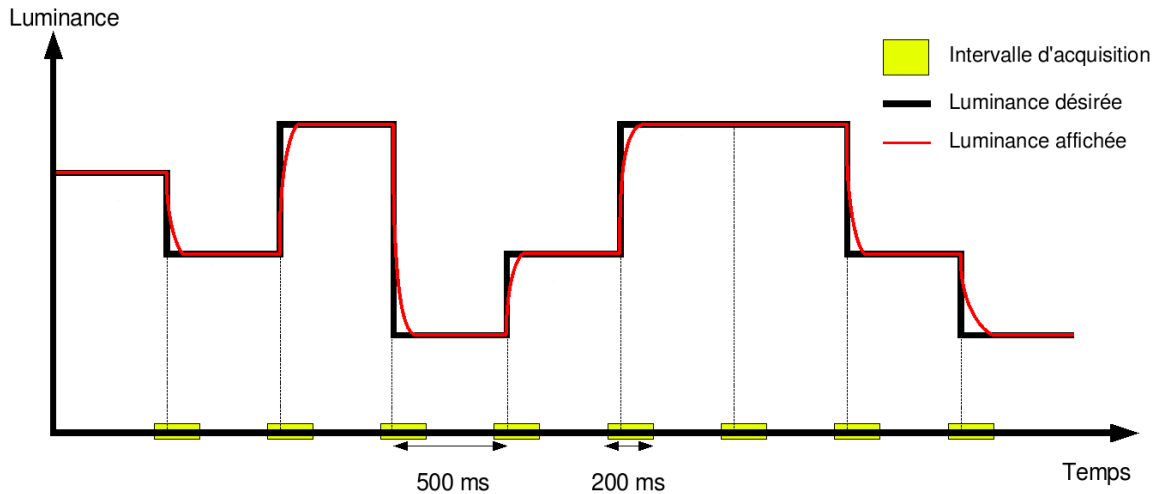


FIG. 4.13 – Principe d'acquisition du logiciel LCDacquire

Au cours de chaque intervalle d'acquisition, la caméra linéaire procède à une série de 512 captures consécutives, ce qui correspond à une acquisition toutes les 0.4 ms. Les données enregistrées, représentées par 512 lignes de 1024 pixels, sont ensuite concaténées temporellement de façon à obtenir une image de taille 1024×512 . Cette image, représentée sur la figure 4.14, est appelée par la suite image de transition.

Une fois créées, ces images de transition sont enregistrées dans un format non compressé pour être ensuite traitées et analysées afin de calculer le temps de réponse associée. Pour cela, nous allons utiliser le deuxième logiciel du banc de test, LCDprocess.

5.2.2 LCDprocess, le logiciel de calcul de temps de réponse

La dernière partie de notre banc de test, réalisée par notre second logiciel LCDprocess, consiste à calculer le temps de réponse pour chaque image de transition. Deux étapes sont nécessaires à cette opération :

- Le traitement des images de transition
- Le calcul du temps de réponse VESA à partir des images traitées

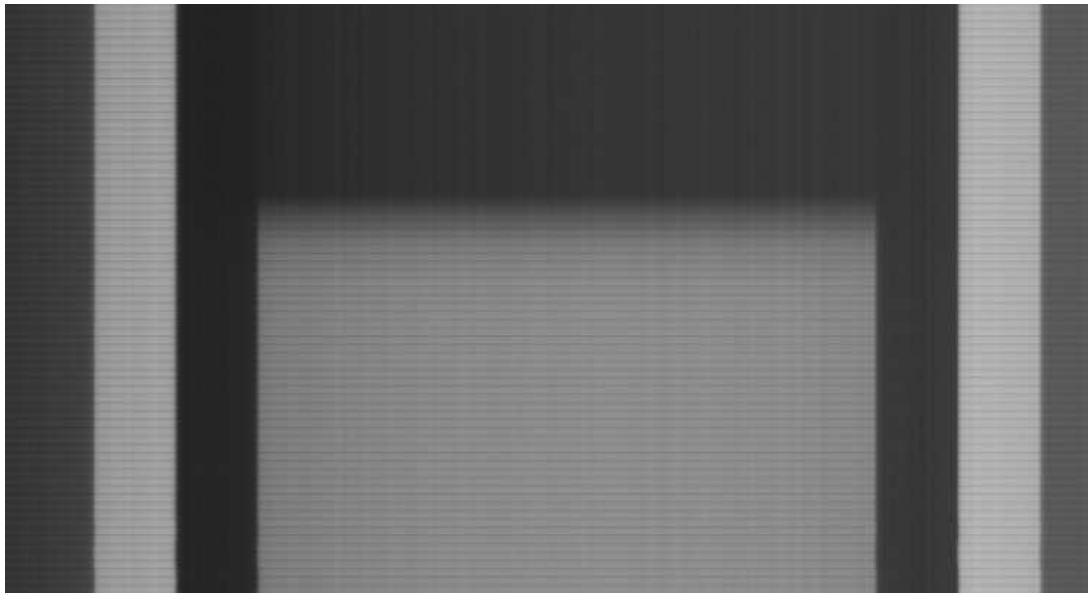


FIG. 4.14 – Image de transition brute acquise après la concaténation des 512 captures

En effet, les images provenant de LCDacquire sont des données brutes, sans avoir subi de traitement préalable. Il existe, sur les niveaux de gris de l'image de transition, des artefacts (mauvaise dynamique de l'image, contraste non maximal, bruit gaussien lors de faible temps d'exposition, ...) et ces perturbations proviennent des fonctions de la chaîne de capture comme on le voit sur la figure 4.15.

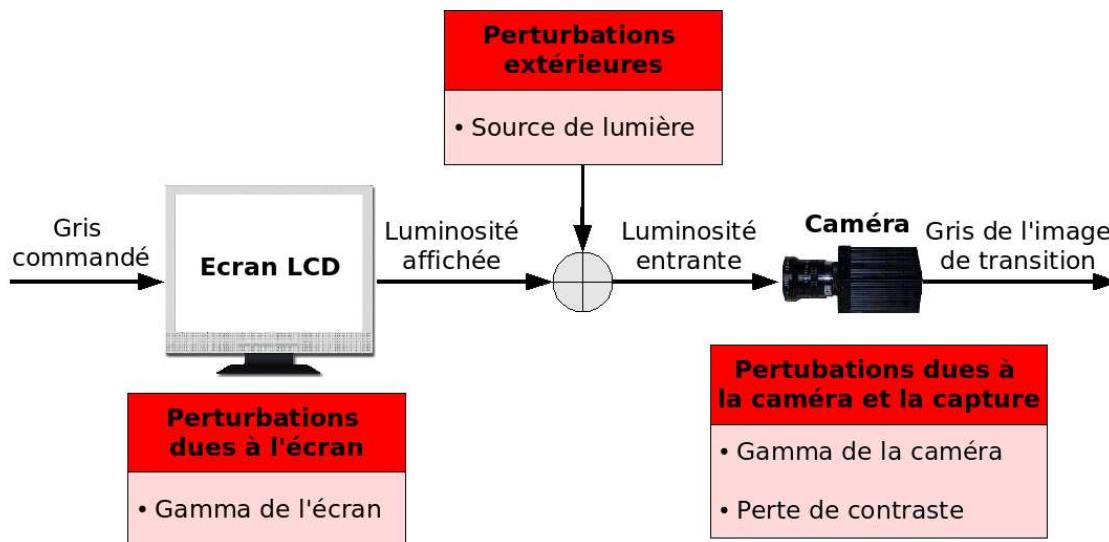


FIG. 4.15 – Localisation et identification des perturbations présentes sur les images de transitions

Tandis que les perturbations extérieures induisent une perte de contraste, la présence des deux fonctions gamma crée une non-linéarité dans la mesure (comme le montre la figure 4.16 avec le calcul effectué sur une colonne de pixels). Afin d'obtenir une image de transition de la meilleure qualité possible et ainsi récupérer un temps de réponse cohérent, nous allons appliquer deux types de traitements à l'ensemble de l'image.

- **Correction de la dynamique** : le niveau de gris du noir (notée N_0) et du blanc (noté N_{255}) après la capture n'étant pas à leur valeur classique (i.e. $N_0 > 0$ et $N_{255} < 255$), nous allons premièrement corriger la dynamique pour obtenir une courbe comprise entre 0 et 255. Pour cela, nous utilisons pour chaque image les bandes latérales qui nous serviront de référence. Ainsi, pour toutes les niveau de gris (notés N), nous appliquerons la formule $N' = 255 \cdot \frac{N-N_0}{N_{255}-N_0}$.
- **Correction de la non-linéarité** : Nous supposons que la non-linéarité de la courbe provient d'une seule et unique fonction gamma. Pour corriger de cette fonction, nous appliquerons donc une fonction gamma inverse dont le coefficient est calculé grâce au niveau de gris moyen des bandes latérales de chaque image (noté N_{128}). Nous avons avant le traitement la relation $255 \cdot \left(\frac{128}{255}\right)^\gamma = N_{128}$ et par conséquent, nous pouvons retrouver la valeur de γ avec $\gamma = \frac{\ln\left(\frac{N_{128}}{255}\right)}{\ln\left(\frac{128}{255}\right)}$.

Une fois ces traitements effectués, l'évolution de la luminance, correspondant à la coupe verticale de l'image de transition, est extraite afin de calculer le temps de réponse. Pour cela, nous considérons que les 1024 pixels de la caméra linéaire sont indépendants des uns des autres, ce qui revient à considérer que notre image est une concaténation de 1024 acquisitions simultanées. Le profil de la transition est obtenue par moyennage des colonnes comprises dans la zone de transition (cette zone correspond aux 1024 pixels de la caméra auxquelles il faut enlever les pixels des bandes latérales). On retrouve ainsi les niveaux désirés comme on le voit sur la figure 4.17.

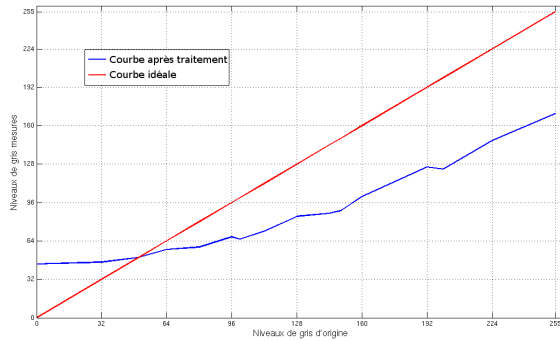


FIG. 4.16 – Niveaux de gris des pixels à la sortie de la caméra

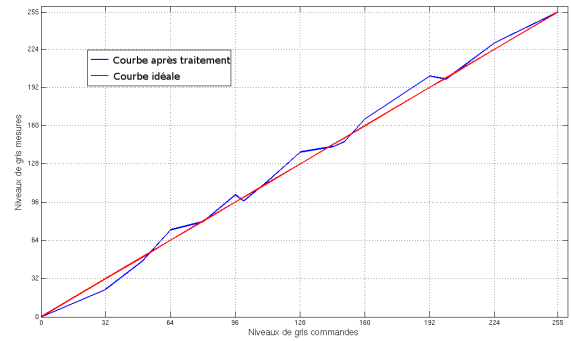


FIG. 4.17 – Niveaux de gris des pixels après les deux traitements

A partir des informations de l'écran préalablement mesurées, c'est-à-dire du gamma (γ), de la luminance du blanc (L_{255}) et de la luminance du noir (L_0), nous pouvons convertir la courbe des niveaux de gris (notés N) après traitement en courbe de luminance (notée L) par l'équation (4.1).

$$L = (L_{255} - L_0) \left(\frac{N}{255}\right)^\gamma + L_0 \quad (4.1)$$

Une fois cette dernière opération effectuée, nous pouvons enfin calculer le temps de réponse VESA de chacune des transitions mesurées.

Dans le cas d'une série de captures de transitions identiques, la détermination du temps de réponse s'accompagne de données statistiques supplémentaires, comme la moyenne, notée m et l'écart-type relatif des mesures, notée $\frac{\sigma}{m}$. Cette dernière grandeur, appelée aussi erreur de répétabilité, permet de comparer deux séries de mesure n'ayant pas la même valeur, ce qui est le cas pour les temps de réponse.

5.3 Le protocole de mesure

Maintenant que les deux logiciels ont été présentés, nous allons nous intéresser aux démarches préliminaires à effectuer avant l'acquisition afin d'obtenir les résultats les plus précis possibles.

Nous avons vu dans le logiciel LCDacquire que les images de transitions sont enregistrées sous forme d'images en niveaux de gris. Cependant, comme nous l'avons mentionné dans la section 2.1 du chapitre 3 page 49, le calcul du temps de réponse nécessite des données sous forme de luminance et non de niveaux de gris. La luminance du noir, du blanc ainsi que la valeur du gamma sont donc nécessaires au calcul du temps de réponse ; c'est pourquoi, ces trois valeurs doivent être récupérées avant la capture, à l'aide par exemple d'un colorimètre.

Ensuite, parmi les réglages possibles, la disposition de la caméra linéaire joue un rôle essentiel à l'acquisition d'une image de qualité. Par exemple, la distance de la caméra à l'écran, déterminée par l'objectif sélectionné, caractérise la netteté de l'image visualisée dans LCDacquire et la position de la zone de capture par rapport au centre de l'écran influe sur l'homogénéité d'une image constante.

Enfin, concernant les conditions extérieures, même si LCDprocess prend en compte les divers problèmes d'homogénéité de l'image de transition grâce à ces corrections, la présence d'une luminosité parasite doit être évitée afin de ne pas perturber le calcul du temps de réponse.

Pour résumer, la figure 4.18 décrit les différentes démarches nécessaires avant de commencer les opérations de capture.

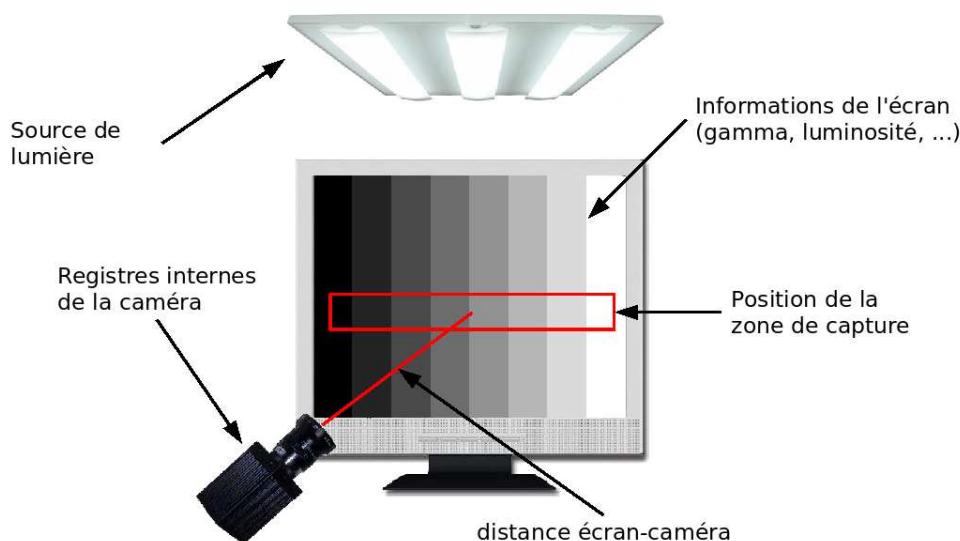


FIG. 4.18 – Résumé des diverses démarches du protocole

5.4 Les résultats

Premièrement, afin de comparer les résultats du temps de réponse VESA de ce nouveau système, nous utiliserons dans cette section le même écran de test que dans la section 4.3 ainsi que les données précédemment obtenues avec le système par photodiode. Nous continuerons cependant à comparer le temps ISO avec celui de la nomenclature de l'écran. La cartographie des temps de réponse, mesurée sur ce nouveau banc de test, est représentée sur la figure 4.19.

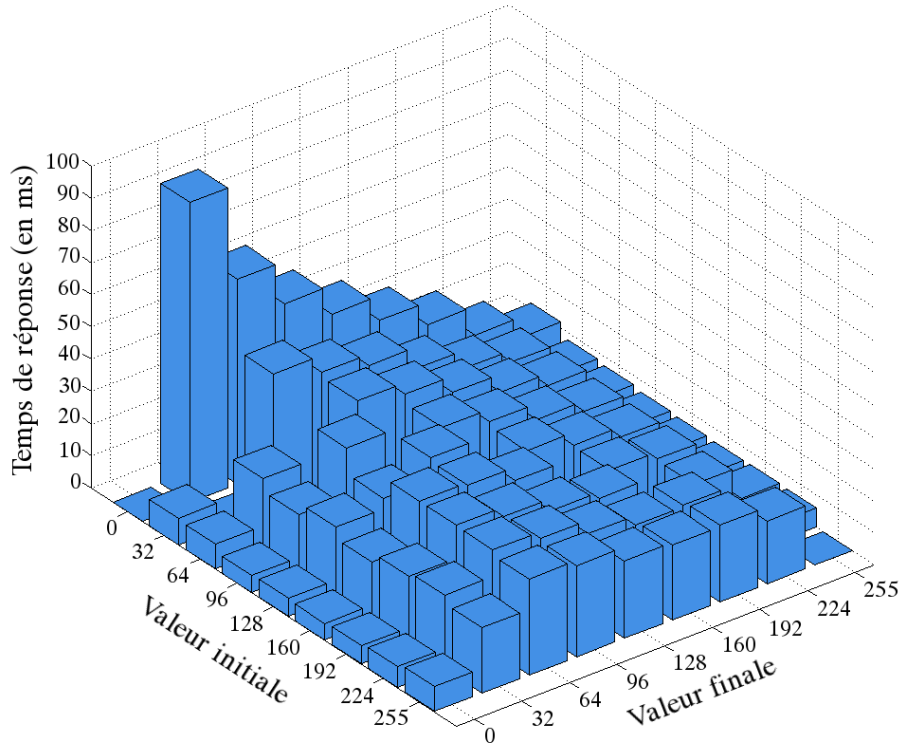


FIG. 4.19 – Mesure du temps de réponse effectuée avec la caméra linéaire

Dans cet exemple, le calcul du temps ISO nous donne $\tau(0, 255) + \tau(255, 0) = 11.92 + 8.59 = 20.51$ ms au lieu des 20 ms inscrites sur la nomenclature de l'écran, soit une erreur de 2.5% ce qui est équivalent à la précision des mesures effectuées par le système à base de photodiode.

Concernant la répétabilité des résultats, représentée figure 4.20, nous obtenons une moyenne de l'écart-type relatif égale à 4.26%, soit une valeur inférieure à celle enregistrée par la solution à base de photodiode. De plus, contrairement à notre précédente solution où la répétabilité des mesures était assez homogène selon les transitions, nous pouvons déduire de la figure 4.20 certaines tendances montrant les points positifs ainsi que les défauts de notre nouveau système.

Nous observons premièrement que les écarts-type relatifs les plus élevés (supérieurs à 6%) sont localisés dans les transitions à faible luminosité ainsi que les transitions de faible dynamique (valeur initiale et finale proche). Ces résultats proviennent de la faible dynamique en sortie la caméra dû notamment à la fréquence d'acquisition qui limite la durée d'intégration de la lumière. Réduire la fréquence d'échantillonnage pourrait améliorer l'intégration de la lumière mais réduirait cependant la précision de la mesure : à $2kHz$, nous avons une précision de $0.5ms$ et en diminuant à $1kHz$, celle-ci augmenterait à $1ms$.

Pour les autres transitions, nous obtenons une répétabilité inférieure à 5%, valeur inférieure à celle de la photodiode, ce qui permet de vérifier avec précision les temps de réponse VESA ; nous nous appuyons par conséquent sur ce matériel pour la future analyse des temps de réponse.

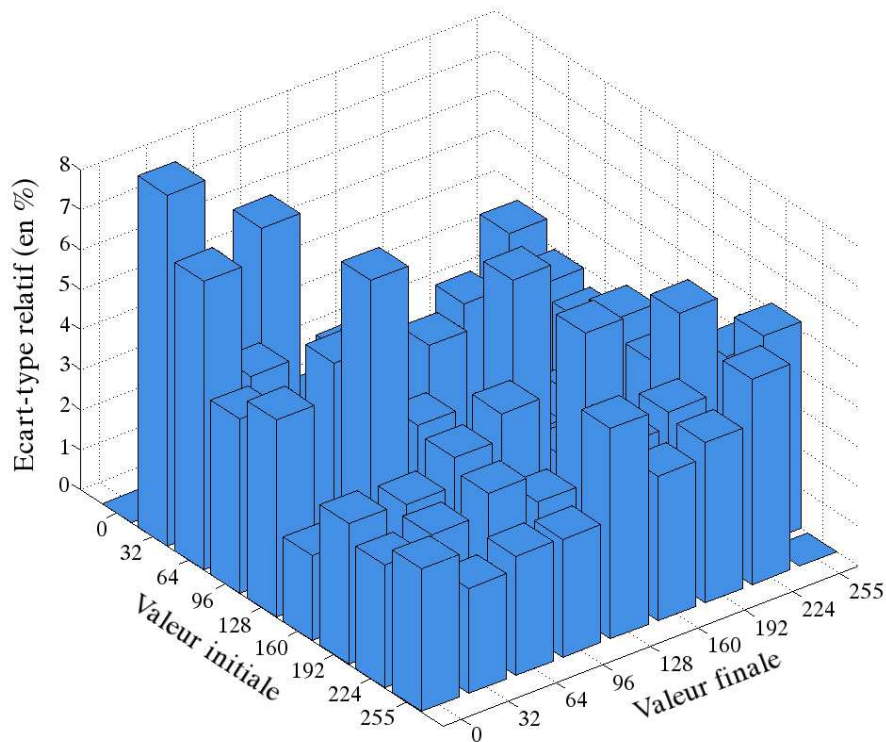


FIG. 4.20 – Mesure de l'écart-type relatif effectuée avec la caméra linéaire

Enfin, concernant la rapidité globale du banc de test, la mise en place du matériel, la mesure et le calcul du temps de réponse de 200 transitions (100 montantes et 100 descendantes) dure environ 6 minutes, soit 2.5 fois plus rapide que le système précédent. De plus, ce banc demande beaucoup moins de connaissances sur matériel utilisé (comparé à précédemment avec le paramétrage de l'oscilloscope et l'alimentation de laboratoire), facilitant ainsi son utilisation pour les non experts.

6 Conclusion

Dans cette seconde partie de ce manuscrit, nous nous sommes attachés premièrement, dans le chapitre 3, à présenter les différentes définitions du temps de réponse et à dévoiler ensuite dans ce chapitre les différentes solutions de mesure. Par la suite, au vu des résultats expérimentaux obtenus, nous utiliserons les temps de réponse soit à partir du système à base de photodiode soit à partir de la caméra linéaire.

Bien que de précision suffisante pour la vérification et la détermination du temps de réponse, les deux systèmes proposés posent cependant le problème de la durée nécessaire aux campagnes de mesure. La caractérisation totale du temps de réponse d'un écran est en effet beaucoup trop importante pour pouvoir l'intégrer dans un système industriel permettant par exemple une mesure quasi-instantanée de chaque écran fabriqué.

Dans l'objectif de réduire la durée des campagnes de mesures et d'approfondir notre analyse sur le temps de réponse, nous allons proposer dans la partie suivante une modélisation des transitions afin d'estimer numériquement, grâce à un nombre restreint d'expérimentations, le temps de réponse de n'importe quelle transition. Ce modèle sera fondé sur l'évolution de la luminance de T_x^y ainsi que la cartographie en trois dimensions des temps de réponse.

Troisième partie

Modélisation générale

Chapitre 5

Mise en place de la modélisation

1 Introduction

Comme nous l'avons vu dans le chapitre précédent, les systèmes de mesure de temps de réponse sont suffisamment fiables et rapides pour vérifier la cohérence entre les temps annoncés par le constructeur et les temps effectifs. Cependant, lorsqu'il s'agit de caractériser l'ensemble des transitions d'un écran en vue par exemple d'une correction, la durée d'une campagne de mesures devient rapidement conséquent avec notamment plusieurs milliers de captures à effectuer. De plus, la caractérisation d'une transition ne se limite pas uniquement par son temps de réponse mais aussi par sa forme.

Afin de réduire la durée de ces campagnes de mesures, nous allons chercher des corrélations entre les transitions et leur temps de réponse et ainsi, pouvoir effectuer un nombre limité de mesures pour en déduire ensuite l'ensemble des transitions. Cette étape implique la création d'un modèle mathématique caractérisant entièrement les transitions, c'est-à-dire leur forme et leur temps de réponse.

L'objectif de ce chapitre est donc d'expliquer la mise en place d'une telle modélisation. Nous présenterons premièrement les différents modèles de temps de réponse et de transitions existants. Après avoir expliqué la démarche envisagée pour notre propre modélisation, nous effectuerons une étude préliminaire afin de déterminer au mieux les caractéristiques de notre futur modèle.

2 Les modèles existants

Cette section a pour but de présenter quelques résultats de travaux de formalisme mathématique effectués sur le cristal liquide et sur les écrans LCD. Nous allons premièrement nous pencher sur les équations physiques qui régissent le temps de réponse et nous présenterons ensuite les premiers travaux de modélisation des transitions sur lesquels nous nous baserons par la suite.

2.1 Equations du temps de réponse

En premier lieu, nous allons revenir dans cette section sur la notion de temps de réponse, présentée dans le chapitre 3 page 49, mais cette fois-ci sous l'angle de la physique et de la modélisation. Au début des années 1930, pendant la période de travaux de formalisme mathématique

sur le cristal liquide, les premiers modèles et équations mathématiques sur les caractéristiques des cristaux, et donc du temps de réponse, voient le jour sous l'impulsion notamment de C.W. Oseen [Oseen, 1933] et de H. Zöcker [Zocker, 1933].

A partir de ces travaux, et avec l'arrivée des écrans à cristaux liquides, deux équations fondamentales sur le temps de réponse ont été définies [Pohl *et al.*, 1981] : l'équation (5.1) concernant le temps de réponse d'une transition montante de type T_O^X et l'équation (5.3) concernant les transitions descendantes de type T_X^O .

$$T_{on} \propto \frac{\eta d^2}{\Delta\varepsilon(V^2 - V_s^2)} \quad (5.1)$$

avec d l'épaisseur de la cellule, η la viscosité dynamique du cristal liquide (exprimé en pascal seconde, ou *Pa.s*), $\Delta\varepsilon$ l'anisotropie diélectrique (en farad par mètre, ou *F.m⁻¹*), V la tension appliquée et V_s la tension seuil en dessous de laquelle la tension V n'a aucune influence sur le changement de position du cristal.

Cette dernière valeur dépend entièrement des caractéristiques intrinsèques du cristal liquide. En modélisant un cristal liquide par un élastique, on peut définir la valeur de V_s à l'aide de constantes d'élasticité [Schadt et Helfrich, 1971] comme indiqué sur l'équation (5.2).

$$V_s = \pi \left[\frac{1}{\varepsilon_0 \Delta\varepsilon} \left(k_{11} + \frac{k_{33} - 2k_{22}}{4} \right) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (5.2)$$

avec ε_0 la permittivité du vide et k_{ii} les constantes d'élasticité de Franck [De Gennes, 1974].

A partir de l'équation (5.1), nous constatons que le temps de réponse décroît proportionnellement à l'inverse du carré de la tension appliquée et que cette décroissance est aussi régie par des phénomènes purement physiques liés à la nature du cristal.

Dans le cas où aucune tension n'est appliquée au cristal liquide, nous obtenons l'équation (5.3) ne dépendant plus que de V_s et donc des caractéristiques propres du cristal liquide.

$$T_{off} \propto \frac{\eta d^2}{\Delta\varepsilon.V_s^2} \quad (5.3)$$

Au vu de ces différentes équations, on peut faire l'analogie entre cette tension de seuil V_s et la raideur d'un ressort k : avec peu de force, le ressort ne s'étirerait pas (en dessous de V_s , la tension V n'a aucune influence) et sans aucune force, le ressort revient à sa position d'origine (sans tension, le cristal liquide revient à son état initial).

2.2 modélisation des transitions

Cette section va maintenant examiner les modélisations existantes de transitions. Nous imposerons tout au long de ce chapitre une condition réaliste sur les modèles présentés : puisqu'une transition est la réponse à un échelon de tension appliqué à l'instant $t = 0$, le début de cette même transition ne pourra donc commencé avant $t = 0$; la présence d'un retard sera cependant envisageable selon les modélisations.

Dans la majorité des cas, la forme générale d'une transition de luminosité est utilisée pour la simulation du flou perçu lors du mouvement de l'image ; la réponse de la cellule $\mathcal{C}(t)$ est modélisée de façon simple, le plus souvent de manière linéaire [Sasaki *et al.*, 2002; Sluyterman, 2006]. La pente de la droite est définie par la valeur de son temps de réponse suivant sa définition selon la norme VESA. On obtient de ce fait le système (5.4) pour la transition T_X^Y et ainsi la figure 5.1 représentant la transition T_{32}^{96} avec $\tau(32, 96) = 16$ ms.

$$\mathcal{C}(t) = \begin{cases} X & \text{si } t \leq 0 \\ \frac{0.8 \cdot (Y - X) \cdot t}{\tau(X, Y)} + X & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{\tau(X, Y)}{0.8} \\ Y & \text{si } t \geq \frac{\tau(X, Y)}{0.8} \end{cases} \quad (5.4)$$

Le calcul des instants t_{10} et t_{90} de la norme VESA donnent :

$$\frac{0.8 \cdot (Y - X) \cdot t_{10}}{\tau(X, Y)} + X = 0.1(Y - X) + X$$

$$\frac{0.8 \cdot (Y - X) \cdot t_{90}}{\tau(X, Y)} + X = 0.9(Y - X) + X$$

On retrouve ainsi $\tau(X, Y)$ par le calcul de $t_{90} - t_{10}$.

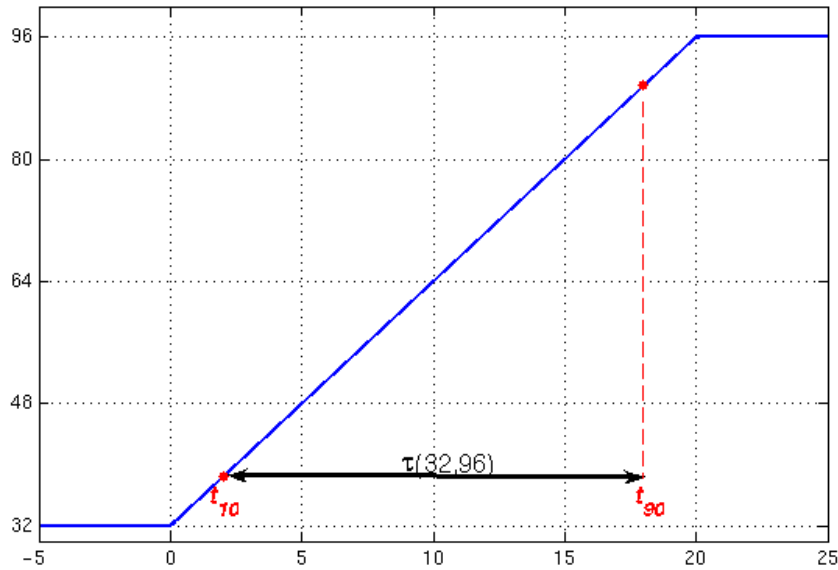


FIG. 5.1 – Modélisation linéaire de T_{32}^{96} avec $\tau(32, 96) = 16$ ms

Ce modèle linéaire côtoie d'autres modèles, toujours utilisés à des fins de calcul de flou du MPRT, comme par exemple un formalisme se basant sur la fonction sinus [Pan *et al.*, 2005a]. D'un point de vue de la caractérisation des transitions, ces différents modèles sont assez mal adaptés du fait de leur simplicité, imposée pour faciliter les calculs. Cela a pour conséquence une erreur relative importante par rapport aux données réelles.

Les figures 5.2 et 5.3 montrent respectivement T_{16}^{128} et T_0^{128} ainsi que leurs représentations linéaires; dans le premier cas, l'erreur relative (calculée entre 0 et 30 ms) est supérieure à 11% et dans le second cas, avec un calcul effectué entre 0 et 40 ms, elle est de 9%.

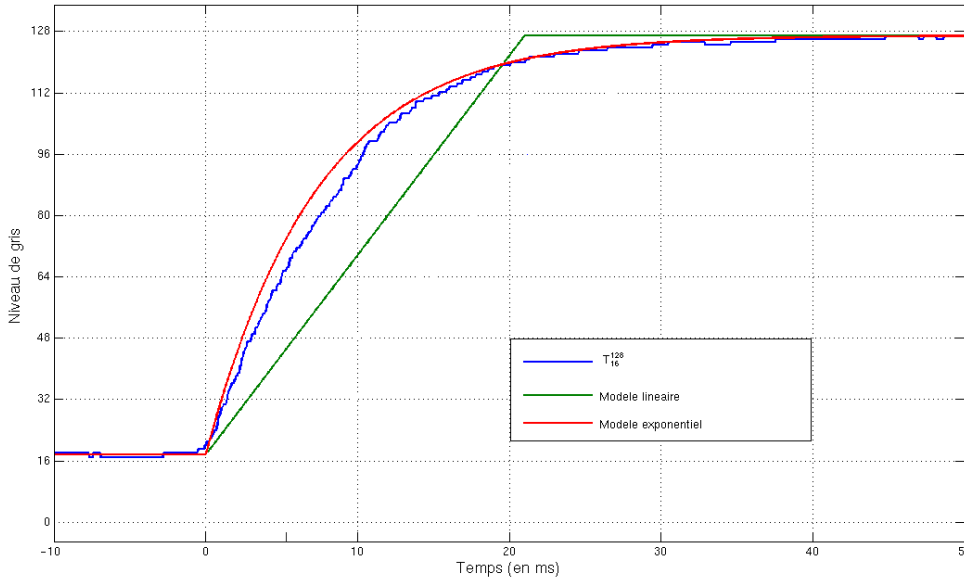


FIG. 5.2 – Données réelles de T_{16}^{128} , son modèle linéaire et son modèle exponentiel

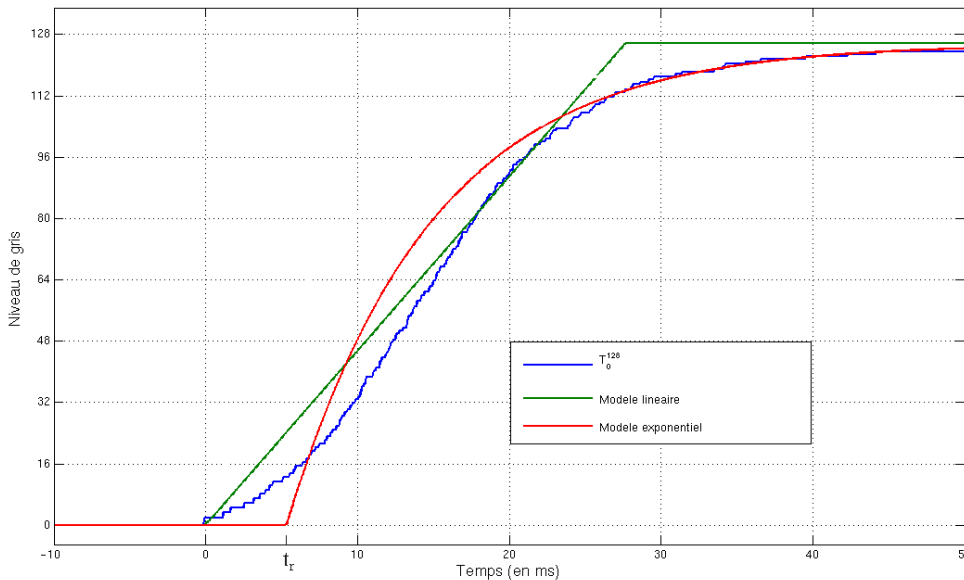


FIG. 5.3 – Données réelles de T_0^{128} , son modèle linéaire et son modèle exponentiel

A côté de ces modèles utilisés à des fins de calcul de simulation de flou, il n'existe aucun formalisme mathématique solide pour la caractérisation des transitions et des temps de réponse à part une étude intéressante se basant sur la modélisation des cellules de cristaux liquides comme un système du premier ordre [Baba *et al.*, 2007]. En supposant que le pilotage d'un pixel ainsi que le cristal liquide sont représentés par un simple système R-C, on peut en déduire une équation différentielle du premier ordre de type $\frac{dU}{dt} + \frac{1}{RC}U = \frac{E}{RC}$.

Sa solution, représentée par l'équation (5.5), décrit l'évolution de la luminosité L d'une cellule au cours du temps, et dépend de ses conditions initiales.

$$L(t) = (L_\infty - L_0) \left[1 - e^{-\frac{\ln 10}{\tau}(t-t_r)} \right] + L_0 \quad (5.5)$$

avec t_r un retard, L_0 la valeur initiale et L_∞ la valeur finale de la transition.

La modélisation est ici beaucoup plus précise pour les transitions de \mathbb{T}_* comme on peut le voir sur la figure 5.2 ; en effet, avec un retard nul, le calcul de l'erreur relative donne ici d'environ 3.5%. En revanche, dans le cas des transitions de \mathbb{T}_0 , ce modèle n'est pas du tout adapté (figure 5.3) et présente de plus un retard non nul ; l'erreur relative atteint en effet 17% pour ce type de transitions et on peut supposer que la présence de t_r dépend de la valeur initiale L_0 de la transition.

Au final, bien que cette modélisation en exponentiel semble être adaptée aux transitions de \mathbb{T}_* , sa formule mathématique est incohérente vis-à-vis du temps de réponse selon la norme VESA. En effet, avec le calcul des instants t_{10} et t_{90} , on obtient les relations du système (5.6).

$$\begin{cases} L(t_{10}) = (L_\infty - L_0) \left[1 - e^{-\frac{\ln 10}{\tau}t_{10}} \right] + L_0 = 0.1(L_\infty - L_0) + L_0 \\ L(t_{90}) = (L_\infty - L_0) \left[1 - e^{-\frac{\ln 10}{\tau}t_{90}} \right] + L_0 = 0.9(L_\infty - L_0) + L_0 \end{cases} \quad (5.6)$$

Nous obtenons finalement l'équation (5.7) par l'extraction des valeurs t_{10} et t_{90} des deux précédentes équations.

$$t_{10} - t_{90} = \frac{\ln 9}{\ln 10} \tau \approx 0.95\tau \quad (5.7)$$

Puisque τ correspond à la valeur mesurée du temps de réponse de la transition estimée, le calcul théorique de la norme VESA sur le modèle devrait normalement redonner cette même valeur τ ; ce n'est pas le cas ici. Malgré ce problème de cohérence vis-à-vis du calcul du temps de réponse, ce modèle semble cependant être une bonne base de travail.

Nous allons maintenant présenter la démarche mathématique envisagée en vue de la création d'une modélisation des transitions et des temps de réponse.

3 La démarche mathématique envisagée

Afin de représenter au mieux le comportement des cellules LCD, nous désirons créer une unique modélisation suffisamment performante pour prendre en compte les particularités des différents types de transitions mais aussi une modélisation peu complexe pour permettre son utilisation dans les calculs de simulation de flou.

Pour cela, nous envisageons tout d'abord une approche dite globale, c'est-à-dire basée sur l'évolution générale d'une transition, contrairement à une étude dite segmentée qui analyserait indépendamment chaque partie spécifique de la transition. Si une approche par segment (où chaque portion de courbe est affiliée à une fonction spécifique) est au final plus précise qu'une méthode globale, celle-ci a le désavantage de complexifier son utilisation avec la multiplication des fonctions utilisées et la détermination de la segmentation.

Enfin, notre approche est une démarche de type empirique, c'est-à-dire utilisant des jeux de mesures et entièrement basée sur ces données pour la représentation d'un comportement physique. Elle ne repose donc pas sur la synthèse des modèles élémentaires physiques mais uniquement sur des résultats expérimentaux mesurés à l'aide des outils de mesures présentés au chapitre 4 page 61.

Dans la section suivante, bien que basée sur un jeu de mesures particulier, l'étude préliminaire proposée est une approche générale exposant une méthodologie qui pourra être adaptée à d'autres résultats de temps de réponse.

4 Etude préliminaire

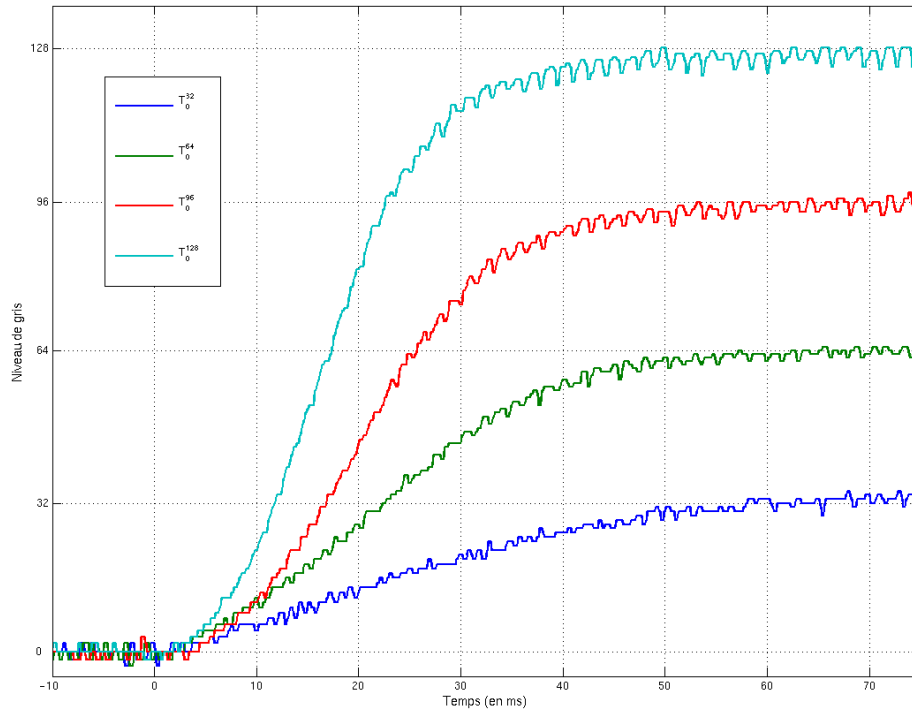
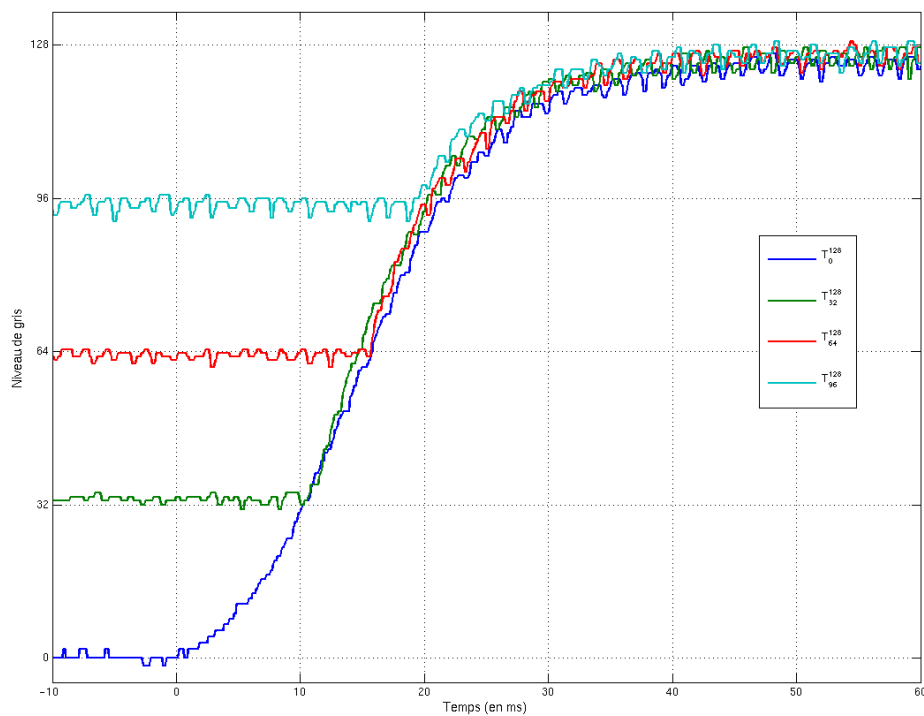
Comme nous l'avons expliqué dans la section précédente, notre modélisation mathématique se base entièrement sur des résultats d'expérimentations. Grâce à notre propre système de mesure, nous avons donc commencé par capturer des transitions appartenant à un de ces quatre ensembles particuliers : $\uparrow\mathbb{T}_X$, $\uparrow\mathbb{T}^Y$, $\downarrow\mathbb{T}_X$ et $\downarrow\mathbb{T}^Y$, avec $0 \leq X, Y \leq 2^n - 1$ (dans les exemples suivants, $n = 8$).

A partir de ces données, nous avons analysé les corrélations entre les courbes issues du même ensemble et tenté de proposer une constatation d'ordre général permettant d'obtenir des informations nécessaires pour notre modélisation. Pour cela, nous avons donc regroupé sur une même figure plusieurs transitions issues du même ensemble afin de faire ressortir, lorsqu'elles sont présentes, des relations bien visibles entre les résultats expérimentaux.

4.1 Relations entre transitions montantes

Nous allons commencer par étudier les relations entre transitions montantes, premièrement à valeur initiale identique puis à valeur finale identique. La figure 5.4 montre la superposition de quatre transitions issues de $\uparrow\mathbb{T}_0$. En se basant uniquement sur les probables recouvrements entre les différentes courbes, il n'est pas possible pour cet ensemble de mettre en valeur une corrélation simple entre les transitions.

En revanche, nous pouvons voir se dessiner une relation de recouvrement partiel entre les courbes sur la figure 5.5 représentant quatre transitions de $\uparrow\mathbb{T}^{128}$. Par conséquent, nous pouvons supposer qu'à partir de l'unique transition T_0^{128} , il est possible de recréer avec une bonne approximation T_{32}^{128} , T_{64}^{128} et T_{96}^{128} . Finalement, l'analyse de l'ensemble $\uparrow\mathbb{T}^X$ (avec $0 < X \leq 255$) pourra donc se réduire à l'étude de la seule transition T_0^X .

FIG. 5.4 – Superposition de T_0^{32} , T_0^{64} , T_0^{96} et T_0^{128} FIG. 5.5 – Superposition de T_0^{128} , T_{32}^{128} , T_{64}^{128} et T_{96}^{128}

4.2 Relations entre transitions descendantes

Nous allons poursuivre notre analyse sur l'ensemble des transitions descendantes en commençant par la figure 5.6, représentant quatre transitions de ${}^{\downarrow}T_{128}$. Au vu des courbes, comme pour le cas de ${}^{\uparrow}T_0$, il n'est pas possible de dégager une relation évidente entre ces quatre transitions.

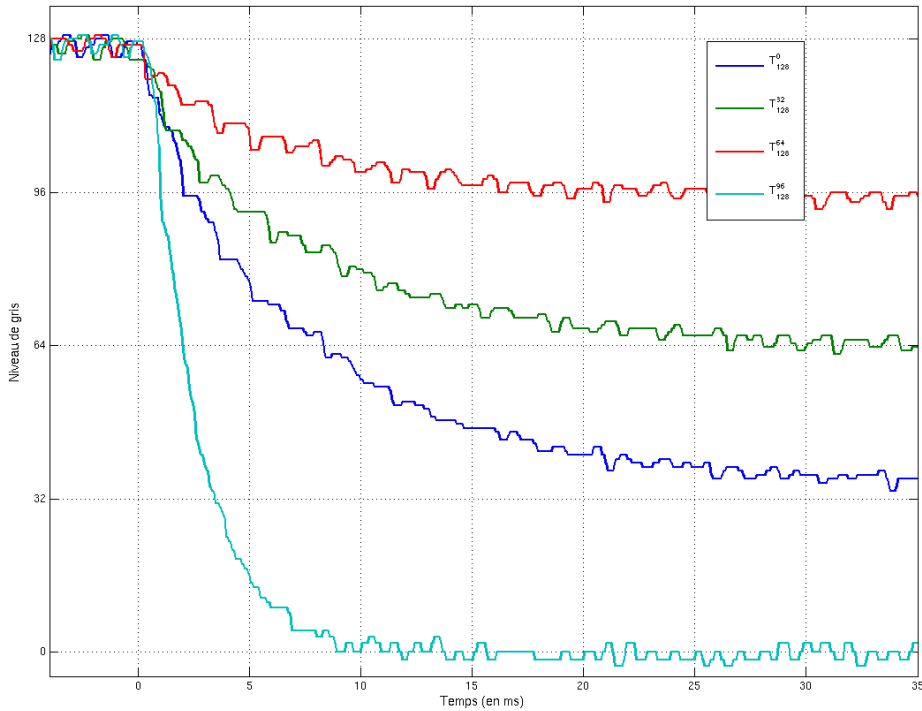


FIG. 5.6 – Superposition de T_{128}^0 , T_{128}^{32} , T_{128}^{64} et T_{128}^{96}

Enfin, la répartition des quatre transitions de $\downarrow\mathbb{T}^0$, représentées sur la figure 5.7, montre de manière analogue à $\uparrow\mathbb{T}^{128}$ une relation entre les courbes. Au final, l'analyse de $\downarrow\mathbb{T}^X$ (avec $0 \leq X < 255$) correspondra à la seule étude de T_{255}^X .

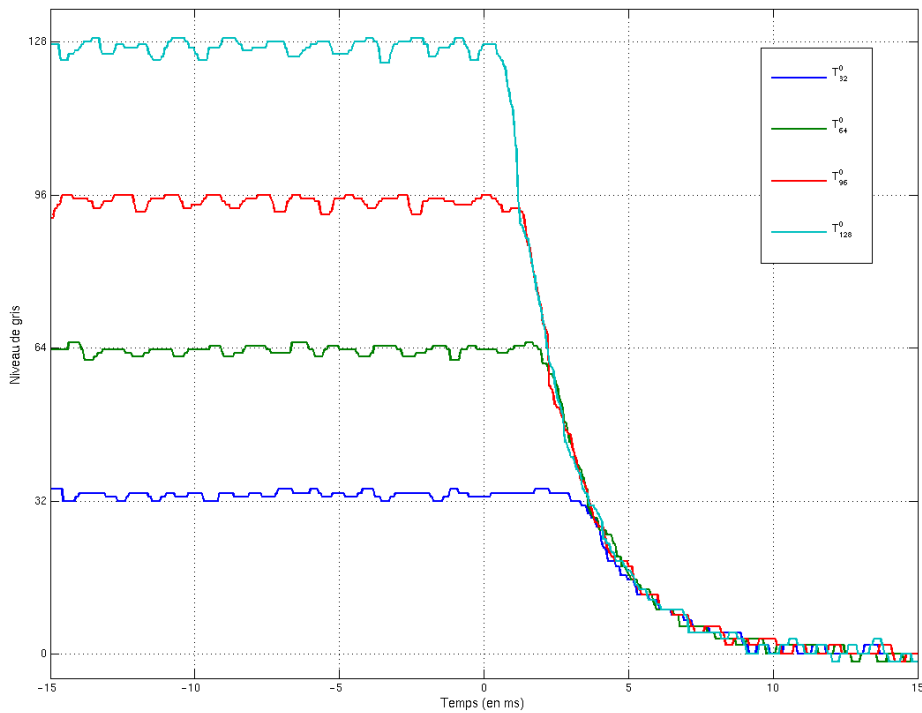


FIG. 5.7 – Superposition de T_{32}^0 , T_{64}^0 , T_{96}^0 et T_{128}^0

4.3 Relation inter-domaines

A l'aide des précédents graphiques, nous avons pu estimer visuellement certaines corrélations entre les transitions au sein d'un même domaine, c'est-à-dire soit dans l'ensemble des transitions montantes soit dans celle des transitions descendantes. En vue d'une seule et unique formule mathématique capable de modéliser toutes les transitions, nous allons tenter maintenant de faire émerger des relations entre les formes de deux transitions de domaines différents.

Afin de comparer proprement ces deux courbes, nous avons effectué à la transition descendante étudiée une symétrie d'axe horizontal ce qui permet d'obtenir deux transitions de même domaine ; nous appellerons la courbe obtenue la symétrisée de T_x^y , notée \widetilde{T}_x^y et décrite suivant l'équation (5.8), avec $\mathcal{C}(T)$ la courbe de la transition T .

$$\mathcal{C}(\widetilde{T}_x^y) = (x + y) - \mathcal{C}(T_x^y) \quad (5.8)$$

Nous allons commencer par l'étude de deux transitions dont ni la valeur initiale, ni la valeur finale n'est égale aux valeurs extrêmes (i.e. 0 ou 255). La figure 5.8 montre une comparaison entre l'évolution des niveaux de gris de T_{32}^{128} et de \widetilde{T}_{128}^{32} . Bien que de temps de réponse différents, on perçoit de très fortes ressemblances entre les deux courbes et on peut supposer qu'à une symétrie près, une unique fonction mathématique peut décrire ces deux transitions.

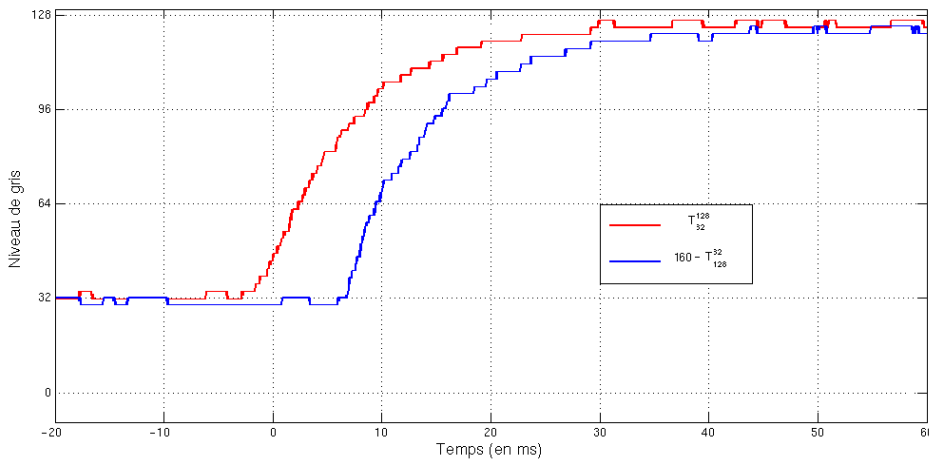
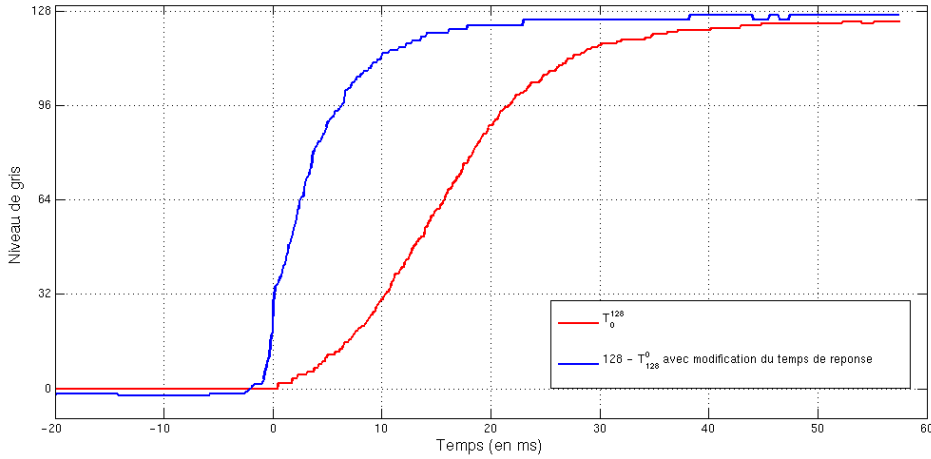
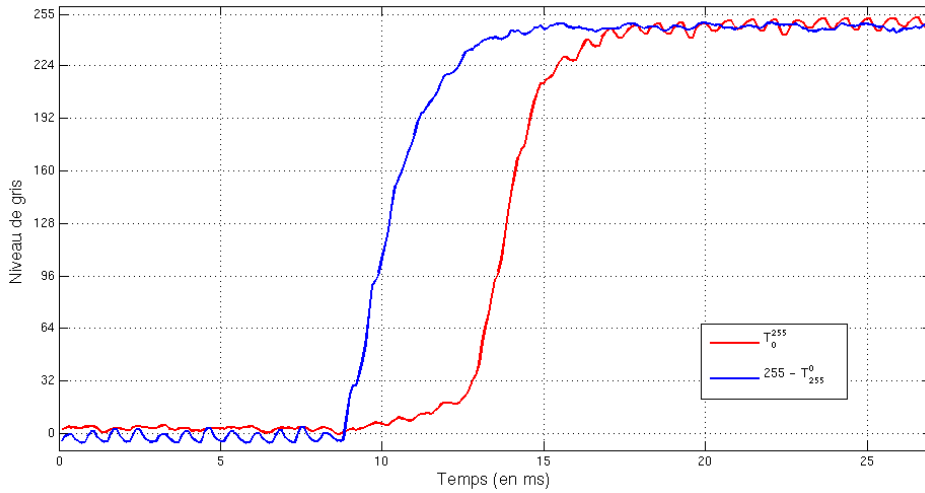


FIG. 5.8 – Comparaison de T_{32}^{128} et de \widetilde{T}_{128}^{32}

Pour estimer l'influence d'une valeur extrême, nous allons comparer les transitions T_0^{128} et \widetilde{T}_{128}^0 , représentées sur la figure 5.9. Dans le cas présent, et contrairement à la figure 5.8, nous ne pouvons pas trouver d'analogie entre les deux courbes. On suppose donc que les valeurs extrêmes ont des comportements particuliers par rapport aux autres valeurs.

Regardons enfin si les deux valeurs extrêmes possèdent le même comportement. Pour cela, nous allons étudier les transitions T_0^{255} et de \widetilde{T}_{255}^0 , représentées sur la figure 5.10. Nous constatons que parmi les deux valeurs extrêmes, seule la valeur 0 possède un comportement particulier pour les transitions montantes ce qui rend finalement extrêmement difficile la création d'une formule unique représentant l'ensemble des transitions.

FIG. 5.9 – Comparaison de T_0^{128} et de T_{128}^0 symétriséeFIG. 5.10 – Comparaison de T_0^{255} et de T_{255}^0 symétrisée

4.4 Bilan de l'étude

Cette dernière constatation ne nous permet pas de créer un seul et unique modèle adapté à l'ensemble \mathbb{T} . En effet, la spécificité des transitions de type \mathbb{T}_0 , avec leur forme en S, rend difficile la formalisation conjointe des transitions montantes et descendantes dans une seule et même formule. Cette particularité peut s'expliquer en s'aidant de l'analogie faite entre la cellule de cristal liquide et un ressort : la position "de repos" agit comme un attracteur pour la cellule lorsque celle-ci veut la quitter mais une fois éloignée de cette position, la cellule n'est plus soumise à cette force attractive.

Au final, au vu de l'impossibilité d'obtenir une formule unique, nous proposons deux modélisations différentes :

- Le premier de ces modèles permet de prendre en compte la spécificité des transitions à valeur initiale nulle mais en écartant de ce fait toutes les transitions descendantes.
- La deuxième modélisation englobe l'analyse de toutes les transitions mais en faisant ainsi abstraction de la spécificité des transitions à valeur initiale nulle

5 Conclusion

Dans le cadre de ce chapitre, nous nous sommes employés à montrer la nécessité d'une modélisation mathématique des transitions afin de pouvoir caractériser le mieux possible un écran et de réduire ainsi la durée des campagnes de mesures de temps de réponse. L'analyse de différents modèles existants nous a permis de constater que la majorité des formalismes utilisés aujourd'hui présentaient des erreurs relatives importantes par rapport aux données réelles. Bien que non cohérente vis-à-vis de la norme VESA, seul le modèle en exponentiel donne de très bons résultats pour les transitions de \mathbb{T}_* .

A partir de ces constatations, nous nous sommes penchés sur la création d'un unique modèle prenant en compte l'ensemble des spécificités des transitions. Il a été cependant mis en exergue l'impossibilité de créer un tel modèle, dû au comportement particulier des transitions de $\uparrow\mathbb{T}_0$. Les expérimentations nous ont toutefois donné des relations sur les ensembles de transitions, synthétisées par le tableau 5.1.

Transition	Relation	Figure
$\uparrow\mathbb{T}^X$	Les transitions de l'ensemble peuvent se déduire de T_0^X	5.5
$\downarrow\mathbb{T}^X$	Les transitions de l'ensemble peuvent se déduire de T_{255}^X	5.7
\mathbb{T}_*^X et $\widetilde{\mathbb{T}}_X^*$	Une transition à valeur initiale non nulle et sa symétrisée sont identiques	5.8
\mathbb{T}_0	Les transitions de l'ensemble forme un cas particulier	5.9 et 5.10

TAB. 5.1 – Synthèse des expériences en vue de la modélisation

A partir de cette synthèse, il en résulte la création de deux modèles mathématiques, le premier se focalisant uniquement sur les transitions montantes que nous allons présenter dans le chapitre suivant et le second, plus général mais ne prenant pas en compte les particularités des transitions de \mathbb{T}_0 , que nous présenterons dans le chapitre 7.

Chapitre 6

Modélisation en tangente hyperbolique

1 Introduction

Comme nous l'avons mentionné dans le chapitre précédent, notre objectif de modélisation mathématique des transitions, qui se voulait unique et globale, n'a pas réussi à aboutir correctement, en particulier à cause des différents aspects morphologiques de la courbe de transition. Cette constatation a abouti à la création de deux modélisations dont la première est proposée dans ce chapitre.

Prenant en compte la spécificité des transitions commençant par 0, ce modèle s'est restreint à l'ensemble $\uparrow\mathbb{T}$ [Adam *et al.*, 2007b]. A partir des informations issues de la figure 5.5 du chapitre précédent page 89, nous allons tout d'abord nous focaliser sur l'étude des transitions à valeur initiale nulle, transitions à partir desquelles toutes les autres transitions montantes peuvent se déduire. Cette première partie comprendra l'analyse et la modélisation des temps de réponse ainsi que la forme globale des courbes étudiées.

Une fois cette étude préliminaire effectuée, nous pourrons nous pencher sur le comportement de toutes les autres transitions, c'est-à-dire les transitions montantes à valeur initiale non nulle. Enfin, nous terminerons par une évaluation quantitative de ce premier modèle en vue d'une validation.

2 Modélisation des transitions à valeur initiale nulle

Dans la section 4 du chapitre précédent page 88, nous avons conclu notre étude préliminaire par le fait que les transitions de $\uparrow\mathbb{T}^y$ (avec $0 < y \leq 2^n - 1$) peuvent se déduire uniquement de la transition T_0^y . Par conséquent, nous allons nous pencher dans cette section sur la caractérisation de $\uparrow\mathbb{T}_0$, ensemble des transitions montantes à valeur initiale nulle.

Chaque transition étant déterminée par son temps de réponse et sa forme, nous allons commencer cette étude préparatoire par la détermination du temps de réponse de $\uparrow\mathbb{T}_0$ et nous nous pencherons ensuite sur le comportement global de ces transitions.

2.1 Modélisation du temps de réponse

Outre sa forme générale, une transition est avant tout caractérisée par son temps de réponse VESA. A partir de jeux de mesures effectuées sur les transitions de $\uparrow\mathbb{T}_0$, nous allons montrer dans cette sous-section qu'il est possible d'approcher les temps de réponse par une fonction analytique. Cette fonction, notée $\tau(0, y)$ permet d'obtenir le temps de réponse de la transition T_0^y à partir de sa valeur finale y . Pour cela, on pose :

$$\begin{aligned} \tau : \mathbb{L}_n &\rightarrow \mathbb{R}^{+*} \\ y &\rightarrow \tau(0, y) \end{aligned}$$

La paramétrisation de cette fonction va s'effectuer par régression en se basant sur la forme générale des transitions issues des mesures expérimentales. Au vu de l'aspect général de l'évolution des temps de réponse représentée sur les figures 6.2 et 6.1 et du fait de la simplicité de la méthode, nous allons proposer un modèle basé sur un polynôme de degré d .

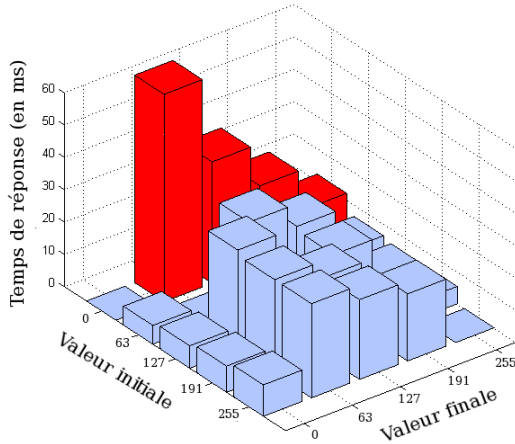


FIG. 6.1 – Position de $\uparrow\mathbb{T}_0$ dans \mathbb{T}

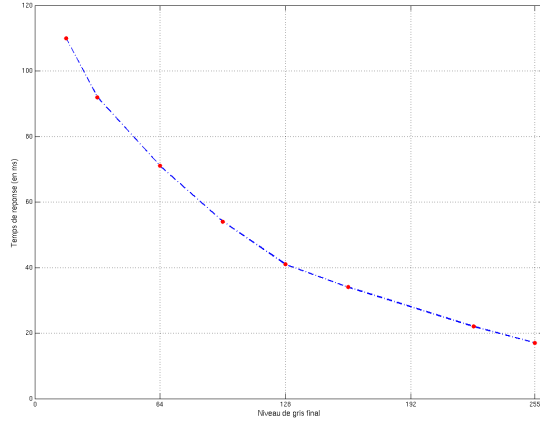


FIG. 6.2 – Evolution des temps de réponse de $\uparrow\mathbb{T}_0$

La fonction proposée est donc une approximation polynomiale de degré d , impliquant de ce fait la détermination de $d + 1$ paramètres à l'aide d'au moins $d + 1$ mesures. Cependant, un nombre de mesures plus important permettra une meilleure approximation finale des temps de réponse. Le modèle proposé pour les temps de réponse des transitions de $\uparrow\mathbb{T}_0$ est donc :

$$\tau(0, y) = \sum_{k=0}^d a_k \cdot y^k \quad (6.1)$$

avec y représentant la valeur finale de la transition T_0^y , d le degré de la fonction polynomiale et les $(a_k)_{0 \leq k \leq d}$ les $d + 1$ coefficients à déterminer pour la paramétrisation de $\tau(0, y)$. La calcul de ces coefficients, décrit dans B, utilise une régression polynomiale basée sur un ensemble réduit de mesures expérimentales.

Afin de représenter l'évolution de $\uparrow\mathbb{T}_0$, nous avons premièrement effectué 15 mesures à partir desquels nous avons sélectionné 7 temps de réponse de manière équirépartie pour notre approximation polynomiale. Avec un degré du polynôme allant de 1 à 5, la figure 6.3 montre les différents polynômes obtenus et sa précision par rapport aux 15 mesures.

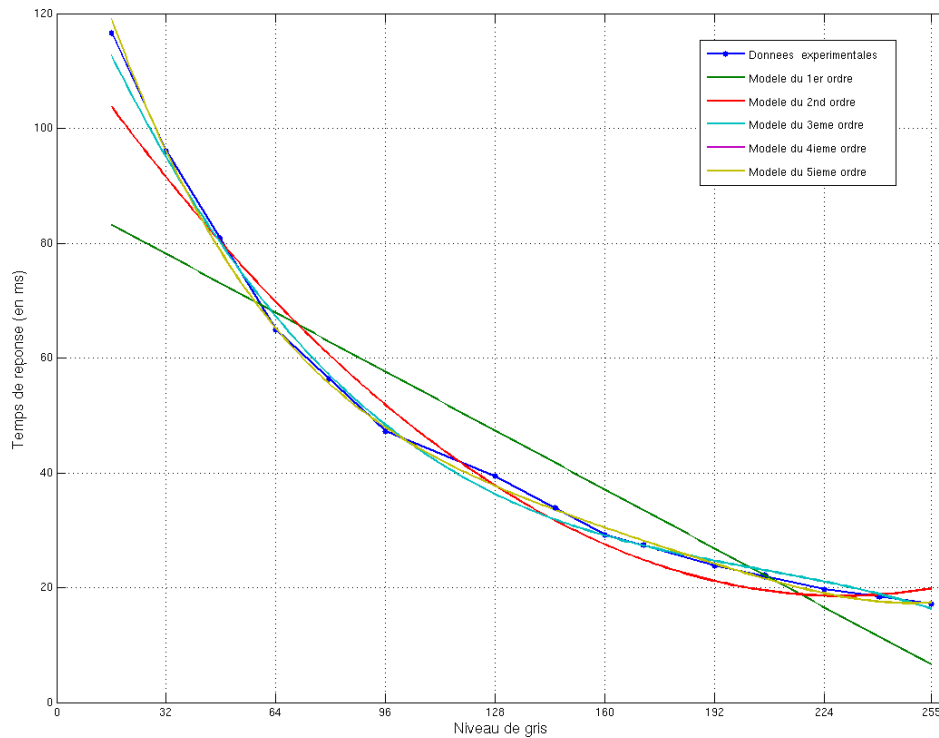


FIG. 6.3 – Précision de représentation de \hat{T}_0 selon le degré du polynôme

Dans cet exemple, nous remarquons que le polynôme de degré 1 possède une erreur relative assez importante par rapport aux mesures expérimentales avec plus de 18%. Concernant les autres polynômes, ces derniers s'adaptent correctement avec les mesures expérimentales et les erreurs relatives sont comprises ici entre 6% (pour le degré 2) et moins de 3% (pour les degrés 4 et 5). Nous verrons à la fin de chapitre et dans le chapitre 9 que le choix du degré du polynôme dépend de l'objectif que l'on souhaite atteindre : degré élevé pour une simple représentation et degré relativement faible pour une correction de temps de réponse.

2.2 Le comportement hyperbolique des cristaux liquides

Le temps de réponse de \hat{T}_0 étant maintenant modélisé, nous allons pouvoir nous pencher sur l'autre caractéristique d'une transition : sa forme générale. A l'image de la méthodologie adoptée concernant le temps de réponse, nous allons fonder notre modèle sur l'expérimentation et l'analyse d'une transition de \hat{T}_0 . La figure 6.4 montre l'évolution des niveaux de gris de T_0^{128} au cours du temps.

Au vu de sa forme générale, on peut observer plusieurs caractéristiques bien spécifiques de la courbe :

- Fonction continue, dérivable, croissante et positive.
- Présence de deux asymptotes dont les valeurs correspondent à la valeur initiale et finale de la transition.
- Point d'inflexion lorsque la courbe atteint la moitié de la valeur finale.

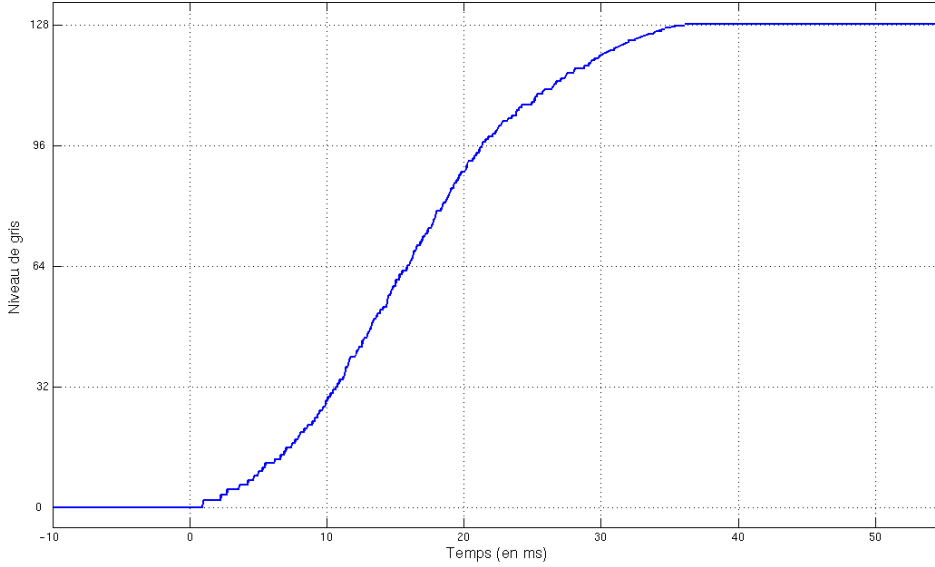


FIG. 6.4 – Evolution temporelle des niveaux de gris de T_0^{128}

A partir de ces constatations, nous proposons que le modèle mathématique se base sur la fonction tangente hyperbolique, notée \tanh . En effet, en dehors de la positivité qui peut être modifiée via un offset, la tangente hyperbolique possède les caractéristiques communes à la courbe de T_0^{128} issue de l'expérimentation. Pour rappel, la fonction tangente hyperbolique est définie par l'équation (6.2).

$$\tanh(x) = \frac{\sinh x}{\cosh x} = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}} \quad (6.2)$$

La fonction tangente hyperbolique étant une fonction continue de \mathbb{R} vers $] -1; 1[$, nous devons ramener l'amplitude de notre modèle sur l'intervalle $]0; y[$. Comme nous le remarquons, cet intervalle est ouvert, c'est-à-dire qu'il est impossible d'atteindre ses bornes. Cela pose quelques problèmes pour définir l'instant où débute la transition. Nous supposons donc qu'en dessous d'une valeur ε , la valeur de la courbe est nulle et au dessus de la valeur $y - \varepsilon$, celle-ci est égale à y .

Cette modification d'amplitude implique qu'à $t = 0$, notre fonction sera égale à $\frac{y}{2}$ au lieu de la valeur 0 désirée. Pour remédier à ce problème, nous utiliserons un retard, noté t_ε afin de décaler temporellement la courbe. Enfin, la valeur de la tangente du modèle en son point d'inflexion sera définie par le temps de réponse de la transition considérée.

Finalement, la fonction du modèle en tangente hyperbolique de T_0^y , notée $\Psi_{0,y}(t)$, est décrite par l'équation (6.3).

$$\Psi_{0,y}(t) = \left(\tanh \left(\frac{2 \times \tanh^{-1}(0.8) \times (t - t_\varepsilon)}{\tau(0, y)} \right) + 1 \right) \times \frac{y}{2} \quad (6.3)$$

Nous allons maintenant vérifier que la valeur $\tau(0, y)$ dans l'équation précédente correspond au temps de réponse comme défini dans la norme VESA.

Preuve : Soient t_{10} et t_{90} définis dans le système (6.4) comme étant les instants pendant lesquels le modèle atteint respectivement 10% et 90% de sa valeur finale.

$$\begin{cases} \Psi_{0,y}(t_{10}) = 0.1 \times y = \left(\tanh \left(\frac{2 \times \tanh^{-1}(0.8) \times (t_{10} - t_\varepsilon)}{\tau(0,y)} \right) + 1 \right) \times \frac{y}{2} \\ \Psi_{0,y}(t_{90}) = 0.9 \times y = \left(\tanh \left(\frac{2 \times \tanh^{-1}(0.8) \times (t_{90} - t_\varepsilon)}{\tau(0,y)} \right) + 1 \right) \times \frac{y}{2} \end{cases} \quad (6.4)$$

Les équations (6.5) sont ensuite obtenues par la division par $\frac{y}{2}$ (valeur non nulle) et l'ajout de -1 à chaque membre des équations.

$$\begin{cases} -0.8 = \tanh \left(\frac{2 \times \tanh^{-1}(0.8) \times (t_{10} - t_\varepsilon)}{\tau(0,y)} \right) \\ 0.8 = \tanh \left(\frac{2 \times \tanh^{-1}(0.8) \times (t_{90} - t_\varepsilon)}{\tau(0,y)} \right) \end{cases} \quad (6.5)$$

La fonction tangente hyperbolique étant une application bijective de \mathbb{R} dans $] -1; 1[$, elle admet un seul et unique antécédent pour une valeur donnée. De ce fait, on obtient le système d'équation (6.6) en utilisant la tangente hyperbolique inverse à chaque membre.

$$\begin{cases} \frac{2 \times \tanh^{-1}(0.8) \times (t_{10} - t_\varepsilon)}{\tau(0,y)} = -\tanh^{-1}(0.8) \\ \frac{2 \times \tanh^{-1}(0.8) \times (t_{90} - t_\varepsilon)}{\tau(0,y)} = \tanh^{-1}(0.8) \end{cases} \quad (6.6)$$

Enfin, on obtient les système (6.7) en divisant de part et d'autre par $\tanh^{-1}(0.8)$ et en multipliant par $\tau(0,y)$.

$$\begin{cases} 2 \times (t_{10} - t_\varepsilon) = -\tau(0,y) \\ 2 \times (t_{90} - t_\varepsilon) = \tau(0,y) \end{cases} \quad (6.7)$$

La soustraction des deux dernières équations du système nous donne finalement la relation $t_{90} - t_{10} = \tau(0,y)$, correspondant bien à la mesure du temps de réponse VESA. Le modèle est donc conforme à cette métrique.

3 Modélisation des autres transitions

Les caractéristiques des transitions de ${}^1\mathbb{T}_0$ ayant été toutes formalisées, nous allons pouvoir passer à l'étude des transitions issues de ${}^1\mathbb{T}_*$. Pour cela, nous allons nous baser sur la relation de recouvrement précédemment représentée sur la figure 5.5 du chapitre précédent page 89. En effet, nous avons vu qu'à partir d'une transition de type T_0^y , il était possible de retrouver exactement la forme globale et le temps de réponse T_x^y , avec $0 < x < y$.

3.1 Forme globale des transitions

En premier lieu, nous allons nous pencher sur la récupération de la forme globale de la transition T_x^y . Celle-ci s'effectue en deux étapes :

1. On extrait premièrement du modèle en tangente hyperbolique la partie de la transition supérieure ou égale à la valeur x , partie commune à T_0^y et T_x^y .
2. La partie du modèle en tangente hyperbolique inférieure à x est ensuite remplacée par cette même valeur.

Soit t_x l'instant pendant lequel $\Psi_{0,y}(t_x) = x$. Après calcul, on obtient $t_x - t_\varepsilon = \frac{\tau \cdot \tanh^{-1}(\frac{2 \cdot xy - 1}{2 \cdot \tanh^{-1}(0.8)})}{2 \cdot \tanh^{-1}(0.8)}$.

On notera $\Psi_{x,y}(t)$ le nouveau modèle, décrivant T_x^y par l'équation (6.8).

$$\Psi_{x,y}(t) = \begin{cases} x & \text{si } t < 0 \\ \Psi_{0,y}(t + t_x) & \text{si } t \geq 0 \end{cases} \quad (6.8)$$

La figure 6.5 résume graphiquement les deux étapes avec l'extraction de la transition T_{32}^{96} à partir des données issues de T_0^{96} .

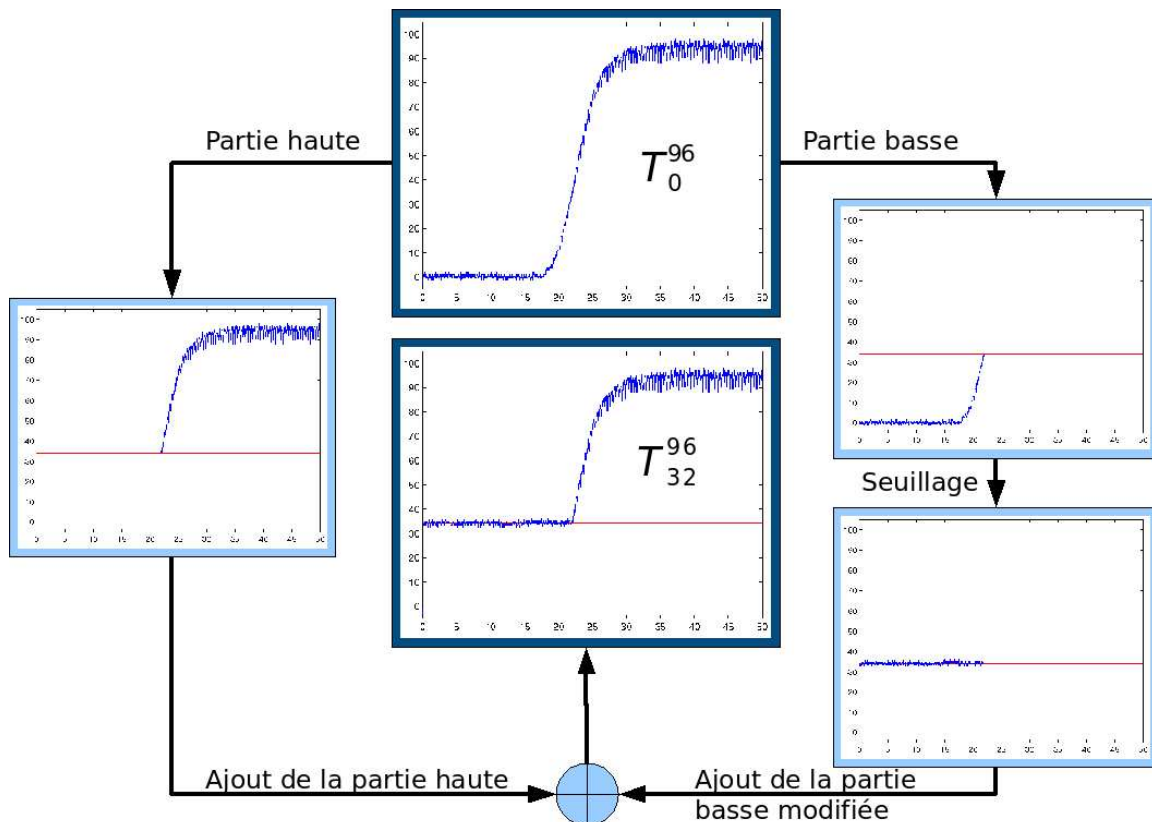


FIG. 6.5 – Extraction de T_{32}^{96} à partir de T_0^{96}

3.2 Calcul du temps de réponse

Nous allons maintenant démontrer qu'il est possible de calculer simplement le temps de réponse de la nouvelle transition T_x^y à partir de la relation de recouvrement précédent, de $\Psi_{x,y}(t)$ ainsi que du temps de réponse de T_0^y . Le calcul se base sur la définition du temps de réponse selon la norme VESA.

Soient t_{10} et t_{90} , définis tels que $\tau(x, y) = t_{90} - t_{10}$ avec t_{10} et t_{90} les instants pendant lesquels la transition atteint respectivement 10% et 90% de sa dynamique :

$$\begin{cases} \Psi_{x,y}(t_{10}) = x + 0.1 \times (y - x) = \left(\tanh \left(\frac{2 \times \tanh^{-1}(0.8) \times (t_{10} - t_\varepsilon)}{\tau(0, y)} \right) + 1 \right) \times \frac{y}{2} \\ \Psi_{x,y}(t_{90}) = x + 0.9 \times (y - x) = \left(\tanh \left(\frac{2 \times \tanh^{-1}(0.8) \times (t_{90} - t_\varepsilon)}{\tau(0, y)} \right) + 1 \right) \times \frac{y}{2} \end{cases} \quad (6.9)$$

On procède ensuite de manière analogue à la preuve de la section précédente en effectuant successivement ces opérations pour chaque membre des deux équations :

1. multiplication par $\frac{2}{y}$
2. ajout de -1
3. passage en \tanh^{-1}
4. multiplication par $\frac{\tau(0, y)}{2 \times \tanh^{-1}(0.8)}$

Posons $p = \frac{x}{y}$, rapport entre la valeur initiale et la valeur finale de T_x^y . On obtient finalement le système (6.10) :

$$\begin{cases} t_{10} - t_\varepsilon = \frac{\tau(0, y)}{2 \tanh^{-1}(0.8)} \tanh^{-1}(1.8p - 0.8) \\ t_{90} - t_\varepsilon = \frac{\tau(0, y)}{2 \tanh^{-1}(0.8)} \tanh^{-1}(0.2p + 0.8) \end{cases} \quad (6.10)$$

Par une simple soustraction entre les deux termes du système, on obtient le nouveau temps de réponse $\tau(x, y)$ donné par l'équation (6.11).

$$\tau(x, y) = \frac{\tau(0, y)}{2 \tanh^{-1}(0.8)} (\tanh^{-1}(0.2p + 0.8) - \tanh^{-1}(1.8p - 0.8)) \quad (6.11)$$

p étant un pourcentage, nous avons la relation $0 \leq p < 1$ impliquant ainsi dans les formules précédentes que $0.8 \leq 0.2p + 0.8 < 1$ et $-0.8 \leq 1.8p - 0.8 < 1$. $\forall x \in]-1, 1[$, la tangente hyperbolique inverse $\tanh^{-1}(x)$ peut s'écrire sous la forme de logarithme (équation (6.12)), fonction beaucoup plus maniable que la tangente hyperbolique inverse, surtout comme dans notre présent problème en présence de soustraction ¹.

$$\tanh^{-1}(x) = \frac{1}{2} \ln\left(\frac{1+x}{1-x}\right) \quad (6.12)$$

¹en effet, si la relation $\ln(a) - \ln(b)$ est facilement représentable sous forme de logarithme par $\ln\left(\frac{a}{b}\right)$, il est plus difficile de représenter $\tanh^{-1}(a) - \tanh^{-1}(b)$ sous forme de tangente hyperbolique inverse.

En remplaçant les trois tangentes hyperboliques inverses de l'équation (6.11) par des logarithmes, on obtient finalement l'équation (6.13) reliant $\tau(x, y)$ à $\tau(0, y)$.

$$\tau(x, y) = \frac{\tau(0, y)}{4 \cdot \ln(3)} \ln \left(1 + \frac{16}{1.8 p + 0.2} \right) \quad (6.13)$$

La dernière simplification consiste à écrire cette relation sous la forme $\tau(x, y) = R(p) \cdot \tau(0, y)$, avec $R(p)$ une fonction représentée par l'équation (6.14) ne dépendant que de p , c'est-à-dire du rapport entre la valeur initiale et de la valeur finale de la nouvelle transition.

$$R(p) = \frac{1}{4 \cdot \ln(3)} \ln \left(1 + \frac{16}{1.8 p + 0.2} \right) \quad (6.14)$$

Le tracé de fonction $R(p)$, représentée par la figure 6.6, montre l'évolution de sa valeur en fonction de son paramètre p . Nous notons premièrement que lorsque $p = 0$ (i.e. $x = 0$), nous obtenons l'équation (6.15).

$$R(0) = \frac{1}{4 \cdot \ln(3)} \ln \left(1 + \frac{16}{0 + 0.2} \right) = \frac{\ln(81)}{4 \cdot \ln(3)} = 1 \quad (6.15)$$

Nous retrouvons logiquement $\tau(x, y) = \tau(0, y)$. Lorsque maintenant p tend vers 1, nous obtenons l'équation (6.16).

$$\lim_{p \rightarrow 1} R(p) = \lim_{p \rightarrow 1} \frac{1}{4 \cdot \ln(3)} \ln \left(1 + \frac{16}{1.8 p + 0.2} \right) = \frac{\ln(9)}{4 \cdot \ln(3)} = \frac{1}{2} \quad (6.16)$$

Cette fonction est donc une application strictement décroissante de $[0; 1[$ vers $]0.5; 1]$. De ce fait, d'un point de vue théorique, $\tau(x, y)$ ne peut descendre en dessous de 50% du temps de réponse de T_0^y lorsque x tend vers y (i.e p tendant vers 1).

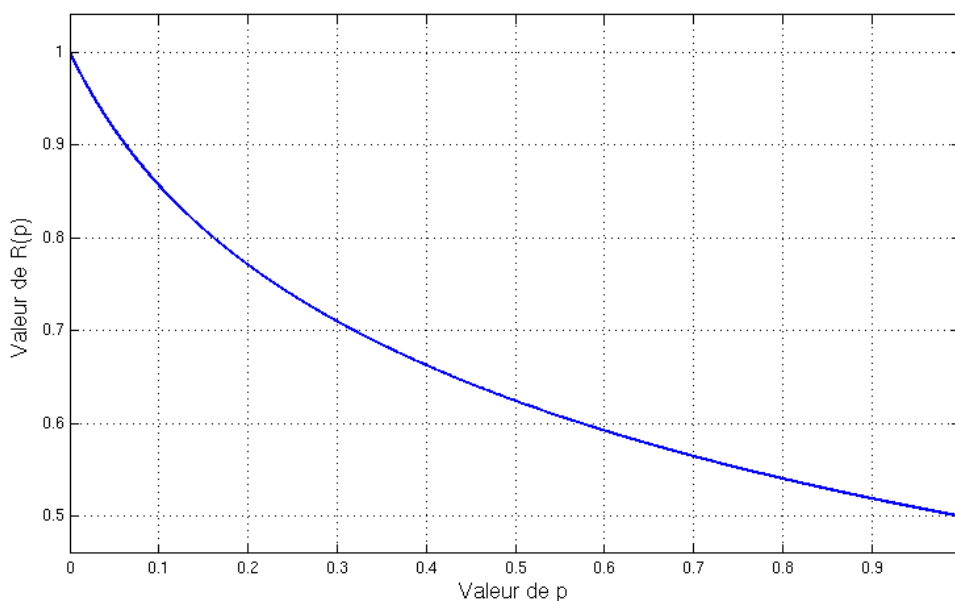


FIG. 6.6 – Représentation de la fonction $R(p)$

4 Résultats

Dans cette section, nous allons nous pencher sur la validité de la fonction en tangente hyperbolique pour les transitions de $\uparrow\mathbb{T}$ en commençant premièrement avec la modélisation de \mathbb{T}_0 puis des transitions de $\uparrow\mathbb{T}_*$. Afin d'estimer l'erreur relative entre le modèle en tangente hyperbolique et la transition capturée, nous allons utiliser les valeurs simulées de temps de réponse calculées à l'aide de la régression polynomiale présentée dans la section 2.1 de ce chapitre avec un polynôme de degré 4, degré donnant ici le meilleur résultat.

Soient $\mathcal{C}_{0,y}(t)$ la courbe représentant la transition mesurée T_0^y , t_1 et t_{99} les instants définis tels que $\mathcal{C}_{0,y}(t_1) = 0.1 \times y$ et $\mathcal{C}_{0,y}(t_{99}) = 0.99 \times y$. L'erreur relative entre le modèle et la mesure, notée e_r , sera calculée entre 1% et 99% de la dynamique (équation (6.17)).

$$e_r = \frac{1}{t_1 - t_{99}} \int_{t_1}^{t_{99}} \frac{\|\mathcal{C}_{0,y}(t) - \Psi_{0,y}(t)\|}{\|\mathcal{C}_{0,y}(t)\|} dt \quad (6.17)$$

Pour le calcul de l'erreur, le jeu de mesures utilisé comporte 30 transitions de \mathbb{T}_0 . Pour chacune d'entre elles, nous avons effectué une modélisation en tangente hyperbolique ainsi que le calcul de e_r . En moyennant l'ensemble des résultats, nous obtenons une erreur relative pour la modélisation de \mathbb{T}_0 de 4.48%.

Comme on peut le voir sur un exemple sur la figure 6.7, cette erreur est essentiellement concentrée au début de la transition mesurée. Ce comportement peut être dû soit à la difficulté de notre système de mesure à capturer les très faibles luminosités (cette petite erreur ne changerait pas la valeur du temps de réponse calculée), soit par une dissymétrie normale de la courbe de transition.

Malgré cette petite faiblesse dans notre modèle, l'erreur relative calculée nous montre que le modèle en tangente hyperbolique est tout à fait adapté à la représentation des transitions de \mathbb{T}_0 .

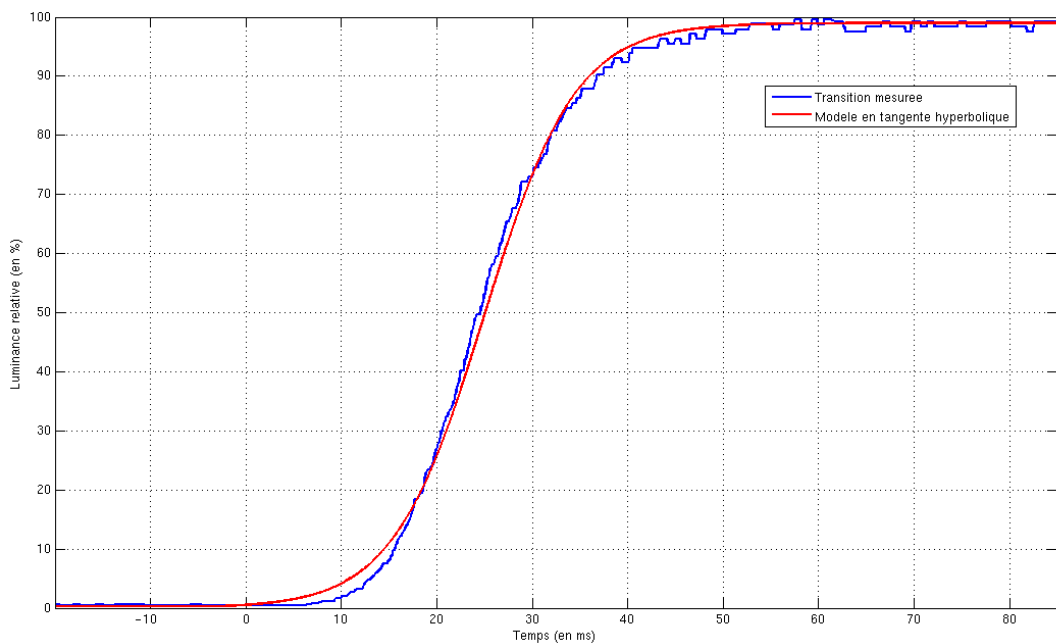


FIG. 6.7 – Comparaison entre T_0^x ($x > 0$) et son modèle en tangente hyperbolique

Nous allons maintenant nous pencher sur le calcul de l'erreur relative pour les transitions de l'ensemble $\uparrow\mathbb{T}_*$. Nous avons vu précédemment que l'erreur de modélisation se localisait essentiellement aux premiers instants de la transition mais pour les transitions de $\uparrow\mathbb{T}_*$, cette partie de la courbe peut être plus ou moins "coupée" (cf figure 6.5) selon la valeur initiale de la nouvelle transition. Par conséquent, nous obtenons des erreurs relatives différentes selon la valeur initiale de la nouvelle transition.

Dans le cas des transitions à faibles valeurs initiales, dont un exemple est représentée sur la figure 6.8, les premiers instants de la transition originale ne sont pas complètement supprimés ; nous obtenons une erreur relative légèrement plus faible que la transition initiale avec une moyenne de 4.03%. Pour les transitions à faibles valeurs initiales et finales, cette erreur monte jusqu'à plus de 9% du fait de la difficulté que nous avons avec notre méthode de mesure à estimer les temps de réponse pour ce type de transitions.

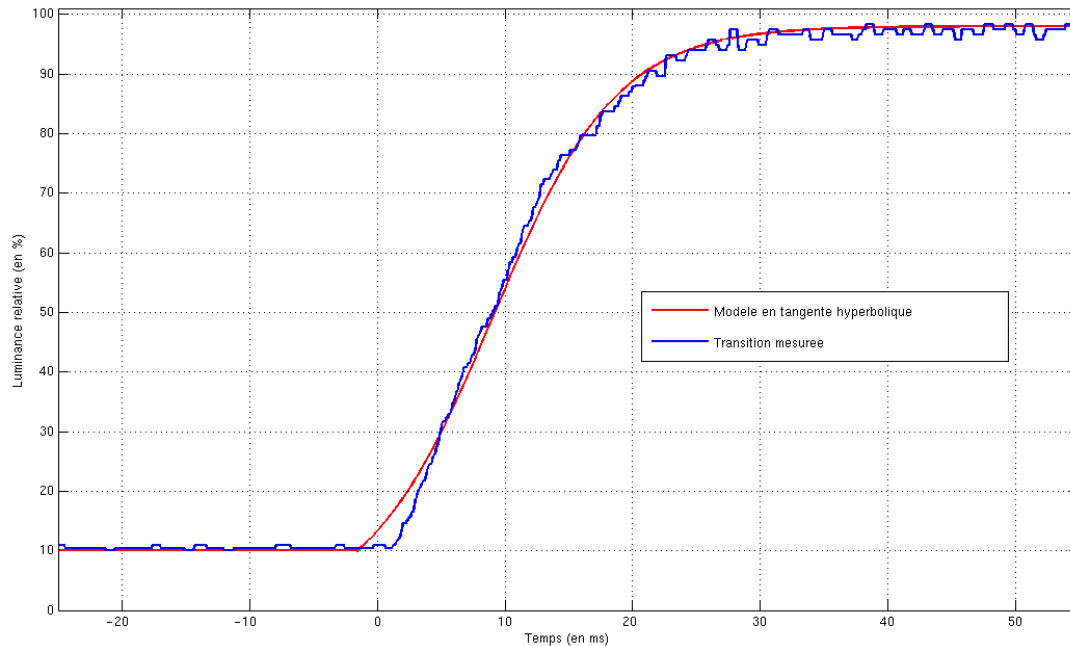


FIG. 6.8 – Comparaison entre T_x^y (avec $x = \frac{y}{10}$) et son modèle en tangente hyperbolique

Dans le cas des transitions à valeurs initiales plus importantes (cf figure 6.9), les premiers instants de la transition originale sont entièrement coupés ce qui permet une importante réduction de l'erreur relative avec $e_r = 1.62\%$. De même, pour les transitions dont la valeur initiale est proche de la valeur finale, l'erreur relative atteint environ 8% pour les mêmes raisons évoquées précédemment.

Au final, malgré une petite faiblesse du modèle situé pendant les premiers instants de la transition, la modélisation en tangente hyperbolique permet d'estimer les transitions de $\uparrow\mathbb{T}$ avec une bonne précision. En effet, pour l'ensemble des transitions montantes, la moyenne de l'erreur relative est inférieure à 7%, qui comprend l'erreur du modèle (la forme de la transition) ainsi que l'erreur d'estimation du temps de réponse avec la régression polynomiale. Cette modélisation s'avère cependant inefficace pour $\downarrow\mathbb{T}$.

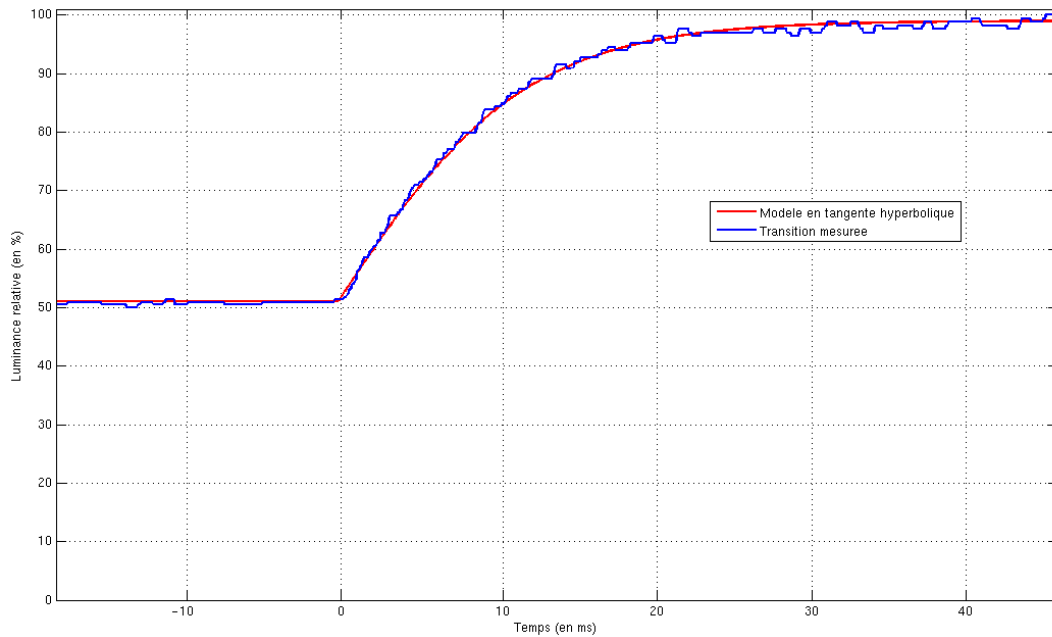


FIG. 6.9 – Comparaison entre T_x^y (avec $x = \frac{y}{2}$) et son modèle en tangente hyperbolique

5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes employés à présenter la première modélisation concernant l'ensemble des transitions montantes. Utilisant une fonction en tangente hyperbolique, ce modèle permet, à partir d'un nombre réduit de mesures de temps de réponse de type $\tau(O, y)$, de retrouver avec précision toutes les caractéristiques des transitions de $\uparrow\mathbb{T}$.

Cependant, aussi performante soit-elle, cette modélisation ne permet pas de traiter l'ensemble des transitions de \mathbb{T} . Par conséquent, le chapitre suivant se propose de présenter le deuxième modèle mathématique pour une prise en compte totale de l'ensemble des transitions.

Chapitre 7

Nouvelle modélisation en exponentielle

1 Introduction

Bien que la modélisation présentée dans le chapitre précédent montre de bons résultats expérimentaux, notamment grâce à la prise en compte de la spécificité des transitions de \mathbb{T}_0 , seules les transitions de $\uparrow\mathbb{T}$ sont concernées par le modèle en tangente hyperbolique. De ce fait, $\downarrow\mathbb{T}$, représentant la moitié des transitions de \mathbb{T} , est exclu de la précédente modélisation mathématique.

Dans ce chapitre, nous proposons une nouvelle modélisation englobant l'ensemble des transitions de \mathbb{T} mais sans s'attacher à la forme particulière des transitions de \mathbb{T}_0 . Pour cela, nous allons nous appuyer sur le modèle de Baba [Baba *et al.*, 2007] présenté dans la section 2.2 du chapitre 5 page 84. Malgré son incohérence vis-à-vis du calcul du temps de réponse VESA, ce précédent modèle a en effet l'avantage de fournir une bonne base de description du comportement de toutes les transitions.

Nous allons commencer par présenter la mise en place de cette nouvelle modélisation en exponentielle, en nous focalisant, premièrement, sur la forme de la transition puis en recherchant les relations entre les temps de réponse. Après cette étude, nous montrerons les résultats obtenus en les comparant avec le modèle en exponentielle de Baba sur lequel nous nous basons.

2 Méthodologie et forme des transitions

La méthodologie, que nous avons adoptée pour retrouver la description mathématique de cette modélisation, reprend l'idée formulée dans la section 3.2 du chapitre 3 page 55 selon laquelle les cellules de cristal liquide et les circuits de pilotage peuvent être modélisés, lors d'une approximation au premier ordre, par un système capacitif (circuit RC), représenté sur la figure 7.1. Ce circuit est soumis à un échelon de tension supposé parfait, passant de U_x (pour $t \leq 0$) à U_y (pour $t > 0$). Nous supposons que cet échelon provoque à l'écran la transition T_x^y .

A $t > 0$, d'après la loi des mailles, on a $U_y = U_C + U_R$ avec $U_R = R.i$ et $i = C \frac{dU_C}{dt}$. Après réarrangement, on obtient l'équation différentielle (7.1).

$$\frac{dU_C}{dt} + \frac{1}{RC}U_C = \frac{U_y}{RC} \quad (7.1)$$

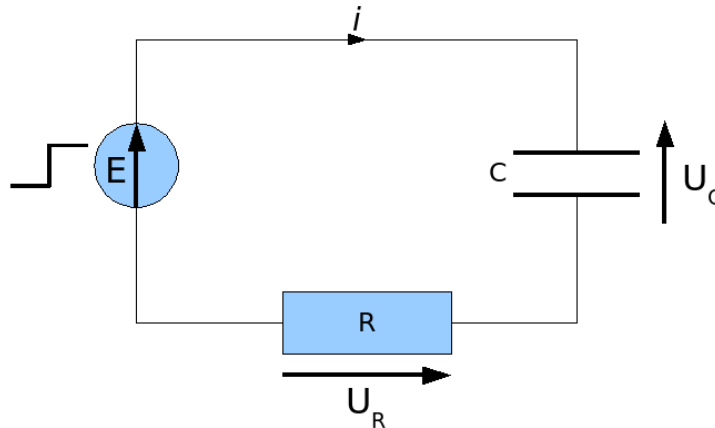


FIG. 7.1 – Représentation des cellules LCD et des circuits de pilotage par un circuit RC

L'équation (7.2) représente la solution générale cette équation différentielle, avec A et $T = RC$ deux coefficients à déterminer par les conditions initiales que nous présenterons par la suite.

$$U_c(t) = Uy + Ae^{-\frac{t}{T}} \quad (7.2)$$

Nous allons maintenant faire une nouvelle approximation selon laquelle la luminosité $L(t)$ affichée à l'écran est proportionnelle à la tension appliquée aux bornes du condensateur $U_C(t)$ [Kumar *et al.*, 2005] ; on a donc $L(t) = a.U_C(t) + b$.

De plus, on supposera qu'à $t < 0$, $U_C(t)$ est constant et par conséquent égal à U_x , tension correspondant à la luminosité de la valeur initiale de T_x^y (notée x) et en régime permanent, lorsque $t \rightarrow \infty$, nous avons $U_C = U_y$, tension correspondant à la luminosité de valeur finale de la transition T_x^y (notée y).

Avec la condition initiale à $t = 0$ précédemment introduite, on obtient la solution décrite par l'équation (7.3).

$$L(t) = y + (x - y)e^{-\frac{t}{T}} \quad (7.3)$$

Il nous reste maintenant à déterminer, pour notre application sur le temps de réponse, la valeur du coefficient T . Pour cela, on impose à notre modèle sa cohérence vis-à-vis de la norme VESA, c'est-à-dire que $\tau(x, y) = t_{90} - t_{10}$ avec $L(t_{90}) = x + 0.9(y - x)$ et $L(t_{10}) = x + 0.1(y - x)$. On obtient le système (7.4).

$$\begin{cases} L(t_{10}) = y + (x - y)e^{-\frac{t_{10}}{T}} = x + 0.1(y - x) \\ L(t_{90}) = y + (x - y)e^{-\frac{t_{90}}{T}} = x + 0.9(y - x) \end{cases} \quad (7.4)$$

Après soustraction dans chaque membre de y , division par $x - y$ et passage à la fonction logarithme, nous obtenons le système (7.5).

$$\begin{cases} \frac{t_{10}}{T} = -\ln(0.9) \\ \frac{t_{90}}{T} = -\ln(0.1) \end{cases} \quad (7.5)$$

On obtient finalement la relation $T = \frac{\ln 9}{\tau}$. Si cette égalité est vérifiée au niveau théorique dans notre approximation du premier ordre, celle-ci s'avère être erronée d'un point de vue pratique du fait d'un côté de la valeur constante de T (fixée par R et C) et d'e l'autre côté de la variation possible de τ (en fonction des valeurs initiales et finales de la transition).

Finalement, nous noterons $\Phi_{x,y}(t)$ cette nouvelle modélisation. Comme on peut le constater sur l'équation (7.6), ce nouveau modèle en exponentielle diffère du modèle de Baba par le remplacement de $\ln 10$ par $\ln 9$, ce qui le rend cohérent vis-à-vis du calcul du temps de réponse VESA.

$$\Phi_{x,y}(t) = \begin{cases} x & \text{si } t < 0 \\ y + (x - y) \cdot e^{-\frac{\ln 9}{\tau}t} & \text{si } t \geq 0 \end{cases} \quad (7.6)$$

Nous allons maintenant vérifier la propriété de symétrisée présentée dans la section 4.3 du chapitre 5 page 91 pour la fonction $\Phi_{x,y}(t)$. Pour rappel, nous avons vu que la symétrisée de T_x^y , notée \widetilde{T}_x^y , concordait avec T_y^x avec l'hypothèse $\tau(x,y) = \tau(y,x)$, d'où la relation $\mathcal{C}(\widetilde{T}_x^y) = (x+y) - \mathcal{C}(T_x^y)$ avec $\mathcal{C}(T)$ la représentation analytique de T_x^y . Pour la fonction $\Phi_{x,y}(t)$, on obtient pour $t \geq 0$ l'équation (7.7).

$$\begin{aligned} \widetilde{\Phi_{x,y}(t)} &= (x+y) - \Phi_{x,y}(t) \\ \widetilde{\Phi_{x,y}(t)} &= (x+y) - (y + (x-y) \cdot e^{-\frac{\ln 9}{\tau}t}) \\ \widetilde{\Phi_{x,y}(t)} &= (x + (y-x) \cdot e^{-\frac{\ln 9}{\tau}t}) \\ \widetilde{\Phi_{x,y}(t)} &= \Phi_{y,x}(t) \end{aligned} \quad (7.7)$$

On retrouve ainsi la propriété de symétrisée. Avant de comparer dans la section 4 les résultats numériques entre les deux modèles, nous allons montrer les relations entre les temps de réponse en se basant sur cette modélisation.

3 Relation entre les temps de réponse

La forme de la transition étant définie, nous allons nous pencher sur les relations existantes entre les temps de réponse à partir de l'équation de $\Phi_{x,y}(t)$ et de la relation de superposition introduite dans la section 4 du chapitre 5 page 88.

Soient $T_{x_1}^y$ et $T_{x_2}^y$ deux transitions décrites respectivement par $\Phi_{x_1,y}(t)$ et $\Phi_{x_2,y}(t)$. On suppose qu'après décalage temporel de t_0 , les deux courbes se superposent parfaitement i.e. $\exists t_0 / \Phi_{x_1,y}(t_0) = x_2$ (relation 1) et $\forall t > t_0, \Phi_{x_1,y}(t) = \Phi_{x_2,y}(t-t_0)$ (relation 2), comme représenté sur la figure 7.2.

Nous allons commencer par rechercher la valeur de t_0 et, grâce à la relation 1, on obtient l'équation (7.8).

$$t_0 = -\frac{\tau(x_1,y)}{\ln(9)} \cdot \ln\left(\frac{x_2 - y}{x_1 - y}\right) \quad (7.8)$$

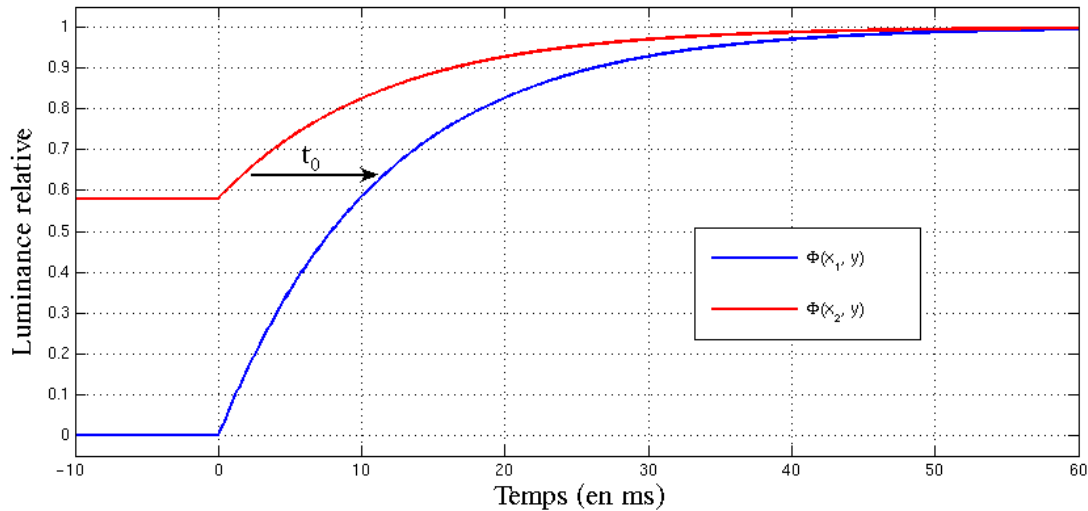


FIG. 7.2 – Décalage temporel de t_0 et relation de superposition pour le calcul du temps de réponse avec le modèle en exponentielle

Nous allons maintenant nous pencher sur la relation 2, exprimée par l'équation (7.9).

$$\begin{aligned}
 \Phi_{x_1,y}(t) &= \Phi_{x_2,y}(t - t_0) \\
 y + (x_1 - y) \cdot e^{-\frac{\ln 9}{\tau(x_1,y)}t} &= y + (x_2 - y) \cdot e^{-\frac{\ln 9}{\tau(x_2,y)}(t-t_0)} \\
 (x_1 - y) \cdot e^{-\frac{\ln 9}{\tau(x_1,y)}t} &= (x_2 - y) \cdot e^{-\frac{\ln 9}{\tau(x_2,y)}t - \frac{\tau(x_1,y)}{\tau(x_2,y)} \ln\left(\frac{x_2-y}{x_1-y}\right)} \\
 (x_1 - y) \cdot e^{-\frac{\ln 9}{\tau(x_1,y)}t} &= (x_2 - y) \cdot e^{-\frac{\ln 9}{\tau(x_2,y)}t} \cdot \left(\frac{x_2 - y}{x_1 - y}\right)^{\frac{\tau(x_1,y)}{\tau(x_2,y)}} \\
 e^{-\ln 9 t \left(\frac{1}{\tau(x_1,y)} - \frac{1}{\tau(x_2,y)}\right)} &= \left(\frac{x_2 - y}{x_1 - y}\right)^{\frac{\tau(x_1,y)}{\tau(x_2,y)} - 1}
 \end{aligned} \tag{7.9}$$

Cette relation doit être vérifiée $\forall t > t_0$. Le membre de droite étant constant quel que soit t , l'exponentielle doit elle aussi être constante, et par conséquent, on obtient la relation $\ln 9 \cdot \left(\frac{1}{\tau(x_1,y)} - \frac{1}{\tau(x_2,y)}\right) \cdot t = 0$ d'où $\tau(x_1,y) = \tau(x_2,y)$.

Au final, en utilisant la relation de superposition et le modèle en exponentielle, le calcul du temps de réponse de $T_{x_2}^y$ donne la même valeur que celui de $T_{x_1}^y$. Cette constatation implique que les temps de réponse des transitions de l'ensemble \mathbb{T}^y sont tous identiques, ce qui n'est pas le cas comme on l'avons vu dans la figure 3.3 page 54.

De ce fait, et contrairement aux modèles en tangente hyperbolique, ce modèle ne décrit que la forme de la transition et une modélisation du temps de réponse n'est donc pas envisageable en s'appuyant sur ce modèle. Cette constatation pose des problèmes notamment sur la description analytique de l'évolution des temps de réponse de $\downarrow\mathbb{T}$.

En effet, contrairement à leurs pendants montants qui ont été décrits par le modèle en tangente hyperbolique, les transitions descendantes en sont dépourvues. On pourra cependant s'inspirer de la méthodologie générale de création d'une telle fonction en l'appliquant aux transitions descendantes.

Malgré la présence de cette lacune de description des temps de réponse dans notre modélisation, le modèle possède des avantages certains de formalisme comme nous allons le montrer dans la prochaine section par la présentation des résultats expérimentaux.

4 Résultats

Nous allons reprendre ici la même méthodologie que dans la section 4 du chapitre 6 page 103 pour valider ce nouveau modèle en exponentielle (avec un temps de réponse simulé, 30 transitions pour chaque calcul d'erreur et une comparaison entre 1% et 99% de la dynamique de la transition). De plus, nous comparerons nos résultats avec le modèle tangente hyperbolique ainsi que le modèle en exponentielle de Baba, présenté dans le chapitre 5.

Nous allons commencer ces résultats par les transitions de T_0 . Contrairement au modèle en tangente hyperbolique, cette nouvelle modélisation ne prend pas en compte la spécificité des transitions à valeur initiale nulle ce qui induit une erreur relative de 5.25% pour notre modélisation et 5.38% pour le modèle en exponentielle de Baba ; cette valeur est plus importante que la fonction en tangente hyperbolique du chapitre précédent et comme on le voit sur la figure 7.3, cette erreur est toujours localisée au début de la courbe et on note la présence d'un retard important pour ce type de transitions (10ms pour un temps de réponse de 25ms).

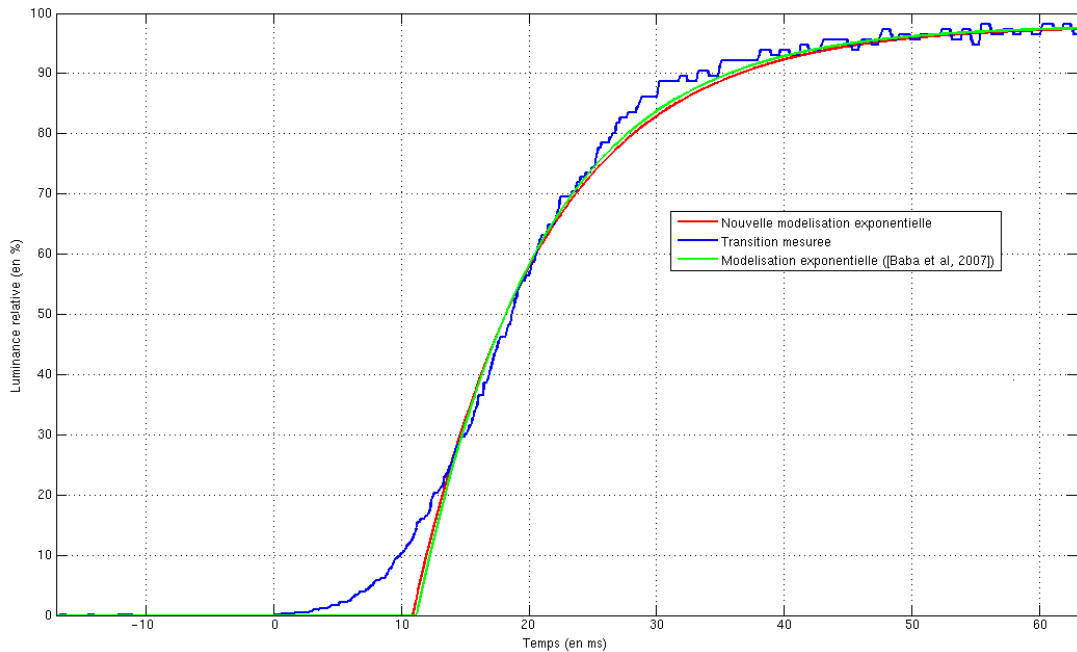


FIG. 7.3 – Comparaison entre T_0^x (avec $x > 0$) et ses deux modélisations en exponentielle

Pour les transitions de $\uparrow T_*$, nous arrivons au même constat que dans le chapitre précédent : si la valeur initiale est faible, on retrouve une partie de la spécificité des transitions de $\uparrow T_0$ au début de la courbe, comme on le voit sur la figure 7.4. L'erreur relative obtenue avec notre modèle descend à 3.18% (3.33% pour le modèle de Baba) et devient ainsi plus précis que le modèle en tangente hyperbolique.

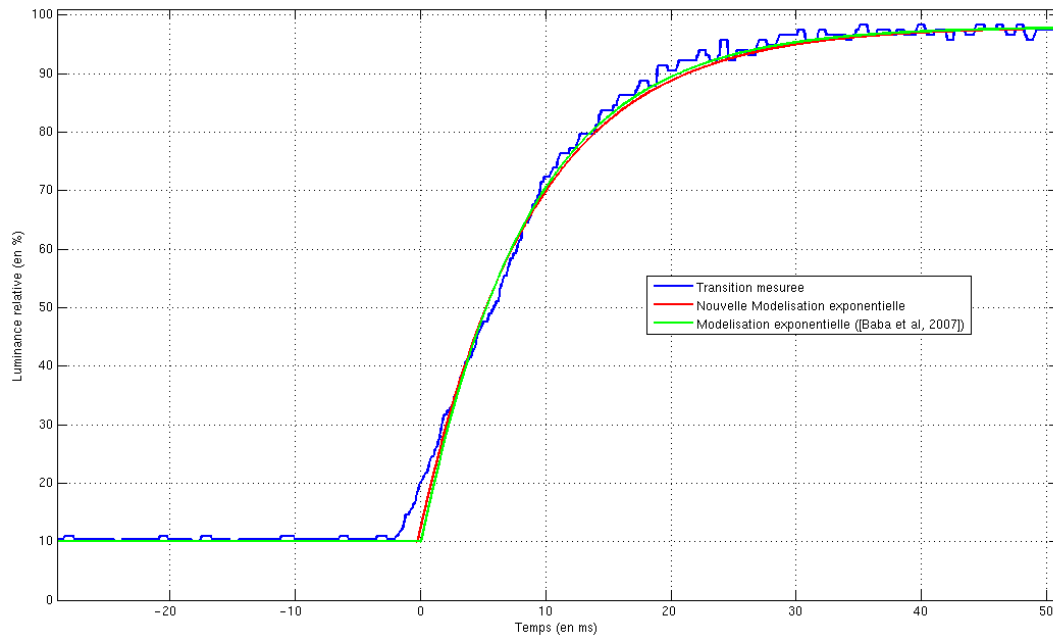


FIG. 7.4 – Comparaison entre T_x^y (avec $x > y$ et $x = \frac{y}{10}$) et ses deux modélisations en exponentielle

Dans le cas des transitions montantes à valeurs initiales plus importantes (représenté par la figure 7.5), la spécificité de la transition disparaît entièrement. La suppression de cette partie de courbe dans la prise en compte du calcul réduit en grande proportion l'erreur relative : elle est en effet de 1.10% avec notre modèle et de 1.21% avec celui de Baba. Dans ce cas, l'erreur n'est plus locale mais est répartie sur l'ensemble de la courbe.

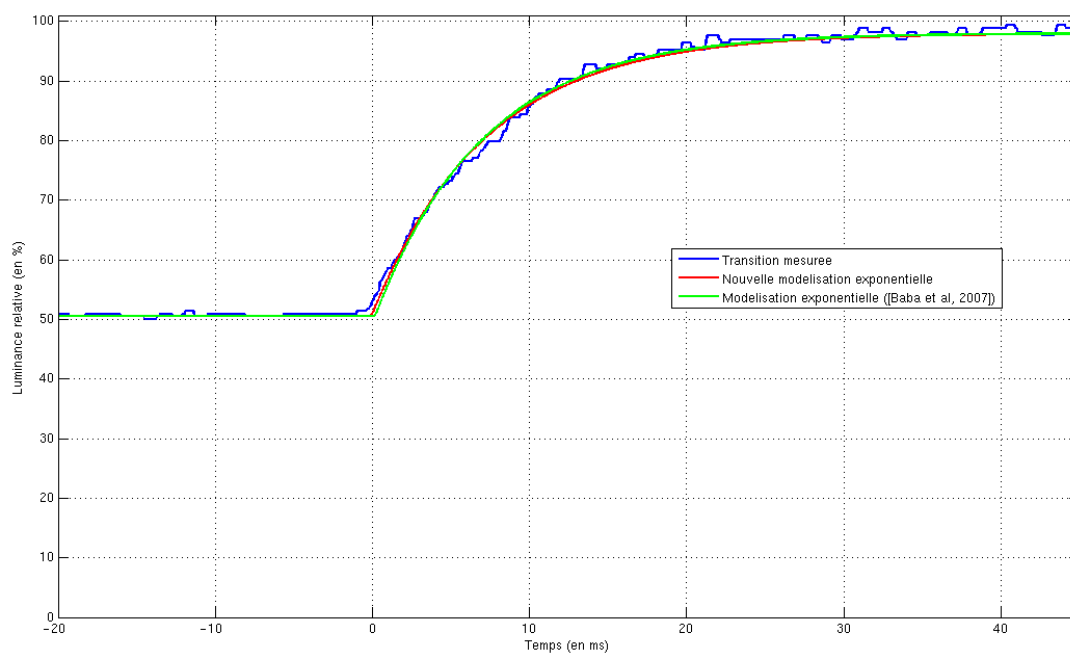


FIG. 7.5 – Comparaison entre T_x^y (avec $x > y$ et $x = \frac{y}{2}$) et ses deux modélisations en exponentielle

Enfin, nous allons étudier la précision des deux modélisations pour les transitions de $\downarrow T$. Ces transitions n'ayant aucune spécificité particulière, nous prendrons un cas général, représenté figure 7.6, pour le calcul de l'erreur relative. En effectuant le calcul entre 1% et 99% de la dynamique, les résultats obtenus donnent une erreur de 2.44% pour notre modèle et de 2.46% pour le modèle en exponentielle proposé par Baba. Comme dans le cas précédent, cette erreur est répartie sur l'intégralité de la courbe et ne présente pas de fortes erreurs localisées.

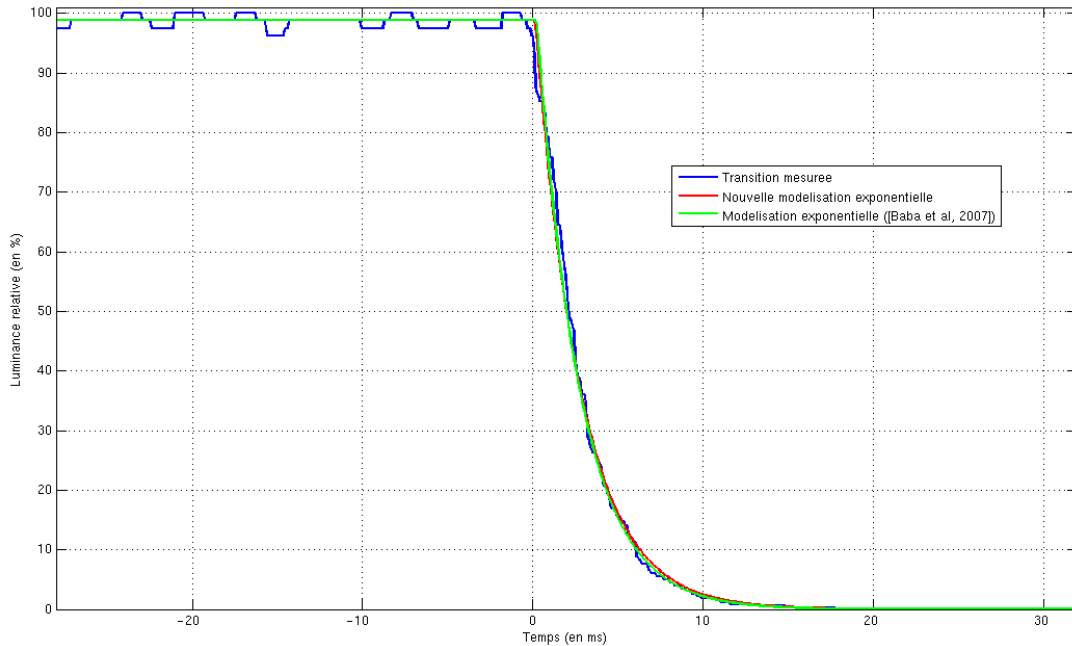


FIG. 7.6 – Comparaison entre T_x^0 (avec $x > 0$) et ses deux modélisations en exponentielle

Au final, du fait de sa cohérence vis-à-vis de la norme VESA, notre modélisation en exponentielle est toujours légèrement plus précise que le modèle de Baba. De plus, nous avons vu que, si notre modèle est particulièrement mal adapté aux transitions de T_0 , celui-ci donne de très bons résultats pour toutes les autres transitions et permet, contrairement au modèle en tangente hyperbolique de correctement estimer les transitions de $\downarrow T$. Le tableau 7.1 rappelle les résultats d'erreur relative obtenus pour les différents types de transitions.

Transition estimée	Erreur relative		
	modèle en tanh	modèle en exp	modèle de Baba
T_0	4.48%	5.25%	5.38%
T_x^y avec $0 < x < 32$	4.03%	3.18%	3.33%
T_x^y avec $x > 32$	1.62%	1.10%	1.21%
$\downarrow T$	/	2.44%	2.46%

TAB. 7.1 – Bilan des erreurs relatives obtenues selon les modèles

5 Conclusion

Contrairement au modèle en tangente hyperbolique, ce dernier chapitre, consacré à la modélisation en exponentielle des transitions, était centré uniquement sur la description de la forme des transitions de \mathbb{T} et délaissait ainsi le comportement des temps de réponse. Les différences entre les deux modèles ne s'arrêtent pas là et afin de conclure cette partie sur la modélisation, le tableau 7.2 dresse le bilan des avantages et inconvénients des deux modèles que nous avons proposés.

Critères du modèle	Modèle en tangente hyperbolique	Modèle en exponentielle
Ensemble modélisé	\mathbb{T}	$\uparrow\mathbb{T}$
Spécificité de \mathbb{T}_0	Non	Oui
Modélisation des temps de réponse par la relation de superposition	Oui	Non
Type de modélisation	Modèle empirique	Modèle physique

TAB. 7.2 – Bilan des deux modélisations

Au vu de ce tableau, nous pouvons dire que les deux modèles présentés sont complémentaires sur l'ensemble des points et fournissent une bonne représentation mathématique des transitions et des temps de réponse.

Ce chapitre clôt notre étude théorique sur le temps de réponse et les transitions, présentée tout au long des chapitres 3 à 7. Dans la dernière partie, nous allons mettre en application les différentes modélisations en vue de la réduction de temps de réponse et ainsi, atteindre notre objectif principal consistant à réduire le flou perçu sur les écrans LCD.

Quatrième partie

Applications à la réduction du flou

Chapitre 8

L'Overdrive, ou méthode de réduction du temps de réponse

1 Introduction

Comme nous l'avons montré dans la section 3.2 du chapitre 2 page 37, un temps de réponse trop important pour un écran LCD génère des phénomènes de flou et des effets de traînées perceptibles pour l'utilisateur. Afin de réduire cet artefact visuel, la solution que nous envisageons consiste naturellement à diminuer le temps de réponse des cristaux liquides.

Dans la section 2 du chapitre 5 page 83, nous avons vu que le temps de réponse d'un écran LCD dépend d'une part de la chimie des cristaux (viscosité, constantes d'élasticité, ...) et d'autre part du champ électrique qui commande la cellule. Les entreprises œuvrant dans la réduction du temps de réponse se sont donc tournées vers ces deux domaines, en travaillant premièrement sur la modifications des caractéristiques intrinsèques des cristaux [Van Doorn, 1975; Aftergut et Cole, 1977; Mukoh *et al.*, 1983] et plus tard, avec la démocratisation des écrans LCD, en modifiant la tension appliquée aux pixels [Okumura et Fujiwara, 1993]. Dans le contexte industriel dans lequel nous nous plaçons, cette dernière solution est la seule envisageable puisque nous sommes dans l'impossibilité d'influer directement sur les propriétés du cristal liquide.

Dans ce chapitre, nous allons décrire la principale technique de réduction de temps de réponse basée sur la modification de la tension. Nous allons présenter premièrement son principe général, puis nous nous focaliserons sur les deux éléments nécessaires à son implémentation et enfin, nous ferons le bilan de cette solution en détaillant ses avantages, ses inconvénients et les améliorations existantes.

2 Principe général

Bien que chaque entreprise possède son propre sigle ou appellation de technique de réduction de temps de réponse, avec par exemple le DCC de Hitachi [Furuhashi *et al.*, 2002], le A-DCC de Samsung [Lee *et al.*, 2006b] ou le ALAO de Toshiba [Okumura *et al.*, 2005], la grande majorité des solutions actuelles sont basées sur le même principe que nous allons maintenant présenter.

Nous avons montré dans la section 3.2 du chapitre 2 page 37 qu'une transition T_x^y était perçue comme floue lorsque son temps de réponse était supérieur à l'inverse de la fréquence de rafraîchissement ($\tau(x, y) > \frac{1}{f}$). Dans ce cas, si la transition débute à l'instant $t = t_0$, la luminosité désirée y ne sera pas atteinte avant la nouvelle commande, c'est-à-dire à $t = t_0 + \frac{1}{f}$. Soit $\mathcal{C}(t)$ la courbe de luminance de la transition au cours du temps. Dans le cas présent, nous obtiendrons $\mathcal{C}(t_0 + \frac{1}{f}) < y$.

L'objectif de la réduction du temps de réponse est de "forcer" les transitions T_x^y à atteindre leur valeur finale à la fin de la trame. Pour cela, nous allons modifier la valeur finale y tout en utilisant le fait que la commande change périodiquement tous les $\frac{1}{f}$.

Soit T_x^y une transition de $\uparrow\mathbb{T}$ débutant à $t = t_0$ et tel que $\tau(x, y) > \frac{1}{f}$. Pendant toute la durée de la trame, nous allons appliquer une commande plus élevée (appelée *overshoot*); celle-ci correspond donc à une nouvelle transition notée $T_x^{y'}$ (avec $y' > y$) et possédant un temps de réponse $\tau(x, y')$ différent de $\tau(x, y)$. Nous allons maintenant voir de quelle manière choisir cette nouvelle valeur finale y' .

Soient $\mathcal{C}(t)$ et $\mathcal{C}'(t)$ les courbes représentatives de T_x^y et de $T_x^{y'}$. La nouvelle valeur finale y' sera calculée tel que $\mathcal{C}'(t_0 + \frac{1}{f}) = y$, valeur qui correspond à la valeur finale de la transition d'origine. Puisqu'une nouvelle commande est appliquée à l'instant $t = t_0 + \frac{1}{f}$, $\mathcal{C}'(t)$ n'atteindra jamais sa valeur finale y' et une nouvelle transitions débutera à cet instant. La valeur de la correction dépend donc de la fréquence de rafraîchissement f et de l'évolution des temps de réponse de $\uparrow\mathbb{T}_x$.

La figure 8.1 montre le principe général de l'*overdrive* pour une transition de $\uparrow\mathbb{T}$.

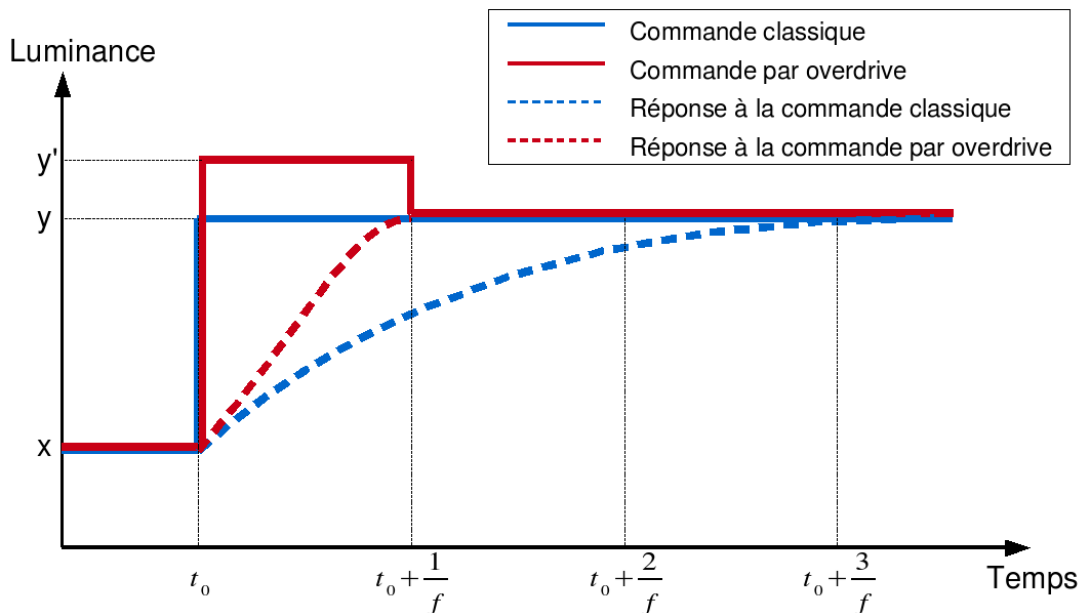


FIG. 8.1 – Principe général de l'*overdrive*

La démarche est en tout point identique pour les transitions de $\downarrow\mathbb{T}$ hormis le fait d'appliquer une commande plus faible ($y' < y$) (appelée aussi *undershoot*). Afin de simplifier l'utilisation de ces termes, nous emploierons par la suite le terme générique d'*overdrive* pour qualifier la méthode de réduction de temps de réponse quelle que soit la nature de la transition.

A partir de cet algorithme, nous pouvons comprendre la raison pour laquelle la norme ISO a été substituée par le *Gray-to-Gray*, décrit dans la section 3.3 du chapitre 3 page 56, par les entreprises d'électronique du LCD. En effet, la norme ISO correspond à la somme de $\tau(0, 255)$ avec $\tau(255, 0)$ et avec la méthode *overdrive*, ces deux temps de réponse, comme les temps des transitions de $\downarrow\mathbb{T}^{255}$ et de $\uparrow\mathbb{T}_0$ ne peuvent être accélérées. En effet, le blanc et le noir étant deux extrema, ils correspondent à la tension minimale et maximale du circuit et il n'est donc pas possible d'appliquer une tension supérieure à celle du blanc ou une tension inférieure à celle du noir. Au final, bien que l'*overdrive* puisse améliorer toutes les autres transitions, cette technique n'aurait aucune influence sur la métrique ISO. Dans l'objectif de faire corrélérer performance et métrique, le *Gray-to-Gray* a donc été créé.

Concernant l'implémentation matérielle de la solution, sa mise en œuvre est relativement simple et ne demande que deux mémoires [Nakanishi *et al.*, 2001].

- une première pour enregistrer l'image précédente (qui correspond aux valeurs initiales des transitions). Cette mémoire sera appelée "mémoire de trame".
- une seconde où sont stockées les valeurs de corrections adéquates pour chaque transition. Cette mémoire sera nommée "mémoire de correction" ou encore *Look-Up-Table* (ou L.U.T.).

La figure 8.2 représente le schéma général de l'*overdrive* avec l'utilisation de ces deux mémoires.

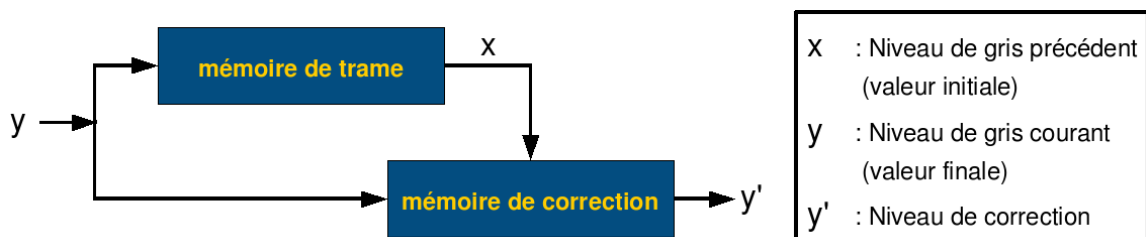


FIG. 8.2 – Schéma de l'*overdrive*

Dans les deux sections suivantes, nous allons présenter plus en détail la mémoire de correction puis la mémoire de trame avec leur définition, leurs limites ainsi que leurs améliorations existantes.

3 La mémoire de correction

La mémoire de correction, ou *Look-Up Table*, est généralement une mémoire non volatile ou mémoire morte (R.O.M. ou *Read-Only Memory*) ce qui signifie que les valeurs de correction y sont stockées de manière définitive, sans possibilité de modification. Par conséquent, puisque ces valeurs sont dépendantes de la durée de la trame (et donc de f), à chaque fréquence d'utilisation correspond une L.U.T. différente.

Cette mémoire est souvent représentée sous forme matricielle avec pour indice de ligne la valeur initiale de la transition, pour l'indice de colonne la valeur finale et pour coefficient la valeur de correction pour une transition de niveaux de gris. Un pixel étant composé de trois cellules de cristal liquide, considérées physiquement comme identiques, et correspondant aux trois composantes couleurs, il y a donc trois accès à la mémoire de correction pour chaque pixel de l'écran, un pour chaque composante couleur (rouge, verte et bleue).

Le remplissage de la matrice peut s'effectuer de manière automatique grâce par exemple à un système bouclé d'asservissement d'*overshoot* [Kim *et al.*, 2004b; Park *et al.*, 2005] comme le montre la figure 8.3. Cependant, les valeurs de correction de la totalité des transitions ne sont généralement pas enregistrée dans la L.U.T. En effet, outre les problèmes de durée et de fiabilité des acquisitions ainsi que les difficultés à corriger les très faibles transitions, la taille d'une *Look-Up Table* complète nécessiterait, pour des pixels codés sur 8 bpp, $(2^8 \times 2^8 - 2^8) \times 8 = 510$ kbits¹ ce qui correspond à une taille relativement importante ayant un impact non négligeable sur le coût de la solution.

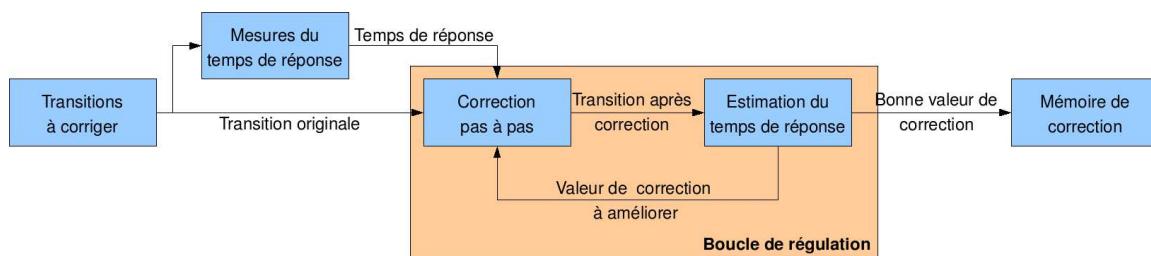


FIG. 8.3 – Méthode de remplissage de la mémoire de correction

Afin de diminuer cette taille, la méthode la plus utilisée consiste à réduire les dimensions du tableau de 256×256 à $m \times n$ (avec m la quantification de la valeur initiale et n celle de la valeur finale) et estimer ensuite les valeurs de correction non prise en compte grâce à une interpolation [McCartney, 2003], le plus souvent de type bilinéaire ; les tailles sont généralement réduites à 16×16 ou 32×32 .

Une autre méthode pour réduire la taille de la mémoire de correction est de stocker dans le tableau la valeur différentielle $y' - y$ au lieu de y' pour la transition T_x^y . Le signe de la différence n'est pas directement codé mais déterminé par la nature même de la transition (correspondant à une position précise dans la matrice) ; on a en effet un différentiel positif pour les transitions montantes et négatif pour les descendantes. Ainsi, chaque élément du tableau pourra être codé sur p bits, avec p fixe et $p < 8$.

De plus, à l'instar des dimensions de la mémoire de correction, il est envisageable de quantifier ces valeurs différentielles. Cependant, une telle opération, si elle n'est pas parfaitement maîtrisée, peut entraîner erreurs de troncature et par conséquent une perte de la précision de la correction [Kim *et al.*, 2003].

¹la diagonale de la matrice n'est pas prise en compte car elle correspond aux transitions ayant la même valeur initiale et finale

Au final, le tableau 8.1 montre des exemples de taille de mémoire de correction, selon sa dimension et la précision de ses valeurs. Concernant les dimensions, les tailles 32×32 et 16×16 sont généralement les plus utilisés tandis que du côté du codage des données, une valeur supérieure à 5 bits permet d'obtenir une précision suffisante (de ± 4 niveaux de gris), sans générer des problèmes au niveau visuel.

Dimension	Précision des valeurs	Interpolation	Taille de la L.U.T
256×256	8 bit	Non	510 kbits
256×256	5 bit	Non	318.75 kbits
32×32	8 bit	Oui	7.75 kbits
32×32	5 bit	Oui	4.8437 kbits
16×16	8 bit	Oui	1.875 kbits
16×16	5 bit	Oui	1.171875 kbits

TAB. 8.1 – Exemples de taille de la mémoire de correction

4 La mémoire de trame

La mémoire de trame est une mémoire volatile (R.A.M. ou *Random Access Memory*) ce qui signifie qu'à chaque fin de trame (tous les $\frac{1}{f}$), les données de celle-ci sont remplacées par de nouvelles valeurs. Au temps t_0 , une nouvelle image doit être affichée à l'écran ; les données de celle-ci, correspondant aux valeurs finales des transitions en cours, sont affichées et enregistrées en mémoire. Au temps $t_0 + \frac{1}{f}$, les éléments stockés en mémoire sont comparés aux données en cours dans l'algorithme d'*overdrive* et correspondent maintenant aux valeurs initiales de la nouvelle transition.

La taille de cette mémoire dépend de la profondeur des pixels et de la résolution du panneau sur lequel l'image sera affichée. Le tableau 8.2 montre quelques exemples de taille de mémoire de trame selon la résolution de l'écran et à profondeur de bits constante (fixée à 3×8 bpp).

Résolution du panneau	Taille de la mémoire de trame
1366×768	24.01 Mbits
1440×900	29.66 Mbits
1280×1024	30.00 Mbits
1680×1050	40.37 Mbits
1920×1080	47.46 Mbits

TAB. 8.2 – Exemples de taille de la mémoire de trame

Ces tailles sont relativement importantes et afin de les réduire, des algorithmes de compression/décompression sont ajoutés avant et après la R.A.M. [Someya *et al.*, 2002; Koo *et al.*, 2005]. Ces méthodes sont souvent de type compression avec perte [Wubben *et al.*, 2004], connues pour leur simplicité de mise en œuvre et leur performance à fort taux de compression [Someya *et Okuda*, 2004].

5 Avantages et inconvénients

Le principal avantage des techniques *overdrive* basées sur une *Look-Up-Table* et d'une R.A.M. est avant tout sa simplicité de mise en œuvre. En effet, l'unique difficulté que l'on pourrait rencontrer est le calcul des valeurs de correction et leur intégration dans la *Look-Up-Table*.

Cette simplicité implique cependant plusieurs problèmes et limitations. Premièrement, l'utilisation d'une L.U.T. correspond à un état déterminé des paramètres de l'écran, comme la fréquence de rafraîchissement ou la température [Shigeta et Fukuoka, 2004]. Un changement de ces paramètres entraîne donc une multiplication des L.U.T. et par conséquent une augmentation du coût. Il existe donc un problème d'adaptabilité par rapport aux paramètres de l'écran.

Le deuxième problème concerne la compression des données produisant des erreurs de quantification sur les valeurs initiales des transitions [Someya *et al.*, 2004]. Par conséquent, avec cette erreur de précision, la valeur de correction récupérée dans la *Look-Up-Table* ne sera pas celle de la transition désirée et la réduction du temps de réponse ne sera donc pas optimale [Hsu *et al.*, 2004]. Une minimisation des erreurs de quantification dans la compression est donc nécessaire afin de réduire les erreurs de sélection dans la L.U.T. [Someya *et al.*, 2006].

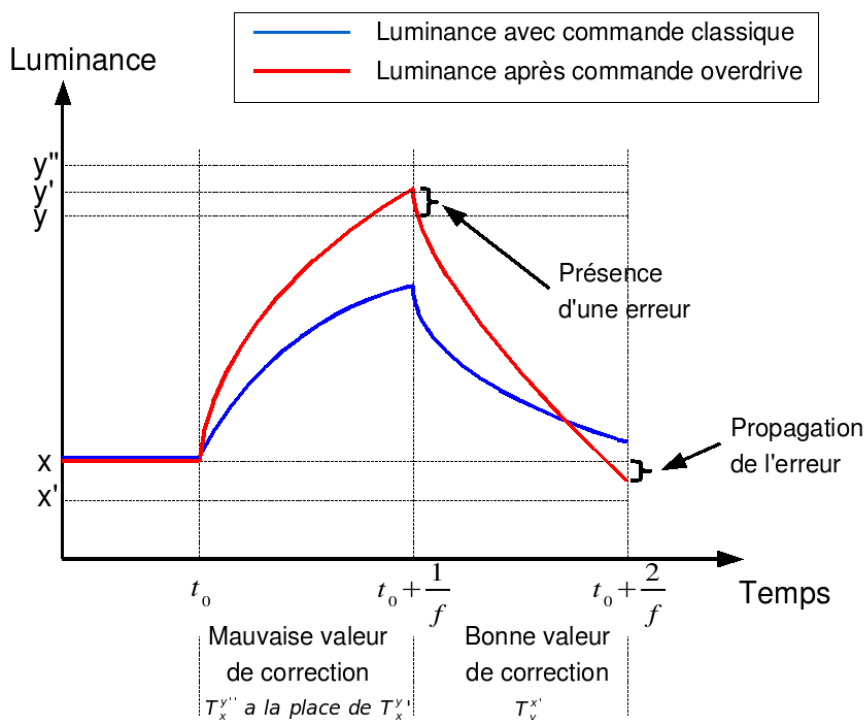


FIG. 8.4 – Propagation des erreurs avec et sans *overdrive*

Enfin, nous allons voir ce que peut générer une mauvaise correction. Supposons deux transitions successives T_x^y et T_y^x possédant un temps de réponse supérieur à la durée de la trame. Supposons que la première transition n'est pas compensée correctement ; on applique à $t = t_0$ à cette première transition un *overshoot* trop important (de valeur y'' au lieu de y' avec $y < y' < y''$) et à la seconde, à $t = t_0 + \frac{1}{f}$, un *undershoot* de valeur correcte x' , avec $x' < x$. Dans ce cas, comme on peut le voir sur la figure 8.4, nous obtenons à $t = t_0 + \frac{1}{f}$ une valeur supérieure à celle désirée (notée y_a) et de ce fait, la transition suivante demandée n'est pas $T_y^{x'}$ mais $T_{y_a}^{x'}$.

En supposant que cette nouvelle transition ait un temps de réponse inférieur à la durée de la trame, la valeur atteinte à $t = t_0 + \frac{2}{f}$ pourra atteindre x' au lieu de la valeur x attendue. Par conséquent, une mauvaise valeur de correction peut générer des erreurs au delà de la trame dans laquelle elle a été appliquée. Cependant, le temps de réponse de T_a^b et $T_{a+\Delta a}^b$ (avec Δa faible) étant très proche, il faudrait une erreur très importante sur la correction pour arriver à ce résultat.

6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la principale technique de réduction de temps de réponse. Tandis que deux stratégies sont envisageables, l'une reposant sur la modification de la tension et l'autre sur l'amélioration des propriétés chimiques des cristaux, nous nous sommes focalisés uniquement sur la première sur laquelle l'ensemble des solutions électroniques actuelles se base.

Très simple à mettre en œuvre avec sa mémoire de correction et sa mémoire de trame, l'*overdrive* peut être amélioré grâce à de nombreuses optimisations afin de réduire la taille de ses deux mémoires. Cependant, la solution possède plusieurs inconvénients liés à son manque d'adaptabilité par rapport aux paramètres physiques de l'écran avec notamment l'absence de prise en compte de la fréquence de rafraîchissement.

Dans le prochain chapitre, nous allons proposer une technique d'*overdrive* particulier, fondé sur nos modèles de transitions présentés précédemment dans les chapitres 5 page 83 et 6 page 95. Celle-ci pourra prendre en compte dans le calcul de correction la fréquence de rafraîchissement sans pour autant multiplier le nombre de *Look-Up-Table* comme dans les solutions d'*overdrive* classiques.

Chapitre 9

Réduction du temps de réponse basée sur les modélisations

1 Introduction

La présentation de l'architecture de la solution *overdrive* dans le chapitre précédent nous a permis d'isoler différents problèmes liés à l'utilisation de la mémoire de correction. La première limitation provient du remplissage de la *Look – Up – Table*. En effet, celle-ci demande, pour chaque transition prise en compte, de nombreuses mesures afin de déterminer la valeur optimale d'*overshoot*, ce qui se traduit, par conséquent, par un temps non négligeable pour cette opération. Il est toutefois possible de réduire le nombre des transitions prises en compte ou de quantifier les valeurs de correction de la L.U.T. mais ces simplifications détériorent la précision des résultats. Le second problème lié à la L.U.T résulte de la simplicité de mise en œuvre de la solution ; en effet, l'utilisation d'une unique mémoire de correction implique que son fonctionnement s'effectue à fréquence de rafraîchissement fixe. Pour chaque nouvelle fréquence considérée, une nouvelle L.U.T. est ainsi nécessaire ce qui augmente la taille du circuit et par conséquent son coût.

Afin de permettre une utilisation de l'*overdrive* quelle que soit la fréquence de rafraîchissement de l'écran tout en augmentant la précision des valeurs d'*overshoot*, ce chapitre va proposer une technique de réduction du temps de réponse fondée sur les modélisations présentées dans la partie III. Nous allons commencer par présenter la démarche envisagée puis nous résoudrons les différentes équations d'*overdrive* avant d'évaluer les résultats obtenus.

2 Démarche envisagée

Dans cette section, nous allons présenter la démarche envisagée afin d'utiliser nos deux modélisations mathématiques en vue d'une technique de réduction de temps de réponse. Soit $\mathcal{C}_{x,y,\tau}(t)$ la courbe représentant l'évolution de la luminosité de T_x^y , avec $\tau = \tau(x, y)$. Pour rappel, l'objectif des méthodes de type *overdrive* est de veiller à ce que l'ensemble des transitions atteignent à l'instant $\frac{1}{f}$ leur valeur finale, affirmation formalisée par l'équation (9.1).

$$\mathcal{C}_{x,y,\tau}\left(\frac{1}{f}\right) = y \tag{9.1}$$

Lorsque cette précédente relation ne peut être vérifiée (i.e. lorsque $\tau > \frac{1}{f}$), la méthode consiste à modifier la valeur finale de transition y vers la valeur y' (avec $y' > y$ dans le cas d'un *overshoot* et $y' < y$ pour un *undershoot*) afin que la nouvelle transition atteigne à l'instant $t_0 + \frac{1}{f}$ la précédente valeur finale y .

Après l'instant $t_0 + \frac{1}{f}$, une autre transition débute et par conséquent la valeur y' n'est jamais atteinte. Ce changement de valeur finale modifie cependant, entre $t = 0$ et $t = t_0 + \frac{1}{f}$, la nature de la transition et le temps de réponse entre x et y est par conséquent modifié ; nous obtenons ainsi l'équation (9.2).

$$C_{x,y',\tau'}\left(t_0 + \frac{1}{f}\right) = y \quad (9.2)$$

avec $\tau' = \tau(x, y')$. En utilisant la relation reliant le temps de réponse de T_x^y aux variables x et y (utilisant l'équation (6.14) page 102), nous pouvons simplifier l'équation (9.2) en supprimant la redondance exprimée par τ' et obtenir ainsi l'équation (9.3).

$$C'_{x,y'}\left(t_0 + \frac{1}{f}\right) = y \quad (9.3)$$

avec C' la nouvelle fonction issue de C et décrivant τ' par le couple (x, y') . La figure 9.1 montre la représentation graphique des équations et relations précédemment introduites.

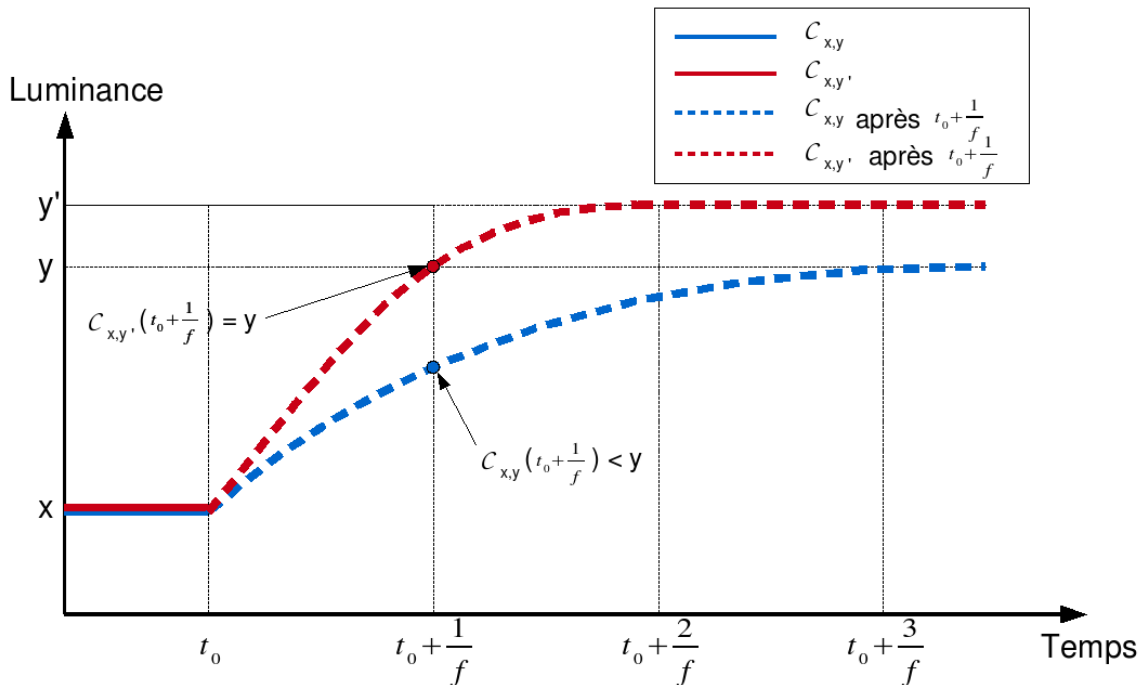


FIG. 9.1 – Représentation des relations mises en jeu dans l'*overdrive*

L'objectif de la suite de ce chapitre consiste à déterminer la valeur de y' pour pouvoir vérifier l'équation (9.2) en remplaçant la fonction $C_{x,y,\tau}(t)$ par $\Psi_{x,y}(t)$ (fonction du modèle en tangente hyperbolique) ou par $\Phi_{x,y}(t)$ (fonction du modèle en exponentiel).

3 Solution théorique basée sur les modélisations

Dans cette section, nous allons exploiter l'équation (9.2) en remplaçant la fonction $\mathcal{C}(t)$ par les modèles mathématiques déterminés dans les chapitres précédents afin de calculer la valeur de correction pour chaque transition de \mathbb{T} . La spécificité de \mathbb{T}_0 étant mieux représentée par la fonction $\Psi_{x,y}(t)$, décrivant le comportement en tangente hyperbolique des cellules, nous allons commencer par nous focaliser sur ces transitions avant d'étendre notre étude à l'ensemble \mathbb{T} . Enfin, nous établirons un bilan de cette première tentative de résolution.

3.1 Pour les transitions à valeur initiale nulle

Dans cette sous-section, nous allons utiliser les équations (6.1) et (6.3) présentées dans le chapitre 6 décrivant respectivement le temps de réponse de \mathbb{T}_0 et la fonction en tangente hyperbolique de T_0^y . A l'aide de ces deux équations, nous allons remplacer dans l'équation (9.3) la fonction $\mathcal{C}'_{0,y'}(t)$ par $\Psi_{0,y'}(t)$ et τ par sa représentation polynomiale. On obtient ainsi $\Psi_{0,y'}(\frac{1}{f}) = y$ représentée analytiquement par l'équation (9.4).

$$\left(\tanh \left(\frac{2 \times \tanh^{-1}(0.8) \times (\frac{1}{f} - t_\varepsilon)}{\tau(0, y')} \right) + 1 \right) \times \frac{y'}{2} = y \quad (9.4)$$

Les simplifications suivantes sont successivement appliquées à l'équation (9.4).

1. division des membres par $\frac{y'}{2}$,
2. soustraction par 1 et passage en \tanh^{-1} des deux membres,
3. multiplication des membres par $\tau(0, y')$ et remplacement de sa valeur par $\sum_{k=0}^d a_k \cdot y'^k$,
4. remplacement de $\tanh^{-1} \left(\frac{2 \times y}{y'} - 1 \right)$ par $\frac{1}{2} \ln \left(\frac{y}{y' - y} \right)$.

On obtient finalement l'équation (9.5).

$$4 \times \tanh^{-1}(0.8) \times \left(\frac{1}{f} - t_\varepsilon \right) = \sum_{k=0}^d a_k \cdot y'^k \ln \left(\frac{y}{y' - y} \right) \quad (9.5)$$

Plusieurs difficultés de résolution apparaissent pour cette équation. Premièrement, nous notons la présence du retard t_ε , valeur difficilement quantifiable de manière formelle. En effet, ce retard permet surtout d'ajuster le modèle par rapport à la transition mesurée et de réduire ainsi l'erreur relative. La valeur de ce retard variant selon les transitions étudiées, on ne pourra l'estimer qu'à partir des données réelles mais ceci nécessite l'acquisition de toutes les transitions estimées.

La difficulté majeure est la résolution formelle de cette équation. En effet, il n'y a pas de représentation "simple" de y' et l'on se voit contraint d'utiliser un logiciel de calcul numérique pour retrouver la valeur de l'*overshoot* recherchée.

3.2 Pour les autres transitions

Dans cette sous-section, nous allons maintenant nous pencher sur le calcul de la valeur de correction pour les autres transitions. Nous commencerons par l'étude dans ${}^1\mathbb{T}_*$ avec le modèle en tangente hyperbolique et nous nous pencherons ensuite sur l'ensemble \mathbb{T}_* et l'utilisation de la modélisation en exponentielle.

3.2.1 Avec le modèle en tangente hyperbolique

Pour les transitions de ${}^1\mathbb{T}_*$, nous utiliserons la même méthodologie que dans la section 3.1 de ce chapitre en remplaçant dans l'équation (9.3) la fonction $\mathcal{C}'_{x,y'}(t)$ par $\Psi_{x,y'}(t)$ et τ par sa représentation polynomiale. Nous obtenons ainsi, pour $t \leq 0$, l'équation (9.6).

$$\left(\tanh \left(\frac{2 \times \tanh^{-1}(0.8) \times \left(\frac{1}{f} - t_\varepsilon + t'_x \right)}{\tau(0, y')} \right) + 1 \right) \times \frac{y'}{2} = y \quad (9.6)$$

$$\text{avec } t'_x - t_\varepsilon = \frac{\tau(0, y') \cdot \tanh^{-1}\left(\frac{2x}{y'} - 1\right)}{2 \cdot \tanh^{-1}(0.8)}.$$

Après le remplacement de $t'_x - t_\varepsilon$ par sa valeur et les mêmes simplifications opérées que dans la section précédente, on obtient finalement l'équation (9.7).

$$\frac{4 \times \tanh^{-1}(0.8)}{f} = \sum_{k=0}^d a_k \cdot y'^k \ln \left(\frac{y \cdot (y' - x)}{x \cdot (y' - y)} \right) \quad (9.7)$$

Dans ce cas, le problème dû au retard a entièrement disparu (le début de la transition étant défini grâce à la valeur de t_x). Cependant, la résolution formelle n'est toujours pas chose facile et comme dans la section précédente, nous utiliserons un logiciel de calcul numérique pour résoudre l'équation (9.7).

3.2.2 Avec le modèle en exponentielle

Nous utiliserons maintenant le modèle en exponentielle décrit par l'équation (7.6) et présenté dans le chapitre 7. Le remplacement de la fonction $\mathcal{C}'_{x,y'}(t)$ par $\Phi_{x,y'}(t)$ nous donne l'équation (9.8).

$$y' + (x - y') \cdot e^{-\frac{\ln 9}{\tau(x, y') \frac{1}{f}}} = y \quad (9.8)$$

Les simplifications suivantes sont successivement appliquées à l'équation (9.8).

1. soustraction par y' ,
2. division par $x - y'$ et passage de la fonction \ln des deux membres,
3. multiplication des membres par $\tau(x, y')$ et remplacement par $\tau(0, y')R(p)$ (cf équation (6.13) du chapitre 6 page 102).

On obtient finalement l'équation (9.9).

$$\frac{2 \ln(9)^2}{f} = \tau(0, y') \ln \left(1 + \frac{16}{1.8 \frac{x}{y'} + 0.2} \right) \ln \left(\frac{y' - x}{y' - y} \right) \quad (9.9)$$

Comme pour l'équation (9.7), nous obtenons une solution sans la présence d'un retard mais dont la résolution nécessite encore l'intervention d'un logiciel de calcul numérique.

3.3 Bilan

Le bilan de cette tentative de création d'*overdrive* par l'utilisation des deux modèles présentés dans les chapitres 6 et 7 est assez mitigé. En effet, pour chacune des équations étudiées, l'utilisation d'un logiciel de calcul numérique est nécessaire à sa résolution ; cette méthode de résolution ne peut être intégrée dans un circuit pour LCD. Cependant, cette étude n'est pas inutile car elle permet en théorie un remplissage de la mémoire de correction de manière plus rapide.

En effet, contrairement à la solution en boucle fermée présentée par la figure 8.3 page 120 qui tente d'arriver à la correction optimale en effectuant une estimation pas à pas, notre solution trouve une première valeur de correction, proche de la solution optimale et utilise ensuite la même boucle de régulation pour arriver au résultat souhaité. La figure 9.2 montre le schéma de notre solution.

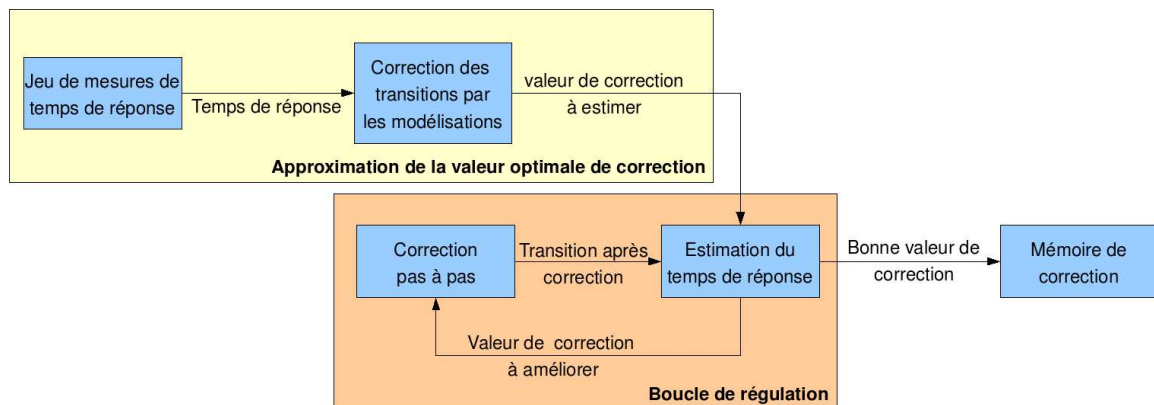


FIG. 9.2 – Méthode de remplissage de L.U.T. à l'aide des modèles

Dans le cas d'un algorithme de type *overdrive*, le temps de réponse de l'ensemble \mathbb{T}_x est une fonction monotone (croissante ou décroissante) avec comme paramètre la valeur finale de la transition y (avec $y < x$ pour dans le cas de $\downarrow\mathbb{T}_x$ et $y > x$ pour $\uparrow\mathbb{T}_x$). Ainsi, il n'existe qu'une seule et unique valeur optimale de correction (pas de solution optimale locale). De ce fait, avec notre méthode, la boucle de régulation est beaucoup moins utilisée du fait que le point de départ de la recherche de la valeur optimale est proche de cette valeur.

Cependant, cette solution ne nous convient que partiellement ; en effet, celle-ci contient toujours une L.U.T. ce qui l'empêche d'être flexible par rapport au paramètre de l'écran. Dans l'objectif d'effectuer ces mêmes calculs "à la volée", c'est-à-dire directement au sein du circuit, nous proposons d'écarter cette solution et de nous focaliser uniquement sur les solutions sans L.U.T. Pour cela, nous allons effectuer dans la section suivante une approximation des équations mises en jeu afin d'obtenir une écriture simplifiée des solutions.

4 Solution simplifiée

Nous avons vu que résoudre directement de manière formelle les précédentes équations pose certaines difficultés qu'il est possible de contourner en simplifiant les différentes équations mises en jeu. C'est ce que nous proposons de faire dans cette section afin d'obtenir des valeurs de correction pouvant être facilement calculées.

4.1 Pour les transitions à valeur initiale nulle

Le principale problème de l'équation 9.5 provient de l'absence de véritable point de départ de la tangente hyperbolique et par conséquent, la présence du retard t_ε est problématique. Ainsi, il est difficile de quantifier précisément sur ce modèle l'instant $\frac{1}{f}$. Une solution que nous préconisons est l'approximation du premier ordre du modèle en tangente hyperbolique, consistant à une linéarisation de la fonction.

On se retrouve ainsi dans la configuration du modèle linéaire présenté dans la section 2.2 du chapitre 5 page 84. Cependant, nous supposons que nous conservons toutes les relations qui ont été préalablement établies comme par exemple la connaissance de l'évolution des temps de réponse de \mathbb{T}_0 .

Soit T_0^y la transition estimée et $\mathcal{C}_y(t)$ la fonction représentant cette transition. Pour rappel, $\mathcal{C}_y(t)$ est défini comme suit :

- Pour $t < 0$, $\mathcal{C}_y(t) = 0$
- Pour $0 \leq t \leq \frac{\tau(0,y)}{0.8}$, $\mathcal{C}_y(t) = \frac{0.8 \cdot y \cdot t}{\tau(0,y)}$
- Pour $t > \frac{\tau(0,y)}{0.8}$, $\mathcal{C}_y(t) = y$

Nous désirons toujours que, pour les transitions avec $\tau(0,y) > \frac{1}{f}$, on obtienne $\mathcal{C}_y(\frac{1}{f}) = y$; le moyen employé reste la modification de y en y' (et donc de $\tau(0,y)$ en $\tau(0,y')$). On obtient ainsi l'équation 9.10.

$$\mathcal{C}_{y'}\left(\frac{1}{f}\right) = \frac{0.8 \cdot y' \cdot \frac{1}{f}}{\tau(0,y')} = y \quad (9.10)$$

Nous allons maintenant remplacer dans la précédente équation $\tau(0,y')$ par sa représentation polynomiale en y' de degré n (i.e. $\tau(0,y') = \sum_{k=0}^{k=n} a_k \cdot y'^k$). L'équation (9.11) obtenue est aussi un polynôme de degré n qu'il faut maintenant résoudre.

$$0.8 \cdot y' \cdot \frac{1}{f} = y \cdot \sum_{k=0}^{k=n} a_k \cdot y'^k \quad (9.11)$$

La résolution formelle de cette équation dépendant de n , nous obtenons au final la solution (9.12) pour $n = 1$ (i.e. $\tau(0,y') = a_1 \cdot y' + a_0$) et la solution (9.13) pour $n = 2$ (i.e. $\tau(0,y') = a_2 \cdot y'^2 + a_1 \cdot y' + a_0$).

$$\text{cas } n = 1 \quad y' = \frac{a_0 \cdot y}{\frac{0.8}{f} - a_1 \cdot y} \quad (9.12)$$

$$\text{cas } n = 2 \quad y' = \frac{\frac{0.8}{f \cdot y} - a_1 + \sqrt{(a_1 - \frac{0.8}{f \cdot y})^2 - 4 \cdot a_2 \cdot a_0}}{2 \cdot a_2} \quad (9.13)$$

Au final, les solutions proposées ici sont représentées de manière simple et ne nécessitent pas d'intervention de solveur numérique pour leur calcul. Nous allons maintenant continuer nos simplifications avec les autres transitions.

4.2 Pour les autres transitions

En ce qui concerne les transitions de \mathbb{T}_* , nous sommes parvenus dans la première section de ce chapitre à une impasse sur la résolution des équations. Contrairement à précédemment, nous ne sommes nullement confrontés à la présence d'un retard mais uniquement aux difficultés de résolution des équations. Pour ce faire, nous allons procéder de la même manière que la précédente sous-section en effectuant au modèle en tangente hyperbolique une approximation du premier ordre. Malgré cette simplification du modèle, nous considérons que les relations des précédentes modélisations (relation de superposition, relation entre les temps de réponse, ...) sont toujours valides.

Soit T_x^y la transition estimée et $\mathcal{C}_{x,y}(t)$ la fonction représentant cette transition. Pour rappel, $\mathcal{C}_{x,y}(t)$ est défini comme suit :

- Pour $t < 0$, $\mathcal{C}_{x,y}(t) = x$
- Pour $0 \leq t \leq \frac{\tau(x,y)}{0.8}$, $\mathcal{C}_{x,y}(t) = \frac{0.8 \cdot (y - x) \cdot t}{\tau(x,y)} + x$
- Pour $t > \frac{\tau(x,y)}{0.8}$, $\mathcal{C}_{x,y}(t) = y$

Notre objectif principal reste que, pour les transitions avec $\tau(x,y) > \frac{1}{f}$, on obtienne la relation $\mathcal{C}_{x,y}(\frac{1}{f}) = y$ comme le montre la figure 9.3.

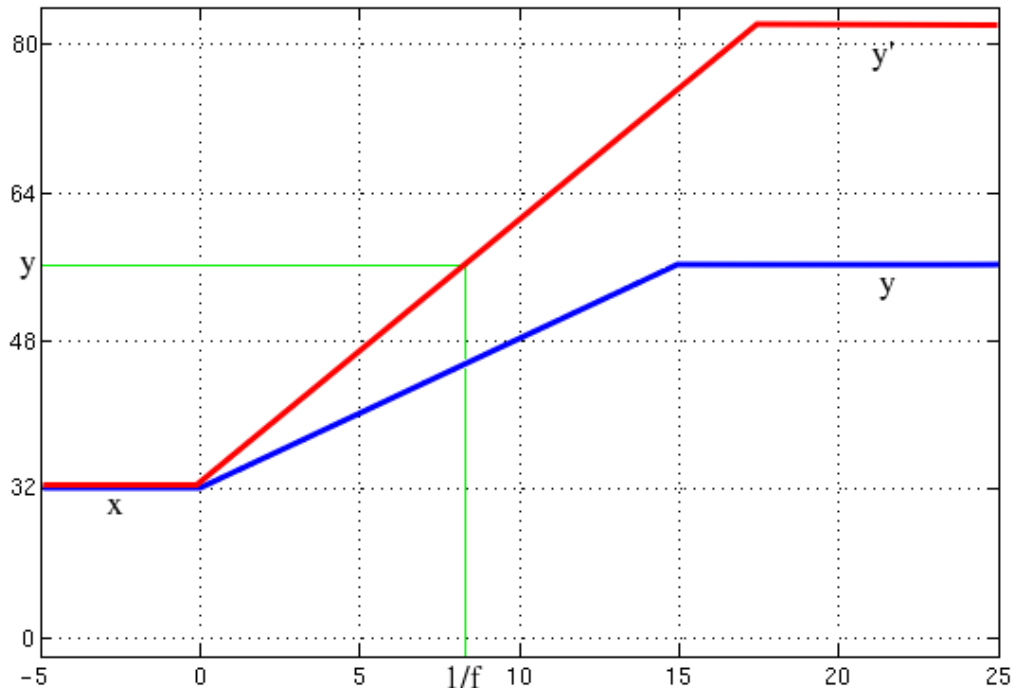
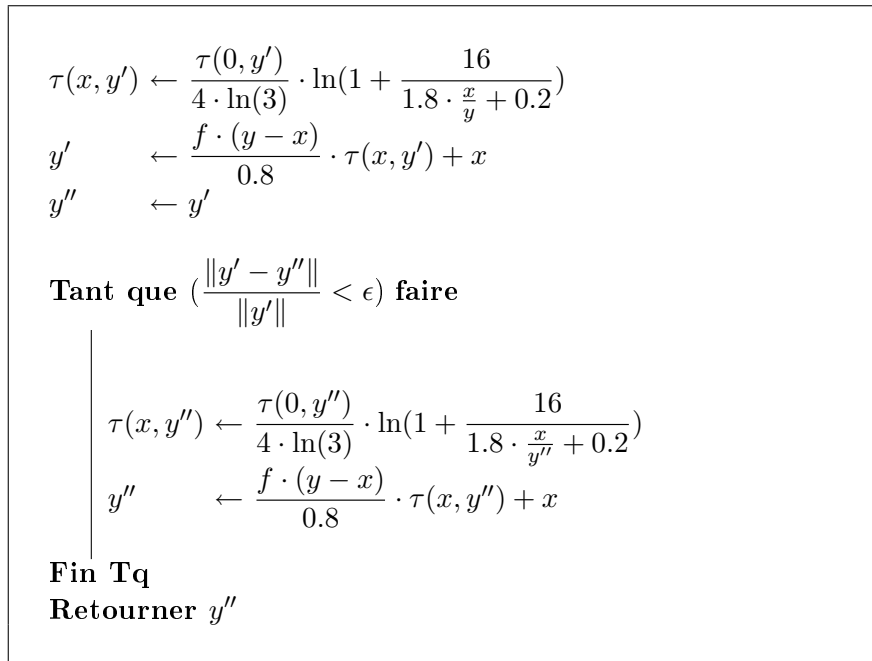


FIG. 9.3 – Représentation de la transition utilisée pour le calcul de la correction de T_{32}^{56}

Le moyen employé reste la modification de y en y' (et donc de $\tau(x, y)$ en $\tau(x, y')$). On obtient ainsi l'équation 9.14.

$$\mathcal{C}_{x,y'}\left(\frac{1}{f}\right) = \frac{0.8 \cdot (y' - x) \cdot \frac{1}{f}}{\tau(x, y')} + x = y \quad (9.14)$$

Contrairement aux transitions de \mathbb{T}_0 , le problème de cette équation provient de la représentation de $\tau(x, y')$ par $R(p') \cdot \tau(0, y')$ avec $p' = \frac{x}{y'}$. En effet, pour obtenir la valeur de correction désirée, il faudrait extraire de $R(p')$ la valeur y' ce qui n'est pas possible de manière simple. Afin de contourner cette difficulté et obtenir ainsi une solution simple à représenter, nous allons remplacer dans $R(p')$ la valeur p' par $p = \frac{x}{y}$ et effectuer ensuite une boucle de correction comme le montre l'algorithme ci dessous.



ALG. 1: Algorithme de correction pour T_x^y

Au final, comme pour les transitions issues de \mathbb{T}_0 , les solutions proposées sont représentées de manière simple, malgré la présence d'une boucle de correction et cette approche ne nécessite pas de solveur numérique. Dans la prochaine section, nous allons nous pencher sur les résultats numériques et visuels de nos deux solutions.

5 Tests subjectifs et résultats

Dans cette section, nous allons présenter les résultats numériques et visuelles de la méthode de réduction automatique de temps de réponse sans mémoire de correction. Pour cela, nous allons confronter pour un ensemble de transition le temps de réponse avant correction, le temps après correction ainsi que les améliorations ou dégradations visuelles obtenues avec nos algorithmes.

Afin d'évaluer subjectivement la qualité visuelle de l'amélioration, nous avons mis en place un ensemble de symboles, représenté sur le tableau 9.1.

Trois cas se présentent lors des corrections :

Symbole	Signification
- -	Faible diminution du flou et persistance des effets de traînées.
-	Importante diminution du flou et persistance des effets de traînées.
✓	Disparition complète du flou dû au temps de réponse.
+	Disparition du flou mais apparition d'un léger <i>overshoot</i> .
+ +	Disparition du flou mais apparition d'un <i>overshoot</i> important.

TAB. 9.1 – Symboles utilisés pour l'estimation de la qualité visuelle de l'écran

- La correction n'est pas assez importante (- et -) auquel cas le flou sera diminué mais non supprimé.
- La correction est suffisante (✓) : le flou dû au temps de réponse aura complètement disparu.
- La correction est trop importante (+ et ++) et par conséquent les phénomènes de traînées seront supprimés mais il apparaîtra des fausses couleurs dues à une sur-correction.

Concernant le protocole mis en place pour les test subjectifs, nous utiliserons, sur l'écran LCD de test, des séquences mettant en relief les problèmes de temps de réponse pour les transitions définies (présentées annexe C) ; chaque séquence représente une bande verticale de niveaux de gris se déplaçant de gauche à droite, puis de droite à gauche, à vitesse constante sur un fond uniforme.

Nous avons effectué pour les 30 séquences existantes (représentant donc 30 transitions) 10 mesures subjectives. Chaque séquence est découpée en cinq bandes horizontales de même hauteur ; nous appliquons de manière logicielle notre algorithme de réduction du temps de réponse sur les bandes paires tandis qu'aucun traitement n'est effectué sur les bandes impaires, comme représentée par la figure 9.4.

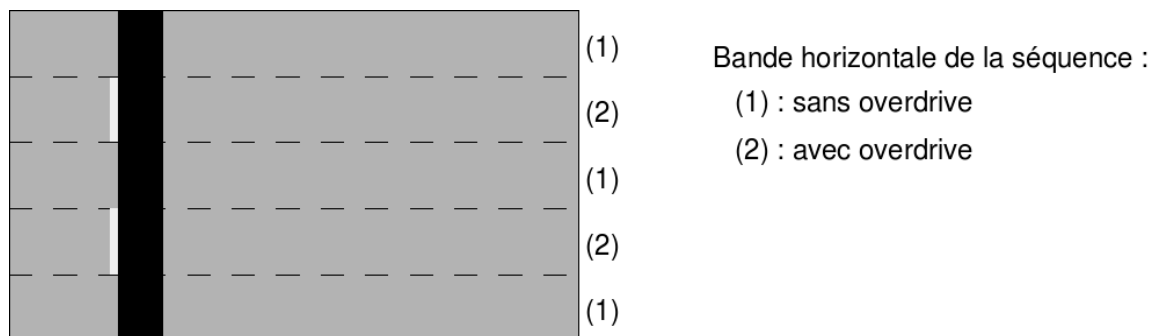


FIG. 9.4 – Capture d'une image de la séquence de test après traitement logiciel

La vidéo ainsi créée peut être visualisée autant de fois qu'on le désire et la présence, sur la même séquence, de la transition originale et la transition corrigée permet de comparer et de noter facilement les effets de correction d'une transition définie.

Les algorithmes de réduction de temps de réponse ont été paramétrés à l'aide de 7 mesures de T_0 et d'une représentation polynomiale du temps de réponse de degré 2. Concernant les transitions de T_* , nous avons effectué les calculs d'amélioration de la qualité d'image premièrement sans boucle de correction et deuxièmement en activant cette fonction.

Les résultats, présentés sur la tableau 9.2, montrent une partie des transitions testées, le temps de réponse d'origine (τ_O), le temps de réponse après correction (τ_C), le gain obtenu en % ($\frac{\|\tau_O - \tau_C\|}{\|\tau_O\|}$) et enfin l'effet visuel après l'application de la correction lors du test subjectif (avec les symboles du tableau 9.1).

Transition	τ original	Sans boucle de correction			Avec boucle de correction		
		τ après correction	Gain (en %)	Effet	τ après correction	Gain (en %)	Effet
T_0^{64}	61.2 ms	17.4 ms	71.5 %	-			
T_0^{96}	43.6 ms	13.9 ms	68.1 %	✓			
T_0^{128}	35.0 ms	15.1 ms	56.8 %	✓			
T_0^{192}	20.9 ms	14.7 ms	29.7 %	✓			
T_{32}^{96}	36.6 ms	24.4 ms	33.3 %	+	15.3 ms	58.2 %	✓
T_{32}^{128}	33.1 ms	21.5 ms	35.0 %	+	14.8 ms	55.3 %	✓
T_{32}^{192}	19.8 ms	18.1 ms	8.6 %	+	15.2 ms	23.2 %	✓
T_{64}^{128}	31.5 ms	22.4 ms	28.9 %	+	14.9 ms	52.7 %	✓
T_{96}^{192}	19.3 ms	17.7 ms	8.3 %	+ +	13.6 ms	29.5 %	✓
T_{128}^{192}	18.3 ms	17.4 ms	4.9 %	+ +	14.9 ms	18.6 %	+

TAB. 9.2 – Résultat numérique et visuel pour un ensemble de transitions

Les résultats obtenus montrent une réduction conséquente des temps de réponse des transitions ainsi que des artefacts de flou. En calculant le temps de réponse *Gray-to-Gray* sans et avec correction et en utilisant les transitions présentées dans le tableau 9.2, nous obtenons un temps de réponse de 32.9 ms sans la correction et de 15.0 ms avec notre méthode ce qui correspond à un gain de plus de 54%.

Nous observons aussi la nécessité de la boucle de correction pour les transitions de T_* qui évite l'apparition d'une sur-compensation due à l'approximation que nous avons faite dans la section précédente. La convergence de cette boucle de correction est cependant rapide avec en moyenne deux itérations pour obtenir la valeur de la correction finale.

Les figures 9.5 et 9.6 montrent respectivement la cartographie des temps de réponse sans aucune correction et cette même cartographie en utilisant notre solution sans L.U.T. pour un écran à 60 Hz.

Il subsiste cependant un nombre très restreint de transitions générant des légers effets de traînées : ceci correspond aux nombreuses approximations et erreurs que nous nous sommes permis pour obtenir ces résultats :

- Répétabilité de la mesure de temps de réponse avec nos systèmes.
- Approximation du modèle polynomiale du deuxième ordre pour représenter les 7 temps de réponse de T_0 pris en compte.
- Linéarisation du modèle en tangente hyperbolique.

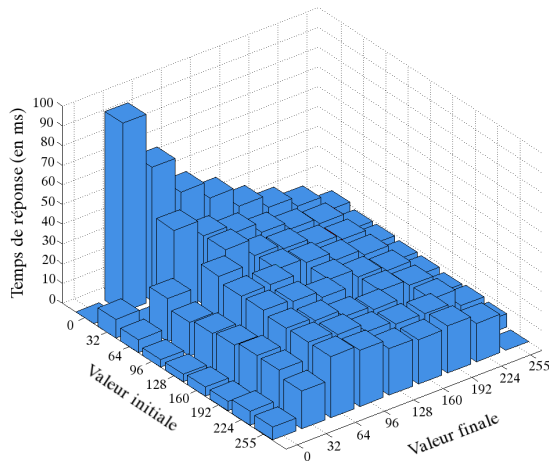


FIG. 9.5 – Cartographie des temps de réponse avant correction à 60 Hz

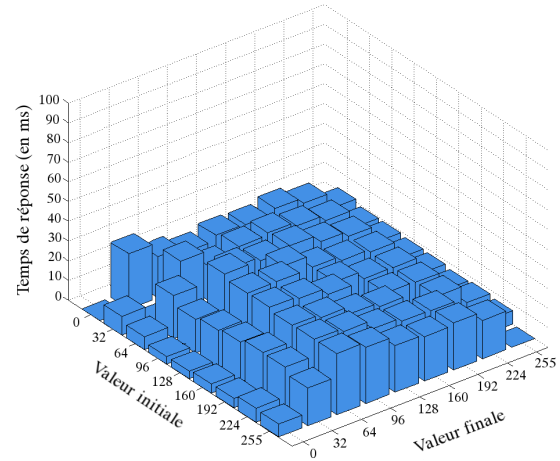


FIG. 9.6 – Cartographie des temps de réponse après correction à 60 Hz

Malgré toutes ces imprécisions, la cartographie des temps de réponse et la qualité visuelle de l'écran est grandement changée et ce, uniquement à l'aide de 7 temps de réponse et de la connaissance des modèles présentés ce qui représente une importante évolution dans les algorithmes de type *overdrive*. L'impact sur la complexité est cependant importante du fait des fonctions mises en jeu dans les équations difficiles à implémenter. Ces solutions seront donc plutôt réservées aux applications où des calculateurs sont déjà présents.

6 Conclusion

Afin d'augmenter les possibilités d'évolution et les performances des solutions de type *overdrive* basées sur une mémoire de correction, ce chapitre s'est attaché à présenter les applications de nos deux modèles mathématiques dans le domaine de la réduction du temps de réponse. Devant la complexité de la résolution des équations mises en jeu, deux solutions ont été proposées. La première méthode s'appuie sur la résolution numérique des équations pour le remplissage de la L.U.T. en minimisant le nombre de mesures tandis que la seconde, approchant les équations obtenues, permet d'obtenir un *overdrive* fondé sur une unité de calcul pour le calcul à la volée des valeurs de correction en prenant en compte la fréquence de rafraîchissement de l'écran. Puisque basée sur des équations décrivant le comportement des cristaux selon divers paramètres, cette dernière solution a l'avantage de pouvoir être améliorée par la prise en compte de nouvelles variables (par exemple la température).

Cependant, cette deuxième solution, présentant un coût en terme de complexité assez élevé, est plutôt réservée à des applications pour les moniteurs et les téléviseurs ; les appareils mobiles, possédant des fortes contraintes d'intégration ne pourront donc pas bénéficier de cet algorithme mais pourront tout de même profiter des techniques de réduction du temps de réponse, comme nous allons le voir dans le chapitre suivant.

Chapitre 10

La réduction du temps de réponse sans mémoire de trame

1 Introduction

Comme nous l'avons vu dans le chapitre 1 page 23 de ce mémoire, le début du LCD a commencé avec la commercialisation des calculatrices, un des seuls appareils mobiles des années 70. Ce marché s'est aujourd'hui étoffé de manière très conséquente avec l'arrivée des téléphones portables, des baladeurs MP3 ou des Personal Digital Assistant (ou PDA), appareils possédant dans la grande majorité un écran plat, et le plus souvent de type LCD.

A l'instar de leurs équivalents non-mobiles, ces appareils peuvent bénéficier d'une amélioration de la qualité de leur écran et plus particulièrement d'une réduction du temps de réponse. En effet, les solutions de type *overdrive* sont théoriquement applicables pour tous les appareils disposant d'un écran LCD mais la mise en place d'un tel dispositif entraîne inexorablement un surcoût devant être facilement intégré dans le prix du produit final. Si cela est effectivement le cas pour les moniteurs et téléviseurs LCD, il n'en est pas de même pour les appareils mobiles. Concernant l'intégration des solutions sur circuit, les appareils mobiles possèdent de fortes contraintes de miniaturisation comparés aux téléviseurs; la taille des circuits et le nombre de composants est donc fort restreint. Les techniques d'amélioration de la qualité d'images pour ce type d'appareil seront simplifiées en conséquence.

Présentée dans le chapitre 8 page 117, nous avons montré que la technique classique de réduction du temps de réponse, l'*overdrive*, est composée de deux mémoires distinctes : une mémoire de trame pour l'enregistrement de l'image précédente (de type R.A.M.) et une L.U.T où sont stockées les valeurs de correction (généralement de type R.O.M.). Dans le cas des appareils portables, la présence d'une RAM de grande taille pose un réel problème d'intégration en terme de surface utilisée et de prix. Par conséquent, contrairement aux autres techniques classiques d'*overdrive*, la solution que nous allons présenter ici sera dépourvue de ce composant. Celui-ci étant nécessaire pour traiter l'ensemble des transitions de \mathbb{T} , nous ne nous focaliserons que sur l'amélioration d'un ensemble restreint de temps de réponse, en l'occurrence les temps de réponse les plus élevés, noté \mathbb{T}' , avec $\mathbb{T}' \subset \mathbb{T}$.

Nous allons présenter dans ce chapitre une nouvelle méthode de réduction de temps de réponse dépourvue de mémoire de trame, appelée aussi *Frame-Memoryless Overdrive*. Nous nous pencherons premièrement sur le principe de cette nouvelle solution puis nous présenterons en détail les algorithmes mis en jeu afin de diminuer le temps de réponse. Une évaluation de notre solution clôturera enfin le présent chapitre.

2 Principe de la solution

Comme nous l'avons mentionné dans la section précédente, le but de cet algorithme est d'améliorer la qualité des images sans l'utilisation d'une mémoire volatile. Sans cette mémoire de trame qui servait à enregistrer l'image précédente, nous n'avons plus aucune information à propos de la valeur initiale de la transition à traiter. Sans cette donnée, nous ne pouvons donc plus compenser l'ensemble des transitions de \mathbb{T} et par conséquent, notre correction doit se restreindre à un nombre limité de transitions, ensemble \mathbb{T}' que nous allons maintenant déterminer.

Afin d'améliorer au mieux la qualité visuelle de l'écran, nous allons chercher à compenser les transitions les plus critiques d'un point de vue du temps de réponse. Dans l'exemple représenté par la figure 10.1, les temps de réponse les plus importants concernent les transitions à faible valeur initiale ; par la suite notre amélioration se focalisera sur ce type de transitions.

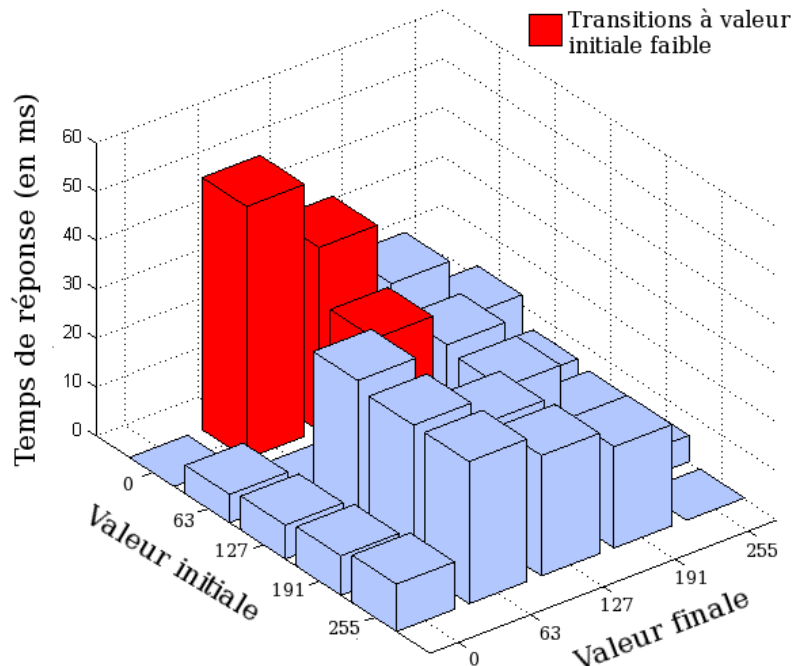


FIG. 10.1 – Localisation des temps de réponse les plus élevés

Pour compenser les transitions de type T_x^y , les algorithmes classiques d'*overdrive* modifient la commande de la valeur finale afin d'obtenir le temps de réponse adéquat ; la commande passe ainsi de x à $y + \delta y$ au lieu de x à y . Cette opération nécessite cependant la connaissance de la valeur initiale, valeur enregistrée dans une mémoire de trame. Cette technique est donc écartée pour notre configuration.

Nous allons rechercher une nouvelle méthode pour la compensation du temps de réponse. Pour cela, nous nous basons sur la modélisation en tangente hyperbolique présentée dans le chapitre 6 page 95. En effet, nous avons remarqué que les temps de réponse des transitions montantes ayant la même valeur finale étaient tous liés les uns aux autres par l'équation (6.13) page 102 et à partir de cette relation, nous pouvions en déduire la relation (10.1) :

$$\forall (x_1, x_2, y) \in \mathbb{L}_n^{*3} \text{ avec } 0 \leq x_1 \leq x_2 \leq y, \tau(x_2, y) \leq \tau(x_1, y) \leq \tau(0, y) \quad (10.1)$$

A l'aide de cette relation, nous remarquons qu'une méthode basique pour diminuer le temps de réponse est d'augmenter la valeur initiale d'une transition. Cela a malheureusement pour conséquence de changer la nature même de la transition mais ce changement peut être toutefois imperceptible si l'augmentation de la valeur initiale est contrôlée comme nous allons le voir dans la section 3.3 de ce chapitre page 143.

Ainsi, dans le cas des pixels à faibles valeurs initiales (x faible), la commande passera de $x + \delta x$ à y au lieu de x à y . La figure 10.2 montre un exemple de gain de temps de réponse, de l'ordre de 15%, obtenu sur la transition T_0^{96} grâce à une faible augmentation de sa valeur initiale (de 5 niveaux de gris).

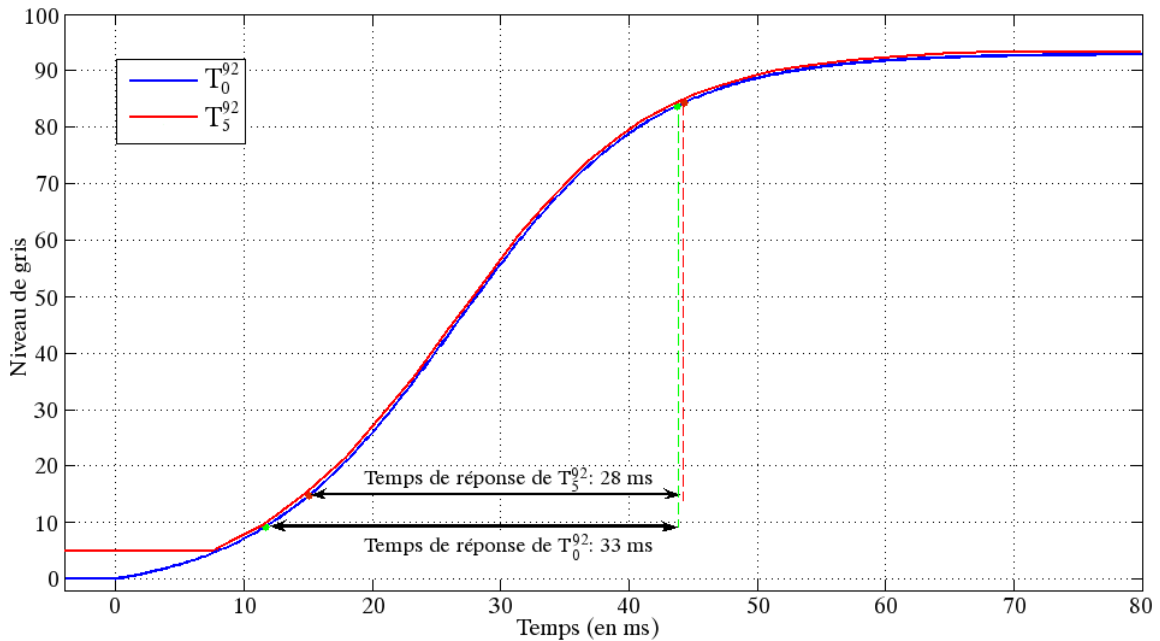


FIG. 10.2 – Méthode utilisée pour accélérer les transitions

3 Présentation de la solution

Comme nous l'avons vu précédemment, notre méthode est fondée sur le rehaussement des niveaux de gris de l'image courante. Cette augmentation n'affecte cependant pas la totalité des niveaux de gris. En effet, sans aucun garde-fou, ce rehaussement pourrait entraîner, selon la nature de l'image, des dégradations visuelles importantes. Par exemple, il pourrait apparaître sur les pixels les plus clairs des effets de saturation vers le blanc.

Par conséquent, nous allons nous focaliser avant tout sur le rehaussement des pixels sombres et nous augmenterons la valeur des autres niveaux quand cela sera nécessaire. Cependant, une augmentation des faibles niveaux induit une perte de contraste dynamique (contraste calculé image par image). Nous ferons donc un compromis entre la diminution du contraste dynamique et la diminution du temps de réponse : le niveau du rehaussement sera ajusté de manière à gêner le moins possible la visualisation de l'image affichée et à diminuer conjointement les effets visuels dus aux temps de réponse.

Pour éviter l'apparition de ces nouveaux artefacts, notre algorithme prend en compte des données statistiques issues de l'image courante mais aussi de l'image précédente. D'un point de vue algorithmique, les différents types d'image sont traités de manière exclusive par deux fonctions dédiées au rehaussement des pixels.

Concernant le matériel, le *Frame-Memoryless Overdrive* ne comporte donc pas de mémoire de trame pour l'enregistrement de l'image précédente mais des registres de faibles capacités où sont stockées de manière volatile les informations statistiques de l'image courante et de l'image précédente. La figure 10.3 montre un organigramme de programmation de notre solution.

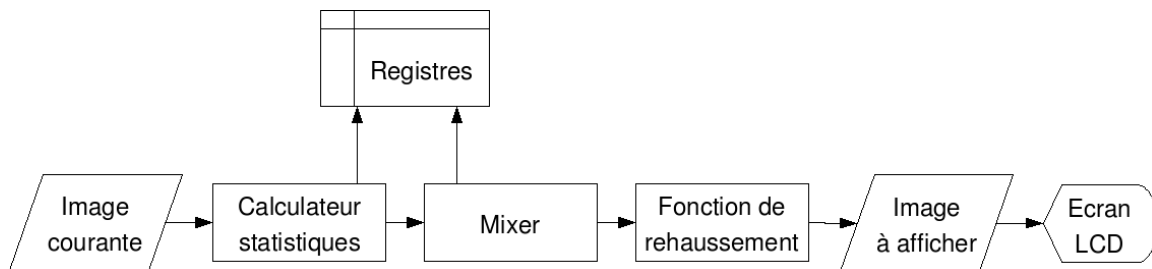


FIG. 10.3 – Organigramme de programmation du Frame-Memoryless Overdrive

Nous allons maintenant détailler les deux algorithmes utilisés afin de rehausser les niveaux de gris : la contraction des zones sombres (appelé aussi *Dark Compression*) et la méthode du rehaussement global (ou *Global Offset*). Enfin, nous présenterons le *Mixer*, noyau de notre solution permettant la gestion de nos deux algorithmes.

3.1 La contraction des zones sombres

L'objectif de ce premier algorithme est de rehausser les niveaux de gris sombres d'une image claire sans entraîner des dégradations perceptibles. Pour cela, nous allons nous appuyer sur une propriété de perception visuelle concernant le seuil différentiel de luminance [Heinemann, 1961]. En effet, la capacité de l'œil à discerner deux niveaux de gris différents G et $G + \Delta G$ dans une image dépend de G ainsi que de la luminosité moyenne de l'image, notée \bar{I} . Plus \bar{I} est élevée, plus il est difficile de discerner deux niveaux de gris sombres consécutifs.

En se basant sur cette propriété de perception, nous proposons un premier algorithme de rehaussement de niveau de gris ne modifiant que les pixels sombres pour les images claires, c'est-à-dire lorsque $\bar{I} > S_{clair}$. On supposera que le seuil en dessous duquel les pixels sont considérés comme sombres dans l'image claire, noté $S_{dc}(I)$, sera proportionnel à \bar{I} (i.e. $S_{dc}(I) = \alpha \bar{I}$). Par la suite, nous ne modifierons donc que les pixels inférieurs à cette valeur seuil.

Maintenant que le principe de base est défini, nous allons nous pencher sur l'algorithme de cette première fonction. Premièrement, le noir étant la valeur initiale la plus critique en terme de temps de réponse, nous allons commencer par traiter cette valeur en élevant son niveau jusqu'à la valeur G_0 , dernière valeur discernable de 0. On supposera par la suite que G_0 est proportionnel à $S_{dc}(I)$ (i.e. $G_0 = \beta S_{dc}(I)$).

Ensuite, comme nous l'avions mentionné précédemment, tous les pixels supérieurs au seuil $S_{dc}(I)$ ne seront pas modifiés. Enfin, afin de garder une linéarité entre les niveaux de gris compris entre 0 et $S_{dc}(I)$, la valeur des pixels de cet intervalle sont interpolés linéairement.

Soit f_{dc} l'application représentant la contraction des zones sombres (ou *Dark Compression*). Cette application peut être représentée par deux segments de droite tels que :

$$\begin{aligned} \forall x \in \llbracket 0..S_{dc}(I) \rrbracket, \quad f_{dc}(x) &= \frac{S_{dc}(I) - G_0}{S_{dc}(I)} \times x + G_0 \\ \forall x \in \llbracket S_{dc}(I)..255 \rrbracket, \quad f_{dc}(x) &= x \end{aligned}$$

La figure 10.4 montre la représentation graphique de l'application f_{dc} pour la contraction des zones sombres.

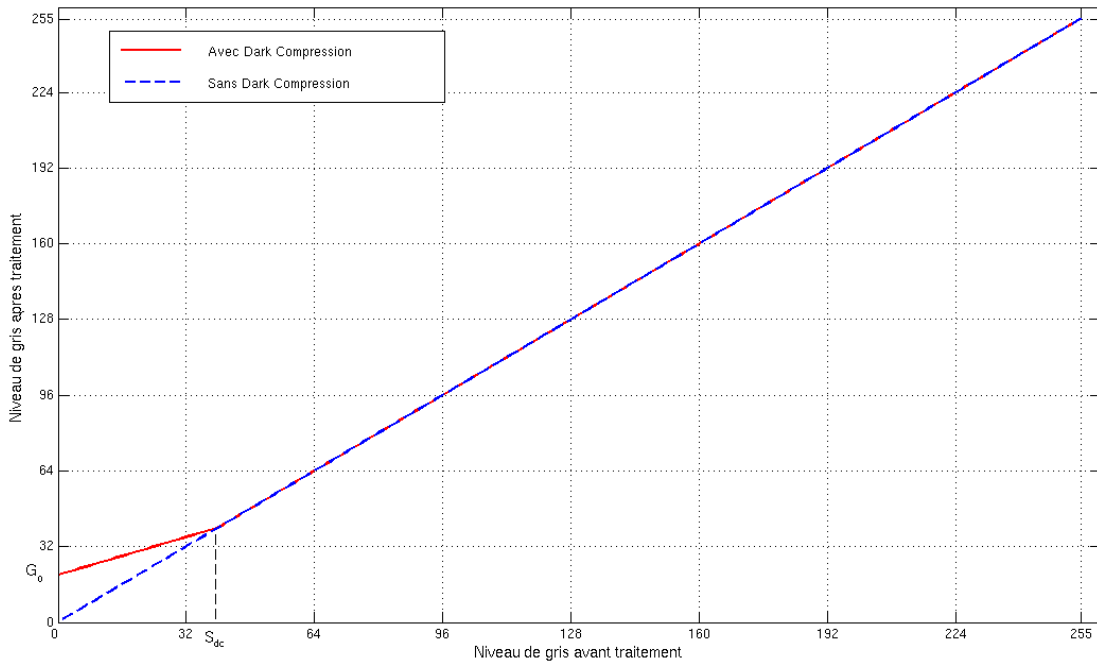


FIG. 10.4 – Représentation graphique du *Dark Compression*

Si la compression des faibles niveaux de gris dans une image claire n'a que très peu d'impact du point de visuel, il en est tout autrement dans une image très sombre. En effet, le *Dark Compression* serait analogue à effectuer une forte quantification dans une image où la totalité des niveaux de gris seraient discernables les uns des autres ; cela entraînerait une perte du nombre de niveaux de gris et par conséquent une dégradation très nette de qualité visuelle.

Dans le cas où les images ne seront pas considérées comme claires, nous préférons la seconde méthode, le rehaussement global que nous allons maintenant présenter.

3.2 Le rehaussement global

Nous avons vu précédemment que la méthode de contraction des zones sombres n'était pas adaptée dans le cas où les images étaient considérées comme sombres, c'est-à-dire lorsque $\bar{I} < S_{sombre}$ avec S_{sombre} un seuil définissant les images sombres, déterminé expérimentalement. Nous appliquerons donc un nouvel algorithme spécialement pour ce type d'images. Il faut par conséquent rehausser les niveaux de gris tout en minimisant la diminution du nombre de niveaux de gris discernables.

Pour cela, nous appliquons à l'ensemble des niveaux de gris un rehaussement de la même valeur, notée G_0 . Cet algorithme, appelé rehaussement global (ou *Global Offset*), se traduit donc par un décalage des valeurs vers les niveaux de gris clairs de l'histogramme de l'image.

Soit f_{go} l'application représentant la méthode du rehaussement global. Cette application peut être représentée par deux segments de droites tels que :

$$\begin{aligned} \forall x \in \llbracket 0..255 - G_0 \rrbracket, & \quad f_{go}(x) = x + G_0 \\ \forall x \in \llbracket 255 - G_0..255 \rrbracket, & \quad f_{go}(x) = 255 \end{aligned}$$

La figure 10.5 montre la représentation graphique de l'application f_{go} pour le rehaussement global des niveaux de gris.

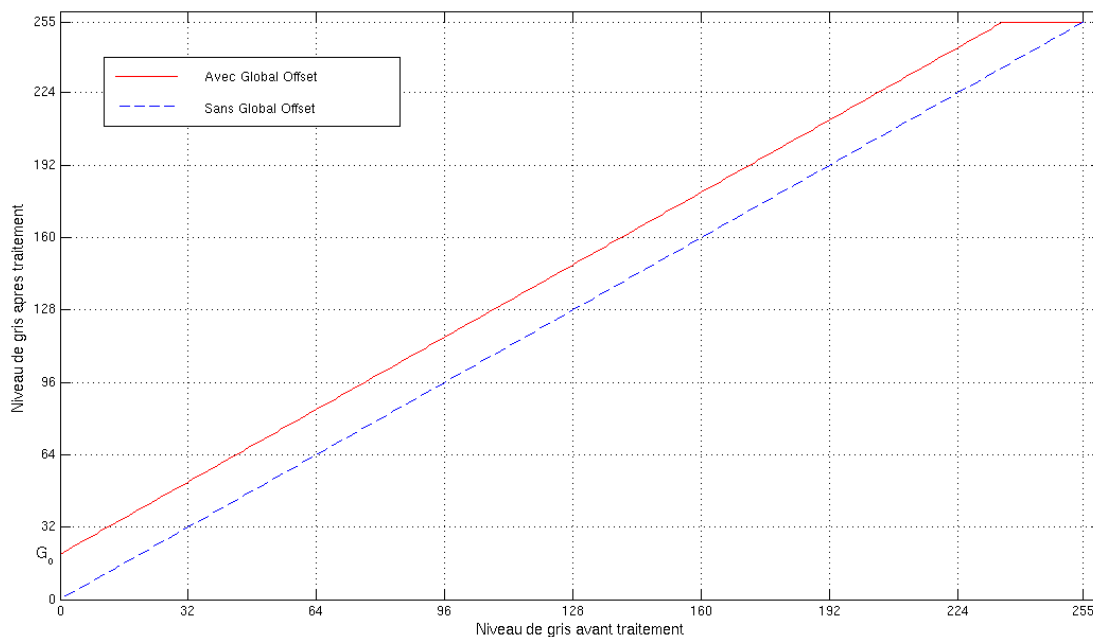


FIG. 10.5 – Représentation graphique du *Global Offset*

Dans le cas d'une utilisation avec les images considérées comme sombres, le rehaussement global permet de conserver le nombre de niveaux de gris de faibles valeurs (mais en augmentant tout de même leurs valeurs). Elle peut cependant entraîner des effets de saturation pour les pixels les plus clairs mais ces artefacts n'ont que peu d'importance visuelle dans le cas des images très sombres : le nombre de pixels saturés est en effet très faible par rapport à l'ensemble des pixels de faible amplitude d'une image sombre.

A contrario, dans le cas des images claires (avec $\bar{I} > S_{clair}$), la compression des pixels blancs aurait la même conséquence qu'une contraction des zones sombres dans une image sombre c'est-à-dire une diminution du nombre de niveaux de gris discernables et par conséquent une perte de qualité visuelle.

En définitive, on préférera la contraction des zones sombres pour les images claires et le rehaussement global pour les images sombres ; la gestion de ces méthodes sera laissée au *Mixer* que l'on va maintenant présenter.

3.3 Le Mixer

Cette section va maintenant décrire la commande du *Mixer* qui a pour objectif d'ordonner les deux algorithmes précédemment décrits selon la nature des informations statistiques des images.

3.3.1 Catégorisation des images traitées

Avant de présenter en détail ce module, nous allons premièrement catégoriser les images d'entrée I en trois classes, chacune correspondant à un algorithme différent : les images claires ($\bar{I} > S_{clair}$), les images sombres ($\bar{I} < S_{sombre}$) et enfin les autres images ($S_{sombre} \leq \bar{I} \leq S_{clair}$), avec S_{sombre} et S_{clair} les seuils précédemment introduits.

A ces trois cas génériques est adjoint un cas particulier d'utilisation. Pour rappel, l'objectif de notre solution consiste à diminuer le temps de réponse des transitions grâce à un rehaussement des faibles niveaux de gris. Comme nous l'avons vu dans le lexique de la section 3 du chapitre 1 page 25, le contraste d'un écran est calculé grâce à la mesure de luminosité d'une image entièrement blanche et d'une image entièrement noire.

Or, dans ce dernier cas, l'exécution de notre algorithme augmenterait le niveau du noir et diminuerait ainsi le contraste de l'écran. Afin d'éviter cette perte systématique de contraste, nous allons introduire un cas d'utilisation particulier pour les images entièrement noires ($\bar{I} < S_{noir}$) et de ce fait, redéfinir les images sombres par la relation ($S_{noir} < \bar{I} < S_{sombre}$).

La figure 10.6 montre la répartition des types d'images définis par la position de \bar{I} par rapport aux seuils S_{noir} , S_{sombre} et S_{clair} .



FIG. 10.6 – Répartition des types d'images selon \bar{I} et les seuils mis en jeu

3.3.2 Séquencement des algorithmes

Afin d'éviter les brusques changements de contraste entre deux images successives, nous n'appliquerons pas la totalité de la correction des algorithmes en une seule trame mais nous effectuerons de manière progressive (i.e. sur plusieurs images successives) le traitement adéquat.

Par exemple, dans le cas du rehaussement global, au lieu d'ajouter à l'image en cours un offset de k , nous allons découper le traitement en p ajouts de $\frac{k}{p}$ ce qui revient à étaler la correction sur p images. La valeur de p dépend directement de la valeur du rehaussement ; ainsi, celle-ci sera faible pour des modifications mineures et forte pour des traitements importants. Cette méthode progressive suppose donc qu'entre deux images successives, les statistiques évoluent peu (pas ou peu de rupture statistique).

Pour éviter maintenant les brusques changements de contrastes entre deux types de corrections différentes (artefact appelé "discontinuité des corrections"), nous utilisons un historique des modifications de l'image, stocké dans des registres, et contenant :

- le type d'algorithme appliqué,
- la valeur de correction à atteindre (valeur finale de G_0 pour tous les algorithmes et S_{dc} pour le *Dark Compression*)
- la valeur de correction en cours (valeur de G_0 en cours)

3.3.3 Méthode de contrôle

Avant d'appliquer les modifications à l'image courante, notée I_t , le *Mixer* va premièrement vérifier si un rehaussement de niveau de gris est nécessaire en comparant $\min(I_t)$, la valeur du minimum de l'image en cours, à une valeur seuil, notée S_{min} .

Cas où $\min(I_t) > S_{min}$:

Dans ce premier cas, l'image en cours ne comporte aucun pixel de faible niveau et par conséquent aucun des deux algorithmes ne s'appliquent. Cependant, afin d'éviter les discontinuités de correction, nous utilisons un algorithme appelé "méthode identité".

Si aucune fonction n'a été appliquée à l'image précédente I_{t-1} , aucun traitement ne le sera sur l'image actuelle. Par contre, si I_{t-1} a été modifiée par un de nos algorithmes, l'image en cours sera modifiée avec le même type de correction mais avec des paramètres tels que la valeur de la correction à atteindre est nul. Cette méthode est donc en quelque sorte une "fonction inverse" de nos algorithmes, tendant temporellement vers la fonction identité (pas de modification à l'image).

Cas où $\min(I_t) < S_{min}$:

Nous sommes ici en présence d'une image comportant des pixels de faibles valeurs et un des algorithmes peut donc être appliqué. Pour déterminer la méthode envisagée, la moyenne de l'image, \bar{I}_t , est calculée puis comparée aux trois seuils précédemment cités (S_{noir} , S_{sombre} et S_{clair}) déterminant ainsi la nature de l'image (figure 10.6) et de l'algorithme mis en jeu.

- **Cas d'une image claire ou sombre** : les algorithmes appliqués seront respectivement basés sur la contraction des zones sombres et du rehaussement global. Pour appliquer correctement ces fonctions à l'image en cours, nous utilisons les informations de correction de l'image précédente, I_{t-1} , ainsi que l'historique des modifications :
 - **Cas où le type de correction précédent est identique à l'actuel** : Dans ce premier cas, le *Mixer* va récupérer les paramètres de correction stockés en mémoire. A partir de ces données, les nouveaux paramètres de l'algorithme ainsi que le délai nécessaire à sa convergence seront calculés, sauvegardés en mémoire et enfin appliqués à I_t . Nous appellerons cette méthode "méthode par continuité".
 - **Cas où aucune correction n'a été appliquée à I_{t-1}** : Dans ce second cas, aucun paramètre de correction n'est présent en mémoire. Le *Mixer* va commencer par calculer les paramètres de l'algorithme en cours ainsi que le délai nécessaire à sa convergence. L'algorithme sélectionné est ensuite appliqué à I_t et les paramètres de correction sont stockés dans les registres. Nous appellerons cette méthode "méthode de démarrage".
 - **Cas où la correction précédente est différente de l'actuelle** : Dans ce dernier cas, ce changement brutal de correction signifie une modification complète de la statistique de l'image. Les images étant de nature opposée (image claire et image sombre), éviter les discontinuités des corrections est donc devenu inutile. On supposera qu'aucune correction n'a été appliquée précédemment : on se retrouve donc dans le cas précédent.
- **Cas des images noires et des autres images** : aucune correction ne peut être appliquée et nous utilisons donc la "méthode identité" pour converger vers l'image d'origine.

Pour conclure, la figure 10.7 résume le fonctionnement global du *Mixer* avec le déclenchement de chaque méthode selon les informations statistiques reçues.

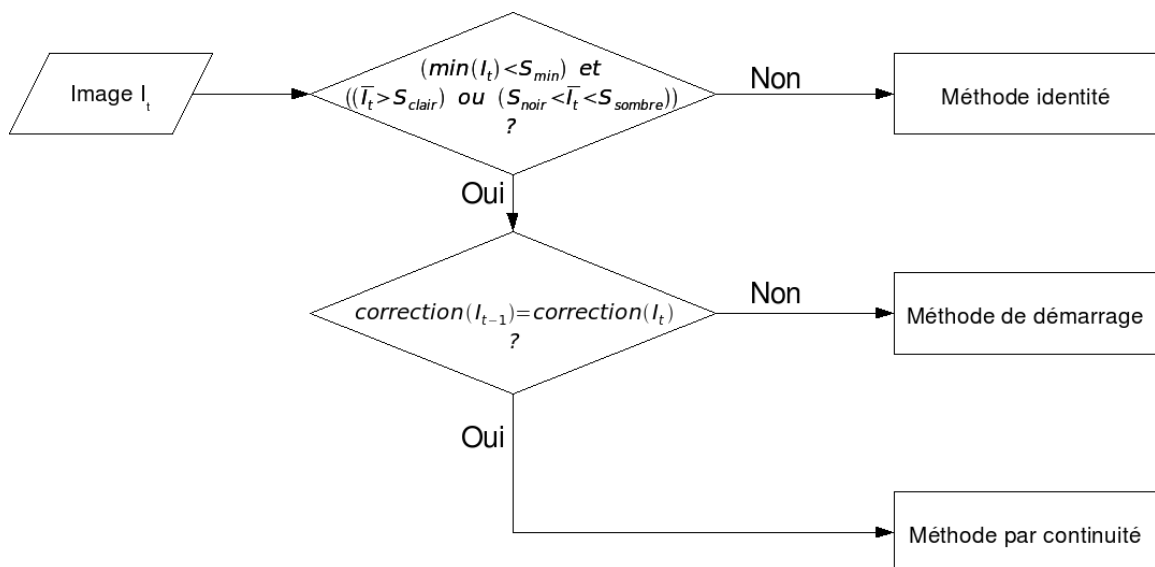


FIG. 10.7 – Fonctionnement du Mixer

4 Exemple d'application et résultats

Dans cette section, nous allons premièrement montrer et commenter un exemple de succession des algorithmes pour une série d'images. Nous présenterons ensuite les résultats sur des séquences de test en confrontant le gain en temps de réponse au niveau de diminution des phénomènes de traînées et à l'apparition de nouveaux artefacts.

4.1 Exemple d'application

Cette sous-section montre, à l'aide 12 images possédant des pixels de valeur inférieure à S_{min} (cf annexe C), le fonctionnement de la succession des algorithmes avec un exemple de séquence. Le tableau 10.1 montre, pour cet exemple, les valeurs de \bar{I}_t par rapport aux valeurs seuils présentées précédemment et les méthodes adéquates pour chaque groupe d'images.

Numéro des images	Valeur de \bar{I}_t	Méthode utilisée
1 – 2	$\bar{I}_t > S_{clair}$	<i>Dark Compression</i>
3 – 6	$\bar{I}_t < S_{sombre}$	<i>Global Offset</i>
7 – 9	$S_{sombre} \leq \bar{I}_t \leq S_{clair}$	Méthode identité
10 – 12	$\bar{I}_t > S_{clair}$	<i>Dark Compression</i>

TAB. 10.1 – Résumé de la séquence de test

La figure 10.8 montre un exemple d'application de notre méthode de réduction de temps de réponse sans mémoire de trame que nous allons maintenant commenter. Pour cela, nous allons expliquer pour chaque image la raison pour laquelle tel type d'algorithme est appliqué. Dans cet exemple, la valeur de G_0 est fixée en nombre de "pas" de valeur unitaire S (axe vertical de la figure 10.8) et la progression de G_0 s'effectue par pas de $1 \times S$ par image.

- **Image 1-2** : L'image 1 est le début de la séquence, il y a donc pas d'image précédente et donc aucune méthode appliquée avant cette trame. De ce fait, nous appliquons la méthode de démarrage avec le *dark compression* pour l'image 1. Le calcul final de la valeur de correction optimale G_0 donne ici $3 \times S$; il faudra donc 3 images pour atteindre cette valeur. Nous appliquerons ainsi une correction de $G_0 = 1S$ (car progression par pas de $1 \times S$) pour la première image et une méthode par continuité de $G_0 = 2 \times S$ pour la seconde image.
- **Image 3-6** : L'image 3 n'étant pas du même type que l'image précédente (image claire puis image sombre), nous arrêterons le *dark compression* et nous appliquerons la méthode de démarrage avec le *global offset* pour l'image 3. Le calcul final de G_0 donne ici $2 \times S$; cette valeur sera atteinte donc par continuité dès l'image 4 ; les images 5 et 6 auront la même correction puisque la statistique de l'image n'aura pas ou peu changé.
- **Image 7-9** : Pour ces trois images, aucun algorithme n'est applicable. Nous utiliserons donc la méthode par identité. Nous regardons par conséquent le dernier algorithme appliqué et nous utilisons ce même algorithme mais en diminuant la valeur de correction G_0 afin de tendre vers la fonction identité. La dernière correction utilisée étant le *global offset* avec $G_0 = 2 \times S$, nous appliquons cette même méthode avec $G_0 = 1 \times S$ pour l'image 7 puis aucune correction pour les images 8 et 9.

- **Image 10-12** : Pour ces trois dernières images, nous changeons de nouveau de domaine ; nous appliquerons par conséquent la méthode de démarrage avec le *dark compression* (puisque $\bar{I}_t > S_{clair}$).

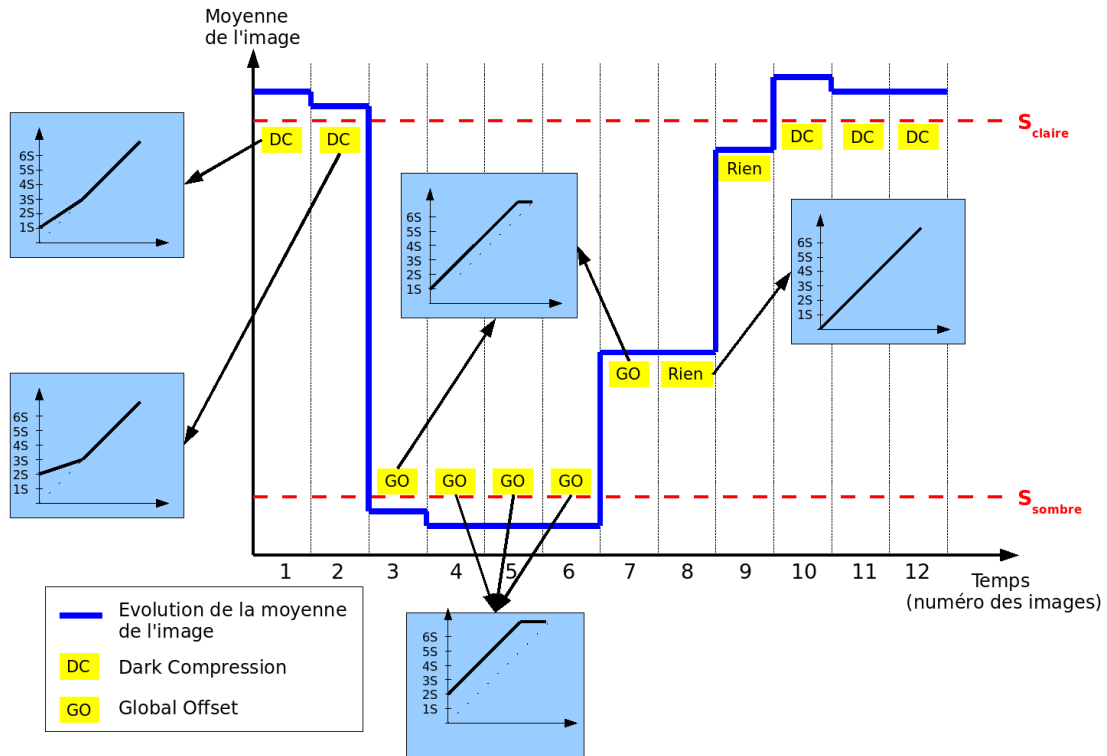


FIG. 10.8 – Exemple d'application du FMO

4.2 Evaluation subjective

Nous allons maintenant présenter les mesures de qualité subjective obtenus grâce à la solution proposée. Pour cela, nous utiliserons exclusivement des séquences naturelles de test (au nombre de 7) pour une évaluation qualitative de l'amélioration et nous écarterons donc les résultats numériques (mesures de temps de réponse) pour les raisons que nous allons maintenant évoquer.

Dans l'algorithme proposé dans ce chapitre, le niveau de correction est entièrement dépendant des statistiques de l'image ; la réduction du temps de réponse sera donc différente selon la moyenne de l'image traitée. De plus, même dans une séquence à statistiques connues, il est difficile de mesurer la réduction effective du temps de réponse du fait de la correction adaptative de notre algorithme. Par conséquent, nous avons décidé d'écarter cette mesure quantitative et de ne s'occuper que des résultats qualitatifs de la solution.

Premièrement, nous nous sommes inspirés d'un protocole de mesures subjectives déjà mis en place pour la comparaison de la qualité des écrans LCD [Jeong *et al.*, 2005]. Chaque séquence est enregistrée sous plusieurs versions : l'originale (sans traitement) et cinq versions modifiées par notre algorithme avec G_0 le paramètre faisant varier la qualité de la diminution du flou ainsi que le contraste de la vidéo.

Le test consiste en la visualisation successive et aléatoire des cinq versions traitées d'une séquence, affichées parallèlement à la séquence originale comme le montre la figure 10.9. Cet affichage avec référence permet de mesurer comparativement la qualité de l'algorithme, selon la valeur de G_0 .

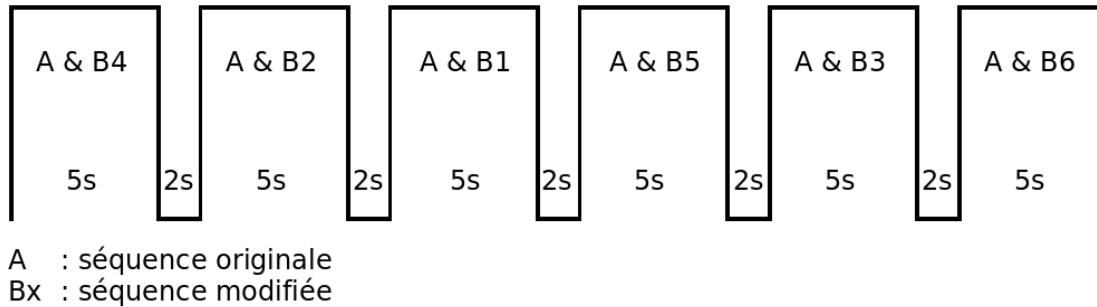


FIG. 10.9 – Protocole d'affichage des séquences

L'affichage consécutif des cinq versions de la séquence s'effectue sur une fenêtre de petite taille (300×300 pixels) d'un moniteur LCD et, est visualisé avec une distance comme si la vidéo était en plein écran (i.e de 3 à 4 fois la diagonale de l'écran) afin de simuler un écran de très petite taille.

Notre objectif étant de comparer le niveau de diminution des effets de flou avec le niveau d'apparition des nouveaux artefacts (baisse du contraste et effet de saturation), nous allons quantifier le niveau des deux effets avec une échelle "nul-faible-moyen-bon-très bon-parfait" pour le niveau de diminution des effets de flou et une échelle "nul-faible-moyen-fort-très fort-extrêmement fort" pour le niveau d'apparition des nouveaux artefacts.

Nous avons effectué pour les sept séquences naturelles environ dix tests où pour chacune des séquences visualisées, nous obtenons donc cinq couples de valeur ("Niveau de diminution du flou" et "Niveau d'apparition des nouveaux artefacts"). Pour chaque "Niveau de diminution du flou" différent, nous moyennons le "Niveau d'apparition des nouveaux artefacts, ce qui nous donne les résultats de la figure 10.10.

Dans l'objectif d'évaluer notre algorithme, nous avons tracé, en plus des résultats (en bleu), la bissectrice (en rouge) afin de déterminer la meilleure solution qui concilie une bonne diminution des effets de flou tout en minimisant l'apparition des nouveaux artefacts ; un tel cas est visible lorsque la courbe bleue se situe en dessous de la courbe rouge avec la plus grande distance euclidienne possible.

La première remarque que l'on peut formuler sur ces résultats est la limitation de la diminution de l'effet flou. En effet, lorsque la valeur maximale de G_0 est trop importante, il devient difficile de quantifier la réduction des phénomènes de traînées du fait des importantes modifications de l'image (forte baisse de contraste due à la suppression des zones sombres).

D'un autre côté, une faible valeur de G_0 entraîne une amélioration visible (niveau "moyen" en abscisse) avec une apparition peu gênante des nouveaux artefacts (niveau "faible" en ordonnée). Dans le cas présent, ce résultat concilie le mieux la réduction du flou et l'apparition de nouveaux problèmes visuels. En effet, les effets des nouveaux artefacts deviennent rapidement beaucoup plus visibles à mesure que la réduction des effets de flou progresse.

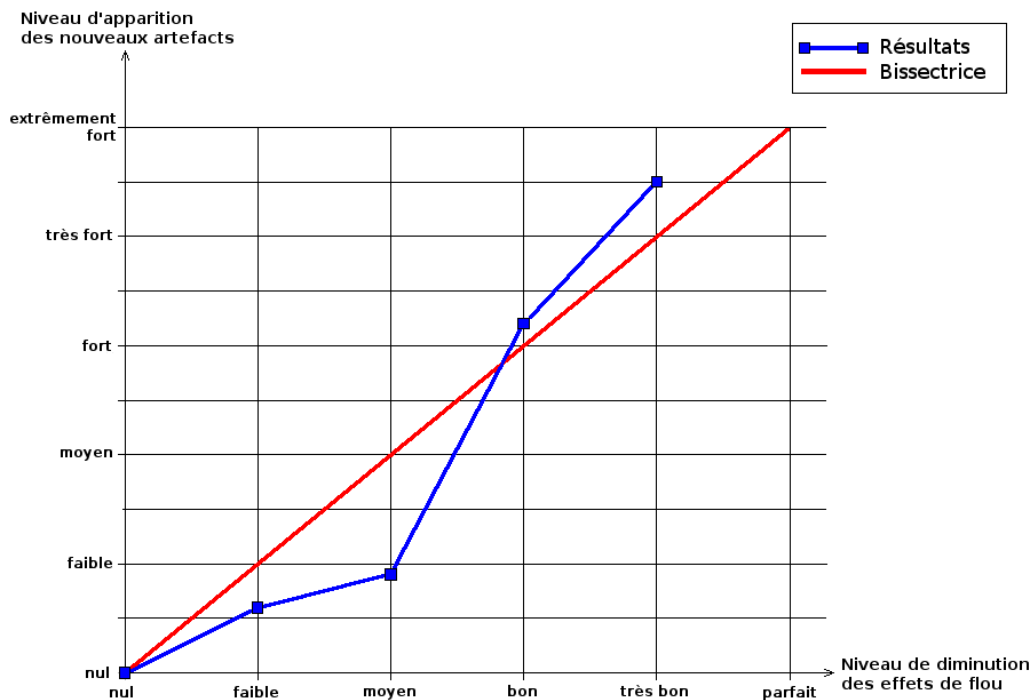


FIG. 10.10 – Résultats de la méthode de réduction de flou sans mémoire

Au final, cette solution ne peut réduire complètement les effets de flou mais permet toutefois leur diminution au prix d'une légère perte de contraste. Pour obtenir un tel résultat, un compromis entre les deux phénomènes est donc nécessaire.

5 Conclusion

Soucieux d'apporter aux écrans LCD d'appareils mobiles la même qualité visuelle que leurs homologues non mobiles, ce chapitre s'est attaché à présenter une méthode de diminution de temps de réponse adaptée aux contraintes de la mobilité. Notre méthode de réduction du temps de réponse sans mémoire répond à ce besoin premièrement avec d'une part la suppression de la mémoire de trame et d'autre part avec une diminution maîtrisée des effets de flou tout en minimisant les nouveaux problèmes de perception visuelle que sont la perte de contraste et la saturation des blancs.

Dans ce chapitre, ainsi que dans le précédent, nous nous sommes attachés à la résolution des problèmes de flou dû au temps de réponse des écrans LCD grâce à des modifications importantes de la méthode *overdrive*. En supposant que le problème de temps de réponse soit résolu de manière optimale avec nos solutions, les algorithmes de type *overdrive* sont insuffisants à résoudre la totalité des problèmes de flou perçus à l'écran. En effet, même avec un temps de réponse nul, il reste un flou perçu dû au *hold effect*. Par conséquent, de nouvelles méthodes complémentaires doivent se greffer aux fonctions actuelles pour la suppression de ce problème visuel ; c'est ce que nous allons montrer et réaliser dans le dernier chapitre.

Chapitre 11

L'effet échelon des écrans LCD

1 Introduction

Après avoir présenté dans les chapitres précédents les techniques de réduction de temps de réponse, nous allons maintenant nous pencher sur la seconde origine du flou perçu : l'effet échelon. Pour rappel, ce type de flou indépendant du temps de réponse, présenté dans la section 3.2.2 du chapitre 2 page 41, est généré par un problème de "compatibilité" entre la commande échelon de l'écran LCD et notre système visuel. Notre façon de percevoir étant difficilement modifiable, nous allons jouer sur les paramètres accessibles de la commande pour réduire la taille du flou, avec principalement l'augmentation de la fréquence de rafraîchissement.

Dans ce chapitre, nous allons effectuer un état de l'art des solutions contre l'effet échelon des écrans LCD. Nous allons commencer par une étude préliminaire sur l'augmentation de la fréquence de rafraîchissement puis nous présenterons plusieurs solutions de traitement d'images basées sur cette technique. Enfin, nous parlerons des solutions utilisant le *backlight*¹ en complément aux algorithmes de traitement d'images.

2 Etude sur la multiplication de la fréquence

Comme nous l'avons vu dans la section 3.2.2 du chapitre 2 page 41 et notamment par la figure 2.12, la valeur du flou dû à l'effet échelon est égale à la vitesse de déplacement du front exprimé en pixel par trame (cette vitesse dépend donc de la durée de la trame et par conséquent de la fréquence de rafraîchissement). Dans cette section, nous allons étudier les conséquences qu'entraîne l'augmentation de f sur le calcul du flou.

Reprenons la même expérience que dans le chapitre 2. Soit \vec{v} la vitesse de déplacement de l'objet avec une fréquence de rafraîchissement f . Dans ce cas, pour les écrans LCD, nous avons vu que la taille du flou était de valeur v . D'un point de vue théorique, pour réduire par deux la taille du flou, une vitesse de déplacement de $\frac{\vec{v}}{2}$ par trame serait nécessaire. Cependant, afin de garantir la même vitesse de l'objet que précédemment, la durée de la trame doit être elle aussi divisée par deux, ce qui revient à multiplier par deux la fréquence de rafraîchissement. Une fréquence plus élevée réduit par conséquent la taille du flou perçu [Kuroki *et al.*, 2006].

¹Système de lampes permettant d'éclairer par l'arrière la dalle de cristaux liquides

Cependant, cette augmentation entraîne de nouvelles contraintes car multiplier la fréquence par n implique la création de $n - 1$ nouvelles images entre deux images originales [Hong *et al.*, 2006]. Ces contraintes sont présentes aussi d'un point de vue matériel ; si les écrans 60 Hz étaient depuis le début des années 2000 considérés comme le standard, nous ne voyons émerger qu'en 2006 les écrans 120 Hz, soit une multiplication de la fréquence par seulement un facteur 2.

Finalement, en vue de créer les nouvelles images lors de l'augmentation de la fréquence, nous allons présenter dans la section suivante différentes techniques, toutes issues du domaine du traitement d'images.

3 Etat de l'art : Les solutions liées à la commande

Parmi les techniques de traitement d'images, nous pouvons distinguer deux principaux courants, représentant deux orientations différentes [Lee *et al.*, 2005] : la première étant de s'approcher de la commande impulsionnelle des écrans CRT, la seconde se focalisant sur la création des nouvelles images dans l'objectif de "fluidifier" le mouvement des objets.

Dans cette section, nous commencerons par présenter deux techniques basiques de création de nouvelles images puis nous nous pencherons sur les techniques utilisées actuellement.

3.1 Le doublement de trame

La première méthode de création d'images consiste à recopier l'image précédente dans la nouvelle image. Comme on pouvait s'y attendre du fait de la commande échelon de l'écran, et comme on le voit sur la figure 11.1, cette solution n'a aucune conséquence sur la taille du flou qui reste identique à précédemment.

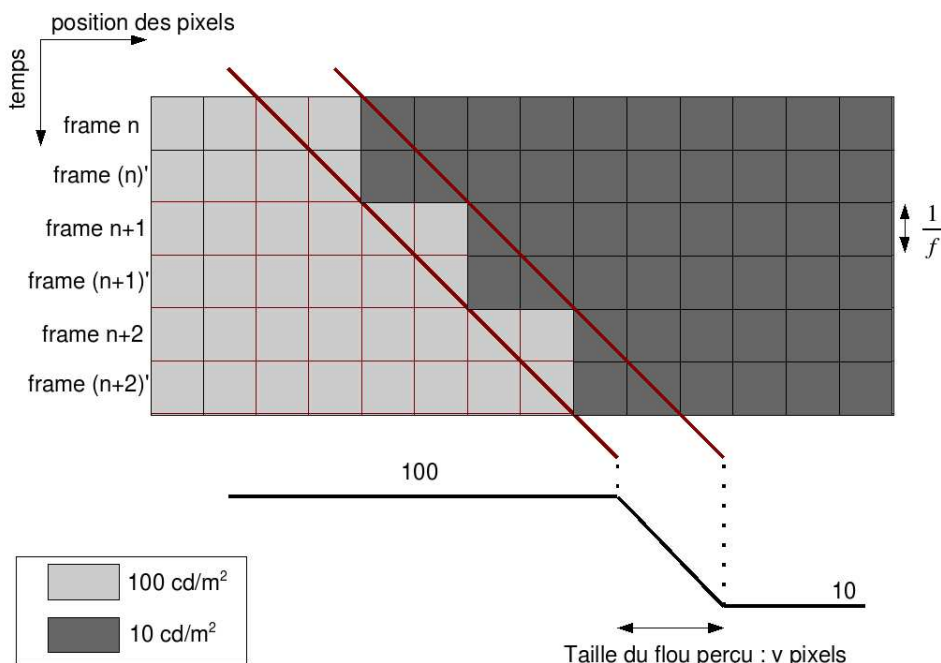


FIG. 11.1 – Effet échelon par simple recopiage de l'image

Au final, cette méthode n'est utile que pour la diminution du temps de réponse qui pourra être réduit en théorie jusqu'à $\frac{1}{2f}$ au lieu de $\frac{1}{f}$ [Pan *et al.*, 2005b].

3.2 Le moyennage temporel

Cette seconde solution consiste, pour l'image à recréer, à calculer la moyenne entre l'image précédente et l'image suivante. Cela revient à effectuer une interpolation bilinéaire dans le domaine temporel. A l'instar de son homologue spatial, cette technique va créer des images floues, prenant en compte le mouvement des objets en dégradant leurs contours. Au final, le calcul de l'effet échelon, représenté figure 11.2, nous donne une largeur de flou supérieure à celle sans traitement et à simple fréquence.

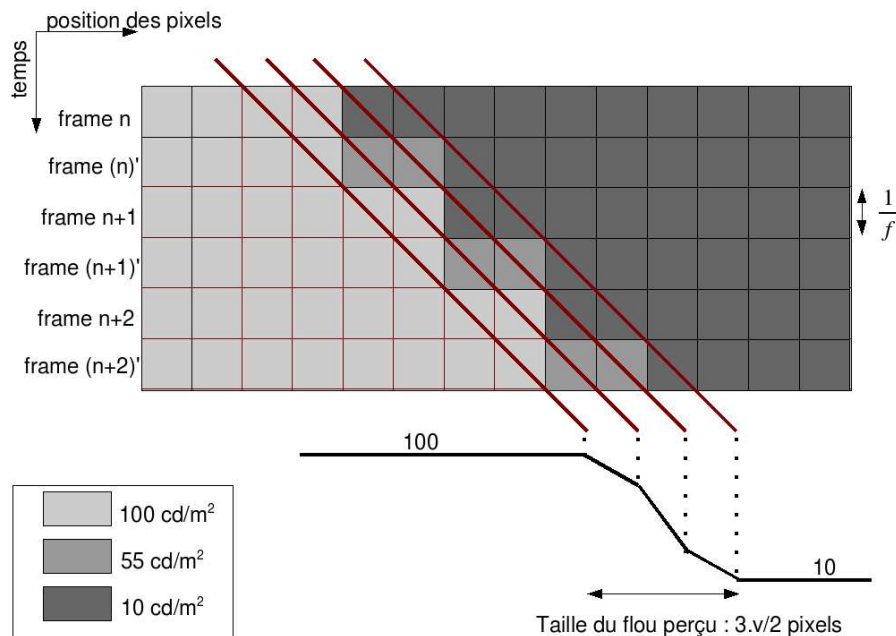


FIG. 11.2 – Effet échelon par moyennage temporel des images

Ce choix, augmentant la taille du flou est donc à bannir mais permet tout de même de comprendre qu'une augmentation de la fréquence couplée à un traitement basique ne suffit pas à améliorer la qualité visuelle d'un LCD.

3.3 L'insertion d'images noires

L'insertion d'images noires (*Black Frame Insertion*, ou BFI) consiste, comme son nom l'indique, à ajouter une image entièrement noire dans la séquence des images d'origine [Hirakata *et al.*, 2001; Nose *et al.*, 2001]. Cette technique tente donc de s'approcher de la commande impulsionnelle de l'écran à tube cathodique par une commande échelon couplée avec une insertion d'images noires simulant la période de relaxation des phosphores d'un écran à tube cathodique. Comme on le voit sur la figure 11.3 où pour l'exemple l'intégralité des nouvelles images est noire (soit 50% de la totalité des images), cette solution améliore la qualité d'image en divisant par deux la taille du flou perçu.

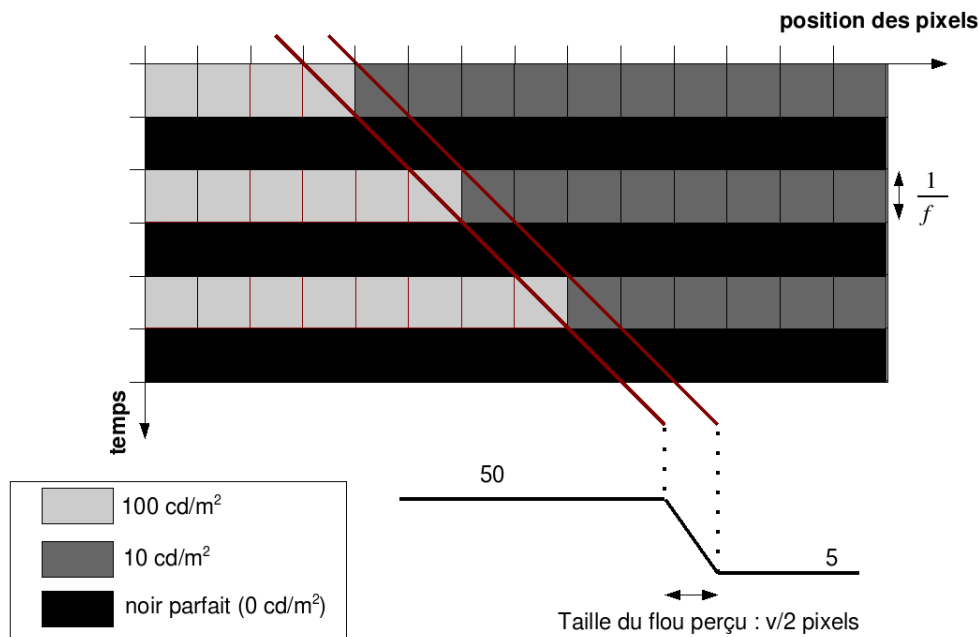


FIG. 11.3 – Effet échelon par insertion d'images noires

Il est possible de modifier le pourcentage d'images noires insérées : 50% d'images noires sur l'ensemble des images réduira de moitié la taille du flou ; 25% d'un quart ... Cependant, cette insertion de noir induit trois artefacts. Le premier des problèmes est, comme pour le CRT, la présence de scintillement (ou *flicker*) à l'écran dû pour chaque pixel à la succession de données et d'images noires.

Le second problème du *Black Frame Insertion* est la diminution globale de la luminosité ; en effet, au lieu d'obtenir un front entre 100 cd/m^2 et 10 cd/m^2 , on obtient un contour entre 50 cd/m^2 et 5 cd/m^2 , soit au total deux fois moins de luminosité. Même si celle-ci peut être correctement compensée par une augmentation du *backlight* (solution au demeurant coûteuse en terme d'énergie), il subsistera une diminution du contraste, due à l'augmentation du niveau du noir [Hong *et al.*, 2004; Su *et al.*, 2007].

Enfin, dans le cas d'un écran LCD peu réactif (temps de réponse élevés), certaines transitions vers le noir n'auront pas le temps d'atteindre leur valeur finale et ce problème de temps de réponse va créer ce qu'on appelle une "image fantôme", c'est-à-dire la visualisation d'un niveau de gris non désiré, comme nous l'avons déjà vu dans la section 5 du chapitre 8 page 122 et comme on peut le voir sur la figure 11.4.

Faisant intervenir une valeur extrême (le noir), ces transitions descendantes ne pourront pas bénéficier de l'amélioration de la technique de réduction de temps de réponse de type *overdrive*. Une solution pour remédier à ce problème d'image fantôme consiste à remplacer le noir par un niveaux de gris légèrement supérieur [Kim *et al.*, 2006]. Cependant, cette opération a pour conséquence de réduire le contraste global de l'écran en élevant la valeur du noir, contrairement au BFI classique qui préserve cette valeur.

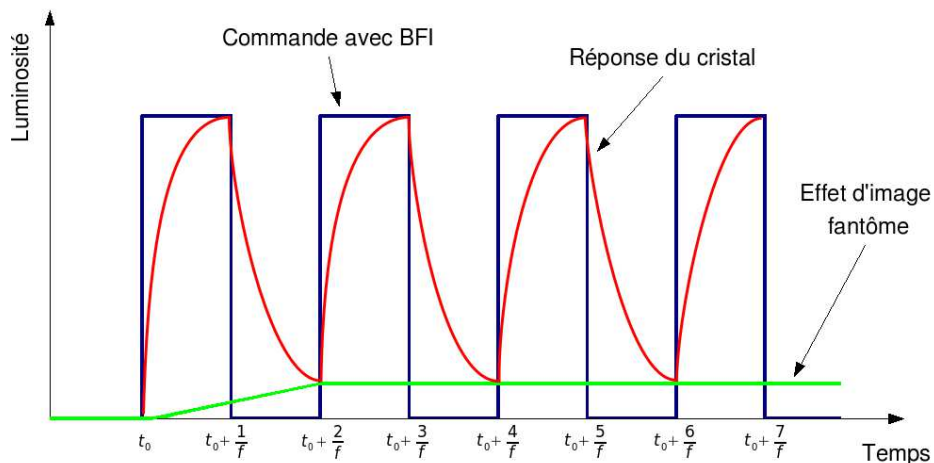


FIG. 11.4 – Apparition d'image fantôme avec un écran LCD peu réactif

Malgré la présence de ces nouveaux artefacts, le BFI possède un avantage lié au temps de réponse. En effet, la valeur initiale de tous les pixels d'une image d'origine est toujours égale à 0, simplifiant considérablement les techniques d'*overdrive* [Hong *et al.*, 2005b]. Nous pourrions dans ce cas utiliser notre algorithme présenté dans la section 4.1 du chapitre 9 page 130.

3.4 La compensation de mouvement

La compensation de mouvement est une technique provenant du domaine de la télévision pour convertir la fréquence des différents sources (DVD, télévision) vers la fréquence de rafraîchissement de l'écran. Cet algorithme est fondé sur la création de nouvelles images en prenant en compte le déplacement des objets à l'écran [Kurita, 2005; Bellers *et al.*, 2007], ce qui permet théoriquement de recréer parfaitement le mouvement et réduire ainsi le flou perçu (cf figure 11.5)

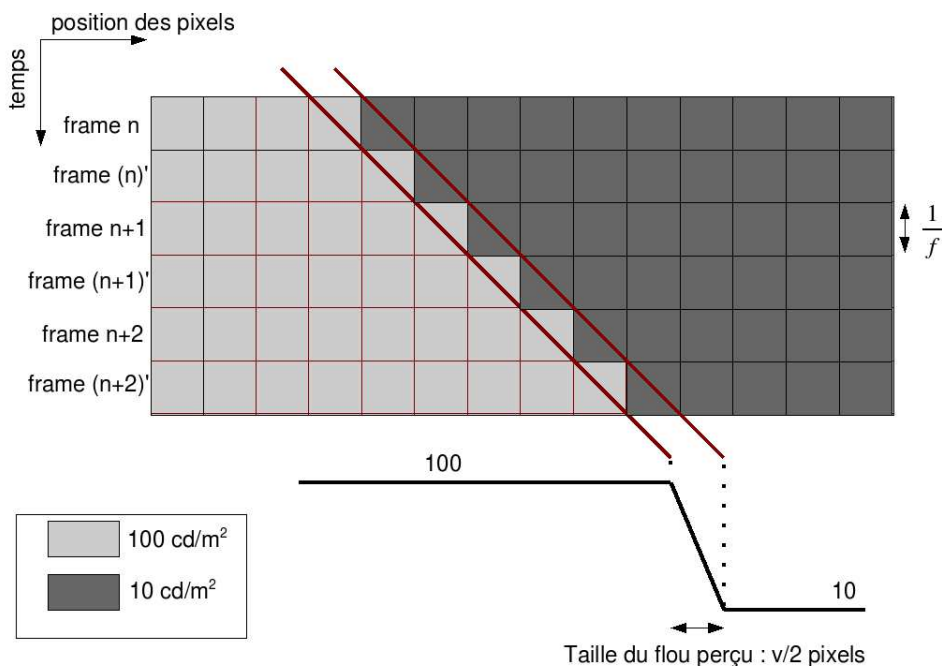


FIG. 11.5 – Effet échelon par compensation de mouvement

Contrairement au *Black Frame Insertion*, cette technique a l'avantage de ne pas produire de scintillement et de préserver la luminosité de l'écran. Cependant, celle-ci comporte aussi plusieurs problèmes liés notamment à l'estimation de mouvement qui s'effectue généralement par bloc [Mishima et Itoh, 2004]. Il est en effet très difficile de correctement estimer le mouvement de chaque pixel indépendamment, c'est pourquoi une technique d'estimation de blocs de pixel est utilisée.

Toutefois, ce type d'estimation de mouvement manque de précision et génère des erreurs que l'on retrouve lors de la compensation de mouvement et donc dans la création de la nouvelle image. Enfin, le dernier inconvénient à cette technique est sa grande complexité par rapport aux précédents algorithmes.

3.5 La compensation du flou par filtrage inverse

Avant de commencer la présentation de cette dernière technique, il faut noter que cet algorithme ne nécessite pas obligatoirement le doublement de la fréquence de rafraîchissement comme pour les autres solutions présentées précédemment. Par conséquent, elle peut être appliquée pour n'importe quelle fréquence.

Cette dernière méthode part du simple constat que les contours des objets en mouvement deviennent flous à l'écran. L'idée proposée par la compensation du flou par filtrage inverse (appelé *Motion Compensation Inverse Filtering*, ou MCIF) est de contrer cet artefact par un filtrage inverse [Klompenerhouwer et Velthoven, 2004] pour retrouver la netteté des contours lorsque ceux-ci sont en mouvement. Celui-ci consiste à accroître les hautes fréquences ce qui revient à augmenter le contraste des contours comme on le voit sur la figure 11.6. On peut rapprocher cette méthode au rehaussement de contour spatial basé sur le laplacien [Lee et al., 2006a]

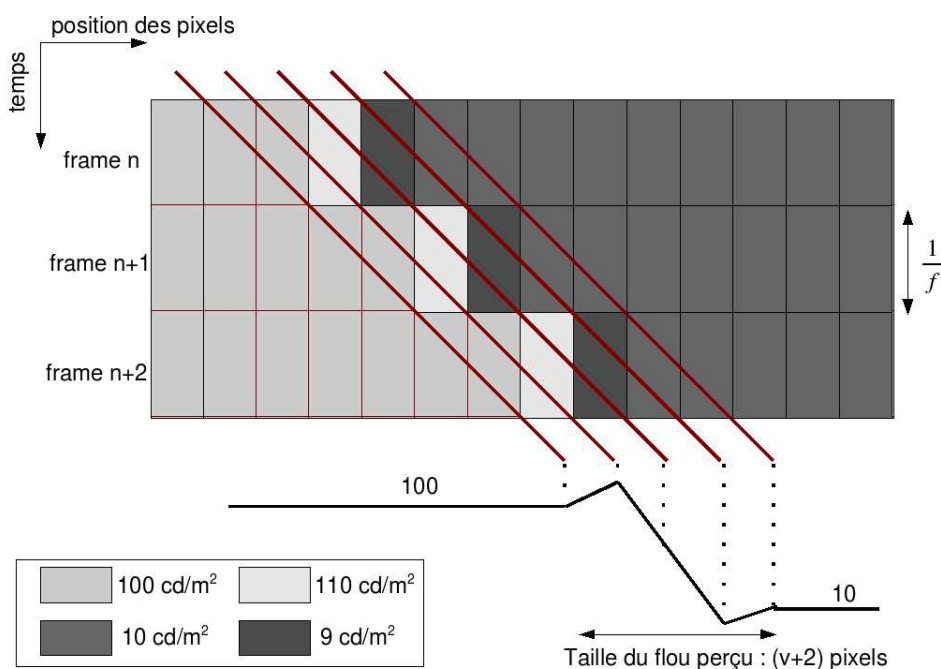


FIG. 11.6 – Effet échelon par compensation de flou par filtrage inverse

D'un point de vue des dépendances algorithmiques, le MCIF nécessite une estimation du mouvement (mais pas de compensation) afin d'effectuer uniquement le rehaussement des contours qui sont en mouvement. Comme la compensation de mouvement, nous retrouvons les mêmes techniques d'estimation de mouvement et par conséquent les mêmes erreurs sur les vecteurs de mouvement.

4 Etat de l'art : Les solutions liées au Backlight

Afin de s'approcher de la commande échelon des écrans CRT, nous avons vu dans la section précédente la possibilité d'afficher des images noires par un procédé de traitement d'images. Cependant, cette insertion de 50% d'images noire est un pourcentage encore trop faible pour espérer approcher les performances du CRT.

A moins d'augmenter encore la fréquence de rafraîchissement, il est difficile d'augmenter la proportion d'image noire par *Black Frame Insertion* sans accroître les problèmes de scintillement. Nous utiliserons donc un nouveau paramètre dans la résolution du problème de l'effet échelon pour simuler la commande impulsionnelle du tube cathodique, le *backlight*.

Après avoir présenter brièvement ce nouveau paramètre, nous proposerons dans cette section deux solutions s'appuyant à la fois sur l'éclairage de l'écran et sur la multiplication de la fréquence. Les solutions proposées seront par conséquent complémentaires à celles basées sur le traitement d'images.

4.1 Le *Backlight*

Le *Backlight*, appelé aussi rétro-éclairage, est le système diffusant de la lumière non polarisée sur les cristaux liquides comme on le voit sur figure 1.1 du chapitre 1 page 23. Cet éclairage est dans la majorité des cas composé de n lampes à tubes néons, appelés aussi *Cold Cathode Fluorescent Lamps* ou CCFL, disposés horizontalement derrière la dalle de cristaux liquides, comme le montre l'image de gauche de la figure 11.7. Dans sa version basique, celui-ci éclaire en continu l'écran et ne peut être désactivé ; même lorsque l'on affiche une image entièrement noire, les cristaux continuent à recevoir de la lumière.

Comme on peut le remarquer, il n'existe que peu de paramètres sur lesquels nous puissions jouer sur ce type de *backlight*. Dans les sections suivantes, nous allons utiliser des modes d'éclairage plus évolués afin de diminuer le flou dû à l'effet échelon.

4.2 Le *Flashing Backlight* et le *Scrolling Backlight*

Considérons un éclairage d'écran comportant n lampes horizontales. Nous avons vu que dans la version "classique" du *backlight*, la lumière est émise de manière continue au cours du temps sur l'ensemble de l'écran. Les deux méthodes proposées ici modifient la manière d'émission de la lumière des lampes et permettent de simuler l'effet de relaxation des luminophores d'un CRT [Su *et al.*, 2007; Sluyterman et van der Poel, 2007].

Avec le *Flashing Backlight*, les n lampes éclairent pour chaque trame simultanément tout l'écran pendant un temps inférieur à $\frac{1}{f}$ ce qui se rapproche de la commande impulsionnelle des écrans CRT. Le concept est identique pour le *Scrolling Backlight* à cela près que l'on ajoute un aspect spatial au traitement ; chaque lampe est en mode *Flashing Backlight* mais leur éclairage s'effectue les unes à la suite des autres comme on le voit sur la figure 11.7. En plus de se rapprocher de l'effet impulsionnel du CRT, cela permet de simuler le balayage de son canon à électrons.

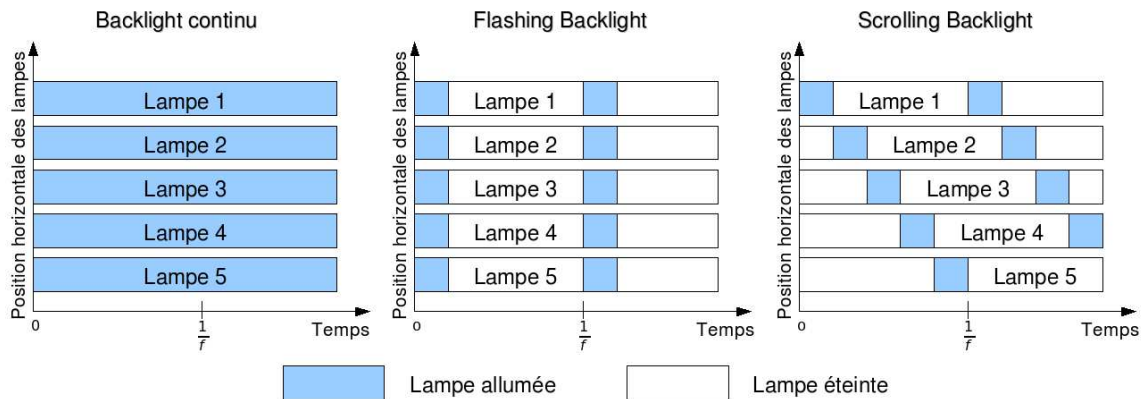


FIG. 11.7 – Techniques d'éclairage par backlight avec 5 lampes

Comparées à l'algorithme d'insertion d'image noires, ces deux techniques permettent de diminuer l'effet de scintillement à l'écran [Hong *et al.*, 2005a] grâce à la possibilité de modifier le rapport entre la durée d'éclairage des lampes et la durée sans lumière, contrairement au *Black Frame Insertion* où ce rapport était obligatoirement de 50% à 120 Hz. Pour ce faire, la fréquence de rafraîchissement et les lampes doivent être synchronisées ce qui nécessite une modification du *backlight* et l'adoption d'un circuit de pilotage.

4.3 le Backlight à LED

Cette dernière solution propose de remplacer les systèmes d'éclairage classique (à base de lampes horizontales) par un système permettant de d'éclairer localement la luminosité (i.e pour un ensemble contigu de pixels de l'image) [De Greef *et al.*, 2006]. Pour cela, un éclairage directionnel ayant très peu de diffraction est nécessaire afin d'éviter que la lumière éclaire les pixels des autres zones.

Un éclairage à base de diodes électroluminescentes blanches (*Light Emitting Diode* ou LED) à deux états (allumées ou éteintes) est donc utilisé pour cette application. Le tableau 11.1 montre les avantages et les inconvénients des LED par rapport aux *backlight* classiques sans effet de *Flashing* ni de *Scrolling* (lampes constamment allumées).

En plus d'offrir un contraste inégalé [Chen *et al.*, 2007], cette technique permet de gérer indépendamment chaque bloc de pixel comme s'il s'agissait d'un petit écran LCD. De plus, le changement de l'intensité lumineuse par la tension est extrêmement réactif ce qui permet de simuler localement pour chaque bloc de pixel un effet de *Flashing Backlight*.

	CCFL	LED
Valeur du noir	Pas de "vrais" noirs (lampes toujours allumées)	Noirs très profonds
Contraste	environ 2000 :1	plus de 10000 :1
Tension d'alimentation	plus de 400 V	3.5 V
Température de fonctionnement	0 à +50 °C	-20 à +70 °C
Durée de vie	30 000 à 50 000 heures	environ 100 000 heures
Coût	très faible	élevé

TAB. 11.1 – Comparaison des caractéristiques des LEDS et des CCFLs

Cependant, comme on le voit sur la figure 11.8, cette méthode exige une synchronisation entre bloc de pixel de l'image et la LED correspondante ce qui implique, comme pour les techniques précédentes, un circuit de pilotage supplémentaire.

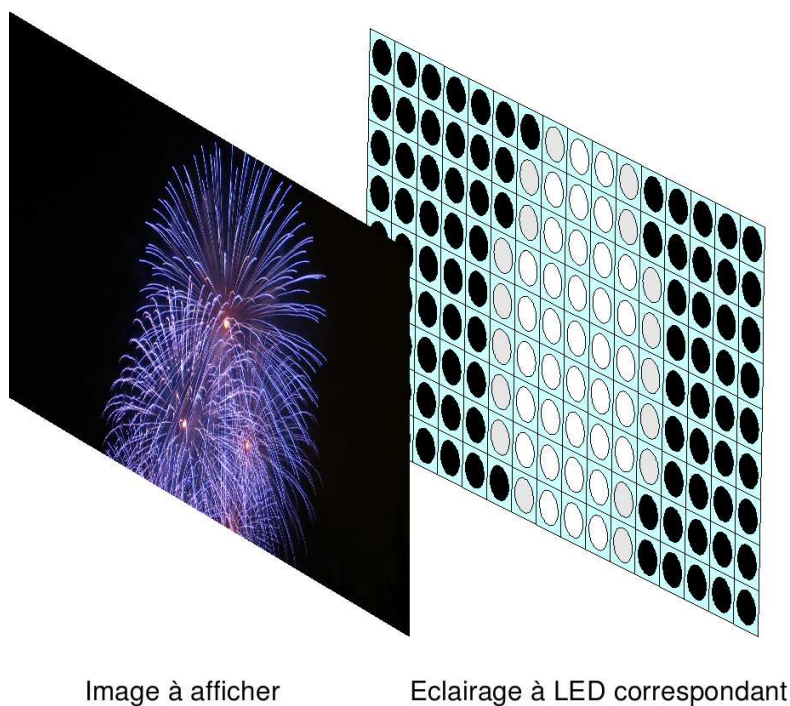


FIG. 11.8 – Technique d'éclairage par LED

Au final, avec les avantages présentés précédemment, les écrans à LED commencent à faire en 2007 leur apparition sur le marché et semblent être promu à un excellent avenir.

5 Conclusion

Bien que le temps de réponse reste le seul repère commercial pour les consommateurs dans le monde du LCD, la course pour diminuer celui-ci s'est fortement amenuisée en faveur de la réduction du flou dû à l'effet échelon. Dans ce contexte, nous avons vu dans ce chapitre l'apparition successive de deux tendances complémentaires pour diminuer cet artefact : la première par l'augmentation de la fréquence de rafraîchissement et le traitement d'images, la seconde par une nouvelle utilisation du *backlight* pour simuler l'éclairage du CRT.

Par cet état de l'art des solutions, nous pouvons distinguer deux méthodes les plus efficaces dans la lutte contre l'effet de flou. Parmi les algorithmes du premier courant, la compensation de mouvement semble être la plus adaptée pour réduire le flou tout en évitant les dégradations visuelles (comme le scintillement, la perte de luminosité ou de contraste), artefacts que les autres techniques peuvent apporter. Du côté des méthodes par éclairage, l'utilisation des LEDs semble être une piste très intéressante pour la réduction du flou et l'amélioration des caractéristiques de l'écran, notamment la luminosité, le contraste ainsi que la consommation électrique.

Conclusion générale

Les travaux proposés dans ce mémoire ont traité de la réduction des artefacts visuels présents sur les écrans à cristaux liquides, et plus spécifiquement des effets de flou perçus par l'utilisateur sur ce type d'affichage. Ces travaux ont été effectués dans le domaine des circuits dédiés au LCD au sein de l'entreprise STMicroelectronics et au laboratoire Grenoble-Image-Parole-Signal-Automatique.

La contribution de nos travaux a porté, d'un point de vue applicatif, sur l'élaboration de nouveaux algorithmes de réduction de temps de réponse et par conséquent sur des nouvelles méthodes de diminution des effets de flou. Pour cela, elle s'est basée sur une analyse théorique approfondie du temps de réponse et plus particulièrement sur une proposition de modélisations mathématiques des transitions ainsi que des temps de réponse.

L'approche théorique que nous avons proposée s'est effectuée sous la forme d'une étude exhaustive du temps de réponse; elle comprend la définition mathématique et lexicale du terme "temps de réponse", des propositions sur les méthodes de calcul de sa valeur et enfin deux modélisations mathématiques de son comportement. Cette étude avait pour objectif d'approfondir les connaissances sur le temps de réponse et les transitions pour aboutir, du côté applicatif, à une amélioration visuelle des écrans LCD. Quatre résultats majeurs découlent directement de ce champ d'investigation de notre étude théorique.

- Au vu des difficultés pour décrire les différents types de transitions ainsi que l'absence de notations mathématiques dans le domaine des LCD, nous avons premièrement proposé un nouveau vocabulaire lexical et mathématique entièrement dédié aux temps de réponse et aux transitions. Celui-ci permet de simplifier de manière importante les notations utilisées.
- Nous avons ensuite présenté les définitions courantes du temps de réponse. Cette étude a permis la compréhension des différentes métriques ainsi que les besoins industriels et commerciaux dans la recherche d'une définition du temps de réponse permettant de corréliser correctement sa valeur avec la qualité visuelle de l'écran. En se basant sur ces revendications spécifiques, nous avons proposé une nouvelle métrique mettant en jeu une relation psycho-visuelle afin de relier la valeur du temps de réponse avec la qualité perçue à l'écran.
- Par la suite, un état de l'art succinct des outils de mesure du temps de réponse nous a permis de mettre en exergue certaines difficultés d'ordre financier pour des petites entreprises à acquérir le matériel nécessaire à une mesure précise. Partant de cette constatation, nous avons proposé un nouveau système d'acquisition utilisant une caméra linéaire, diminuant de ce fait drastiquement le coût global du matériel mis en œuvre.

- Enfin, après avoir démontré les lacunes et restrictions des modèles mathématiques actuels décrivant l'évolution temporelle des transitions, soit à cause de leur faible précision, soit à cause de leur manque de cohérence vis-à-vis de la métrique VESA, nous avons proposé un modèle polynomial décrivant l'évolution des temps de réponse de T_0 ainsi que deux modélisations mathématiques novatrices sur la représentation des transitions. Basés sur des résultats expérimentaux, ces deux modèles, chacun défini dans un domaine particulier de transitions, permettent pour la première fois de décrire de manière très concise les temps de réponse ainsi que les transitions mises en œuvre.

D'un point de vue applicatif, nous avons proposé l'utilisation de ces deux formalismes de modélisation en vue de la création de nouveaux algorithmes de réduction de temps de réponse. Une telle approche, basée uniquement sur les équations mathématiques représentant l'évolution du temps de réponse de T_0 ainsi que les descriptions analytiques de la forme générale des transitions, a donné lieu à des résultats significatifs en comparant avec les solutions existantes de type *overdrive* :

- La première différence notable entre notre algorithme et les solutions *overdrive* porte sur l'absence de *Look-Up-Table* pour la correction des transitions. Ce changement majeur de conception entraîne une conséquence sur le paramétrage des algorithmes. Contrairement aux solutions avec L.U.T. qui nécessitent, pour chaque transition, d'effectuer un asservissement de tension pour obtenir un *overshoot* (ou *undershoot*) réduisant à son maximum le temps de réponse tout en optimisant la qualité d'images, notre algorithme ne demande qu'un nombre restreint de mesures de temps de réponse, effectuées sans aucune compensation : en effet, notre calcul de la correction n'est pas pré-chargé en mémoire mais s'effectue directement sur le circuit.
- Le fait de se fonder sur des représentations analytiques en fonction du temps permet à notre algorithme de s'adapter facilement à la fréquence de rafraîchissement de l'écran, sans pour autant ajouter de nouveaux composants comme par exemple le système d'*overdrive* classique qui multiplie les mémoires de corrections selon ce paramètre. De plus, un changement de fréquence ne change en aucune façon notre campagne nouvelle mesure, la paramétrisation de notre modèle étant indépendante de la fréquence de rafraîchissement lors de l'acquisition.
- Concernant les appareils mobiles pourvus d'un écran à cristaux liquides, les constatations effectuées sur le modèle en tangente hyperbolique nous ont permis la création d'un système d'amélioration de la qualité d'image novateur puisque ne nécessitant aucune mémoire de trame, résultat qui n'est pas réalisable en se basant sur les techniques *overdrive* actuelle. Malgré une réduction non optimale des effets de flou sur les écrans de petite taille, cet algorithme permet d'obtenir à faible coût une amélioration visible de qualité d'image, ce qui était difficilement réalisable jusqu'à maintenant.

Au terme des travaux présentés dans ce mémoire, plusieurs axes de recherche se dégagent pour songer, du point de vue des perspectives, à prolonger notre étude sur la réduction des artefacts sur panneaux LCD menée pendant ces trois ans. Ainsi, à court terme, cinq pistes ont été envisagées :

- Bien que son utilisation dans les solutions de réduction de temps de réponse simplifie les équations finales, la modélisation des temps de réponse de T_0 que nous avons développée (présentée dans la section 2.1 du chapitre 6 page 96) n'a pas de lien direct avec le comportement physiques des cristaux du fait de sa représentation polynomiale de degré d . Envisager de développer d'autres modèles est tout à fait concevable, en se fondant par exemple sur les équations physiques du temps de réponse présentées section 2.1 du chapitre 5 page 83. L'évaluation de l'impact de ce changement de modèle sur les algorithmes de réduction du temps de réponse est aussi à prendre en compte.
- Du côté du système de mesure utilisant la photodiode, sa mise en œuvre pose le problème de sa dépendance vis-à-vis du matériel annexe tels que l'oscilloscope numérique ou le générateur de laboratoire. Dans l'objectif de réduire le coût global du banc de mesure, une des pistes à explorer serait d'ajouter au système actuel une connection par un port numérique à un ordinateur afin de simplifier notamment les transferts des données vers le logiciel de calcul numérique.
- Concernant le système utilisant le caméra linéaire, le logiciel d'acquisition actuel utilise des pilotes particuliers ne fonctionnant que sous le système d'exploitation Microsoft Windows®. Une des perspectives envisagées est d'effectuer le portage du pilote et de notre application sous d'autre OS (Linux, MacOS, ...) pour permettre aux entreprises travaillant sous un autre environnement d'utiliser notre solution. Ce développement pourrait s'accompagner d'une optimisation des algorithmes présents dans les logiciels de capture et de calcul du temps de réponse.
- Afin de se concentrer exclusivement sur la solution de réduction de temps de réponse sans aucune mémoire de correction, nous avons volontairement écarté l'étude des algorithmes disposant d'une *Look-Up-Table*. A partir de la résolution théorique des équations présentée section 3 du chapitre 9 page 127, le développement d'un système de remplissage automatique de mémoire de correction pourrait être envisagé. Par rapport aux méthodes actuelles, cette solution permettrait de réduire de manière conséquent le nombre de mesures nécessaires au chargement de la L.U.T.
- Enfin, une comparaison de notre méthode de réduction du temps de réponse à une solution commerciale sur un écran du marché, possédant déjà un système d'*overdrive*, serait une piste très intéressante afin d'évaluer la qualité de nos algorithmes vis-à-vis des autres solutions. Il serait cependant nécessaire pour cette étude de pouvoir désactiver la fonction *overdrive* de l'écran ou de récupérer les paramètres de correction présents dans la L.U.T. ; malheureusement, ces deux possibilités ne sont pas réalisables actuellement avec les écrans LCD du moment.

Enfin, à moyen et long terme, nous avons pu mettre en évidence cinq orientations de recherche possibles :

- Les modélisations mathématiques que nous avons proposées prennent en compte actuellement uniquement la fréquence de rafraîchissement de l'écran en tant que paramètre intrinsèque. Une idée intéressante serait d'intégrer dans les modèles existants de nouveaux paramètres comme par exemple la température de la dalle au cours du temps. Une extension des modèles actuels serait donc une des pistes possibles.

- Nous avons montré qu'actuellement l'ensemble des métriques de temps de réponse ne reflétait en rien la véritable qualité visuelle d'un écran LCD. Par l'entremise de tests subjectifs, une perspective envisageable serait de calculer la corrélation entre les métriques existantes et la qualité de l'écran. En analysant les faiblesses et les points forts de chaque norme, cette étude pourrait aboutir à la proposition d'une nouvelle mesure commerciale de temps de réponse.
- Bien que donnant des résultats très satisfaisants, les modélisations que nous avons proposées dans ce mémoire possèdent chacune des lacunes et des restrictions dans leur domaine de définition. Étendre les modèles existants afin de combler ces erreurs systématiques permettrait au final de réduire les erreurs dans les solutions de réduction du temps de réponse. Cependant, si cette étude complexifiait l'utilisation des modélisations, il faudrait répartir sur de nouvelles fonctions mathématiques permettant une représentation étendue de toutes les transitions quelle que soit leur nature.
- Les solutions de type *overdrive* actuelles sont implantées en supposant que les propriétés des cristaux liquides de l'écran ne changent pas au cours du temps. Une évaluation de la qualité d'un *overdrive* au cours du temps semble un exercice difficile du fait des connaissances nécessaires sur l'évolution temporelle des cristaux liquides de l'écran. A long terme, une telle étude permettrait peut être d'obtenir des algorithmes de réduction de temps de réponse pouvant évoluer au cours du temps en anticipant le possible "vieillessement" ou modification des propriétés des cristaux liquides.
- Enfin, nous nous sommes attachés dans ce mémoire à la réduction des phénomènes de flou générés soit par le matériel (le temps de réponse des cristaux liquides), soit par une relation entre le matériel et notre système visuel (le *hold effect*). En supposant que les problèmes créés par le *hardware* sont entièrement résolus, il serait intéressant de regarder ensuite la contribution de la couleur de l'image dans la perception du flou restant. En effet, nous supposons actuellement que les trois composantes couleurs possèdent le même poids dans la valeur du flou perçu et cette étude permettrait par conséquent de différencier les artefacts de flou restant non plus au niveau pixelique mais au niveau sous-pixelique, c'est-à-dire en en prenant en compte l'aspect couleur.

Bibliographie

- Adam, P., Bertolino, P., Chassery, J., et Lebowsky, F.** (2006a). LCD Response Time Estimation. *International Display Research Conference*, volume 26, Kent State University (Ohio, USA).
- Adam, P., Bertolino, P., et Lebowsky, F.** (2006b). Les écrans LCD encore dans le flou. *MajecSTIC*, volume 4, Lorient (France).
- Adam, P., Bertolino, P., et Lebowsky, F.** (2007a). A simple LCD response time measurement system based on a CCD line camera. *Asia Display*, Shanghai (Chine).
- Adam, P., Bertolino, P., et Lebowsky, F.** (2007b). Mathematical modeling of the LCD response time. *Journal of the SID*, vol. 15-8, pages 571–577.
- Aftergut, S. et Cole, H.** (1977). Technique for reducing decay time in twisted nematic cells. *SID Symposium Digest of Technical Papers*, vol. 8, page 68.
- Baba, M., Itoh, G., et Okumura, H.** (2007). Software-Processed Edge-and Level-Adaptive Overdrive (SELAO) method for high-quality motion pictures. *Journal of the SID*, vol. 15-3, pages 205–211.
- Bellers, E., Janssen, J., et Penners, M.** (2007). Motion Compensated Frame Rate Conversion for Motion Blur Reduction. *SID Symposium Digest of Technical Papers*, vol. 38, pages 1154–1157.
- Boher, P., Glinel, D., Leroux, T., Bignon, T., et Curt, J.** (2007). Relationship between LCD Response Time and MPRT. *SID Symposium Digest of Technical Papers*, vol. 38, pages 1134–1137.
- Chen, H., Sung, J., Ha, T., et Park, Y.** (2007). Locally Pixel-Compensated Backlight Dimming for Improving Static Contrast on LED Backlit LCDs. *SID Symposium Digest of Technical Papers*, vol. 38, pages 1339–1342.
- Chen, P., Huang, Y., Huang, W., Tsao, C., Su, J., Chang, T., Hou, H., Lin, Y., Lin, K., Wang, C., et Liu, C.** (2006). Advanced MVA for High Quality LCD-TVs. *SID Symposium Digest of Technical Papers*, vol. 37, pages 1946–1949.
- de Gennes, P.** (1974). *The Physics of Liquid Crystals*. Oxford University Press.
- de Greef, P., Hulze, H. G., Stessen, J., van Mourik, H., et Sluyterman, S.** (2006). Adaptive scanning, 1-D dimming, and boosting backlight for LCD-TV systems. *Journal of the SID*, vol. 14-12, pages 1103–1110.

- Fechner, G.** (1860). *Elemente der Psychophysik*. Breitkopf & Härtel.
- Friedel, G.** (1922). Les Etats Mésomorphes de la matière. *Annales de Physiques*, vol. 18, pages 273–474.
- Furuhashi, T., Kawabe, K., Hirakata, J., Tanaka, Y., et Sato, T.** (2002). High Quality TFT-LCD System for Moving Picture. *SID Symposium Digest of Technical Papers*, vol. 32, pages 1284–1287.
- Glinel, D., , Boher, P., , et Leroux, T.** (2006). Precise response time measurement and analysis of liquid crystal displays. *IMID/IDMC Digest of Technical Papers*, vol. 6, page ?
- Heinemann, E.** (1961). The relation of apparent brightness to the threshold for differences in luminance. *Journal of experimental psychology*, vol. 61, pages 389–399.
- Heynderickx, I. et Langendijk, E.** (2005). Image Quality Comparison of PDP, LCD, CRT and LCoS Projection. *SID Symposium Digest of Technical Papers*, vol. 36, pages 1502–1505.
- Hirakata, J., Shingai, A., Tanaka, Y., Ono, K., et Furuhashi, T.** (2001). Super-TFT-LCD for Moving Picture Images with the Blink Backlight System. *SID Symposium Digest of Technical Papers*, vol. 32, pages 990–993.
- Hong, S., Berkeley, B., et Kim, S.** (2005a). Motion Image Enhancement of LCDs. *IEEE International Conference on Image Processing*, vol. II, pages 17–20.
- Hong, S., Oh, J., Park, P., Kim, T., et Kim, S.** (2004). Enhancement of Motion Image Quality in LCDs. *SID Symposium Digest of Technical Papers*, vol. 35, pages 1353–1355.
- Hong, S., Park, J., et Berkeley, B.** (2006). Motion-Interpolated FRC Algorithm for 120Hz LCD. *SID Symposium Digest of Technical Papers*, vol. 37, pages 1892–1895.
- Hong, S., Shin, B., Kim, T., Berkeley, B., et Kim, S.** (2005b). Advanced Method for Motion-Blur Reduction in LCDs. *SID Symposium Digest of Technical Papers*, vol. 36, pages 466–469.
- Horii, K., Tomoda, Y., et Tamura, H.** (1986). Maximum velocity of smooth pursuit eye movements in horizontal direction. *Japanese Journal of Ergonomics*, vol. 22-6, pages 351–357.
- Hsu, C., Shen, Y., Chen, C., Chien, L., Ho, H., et Wong, Y.** (2004). Advanced Anti-Double Edge Overdriving Scheme. *SID Symposium Digest of Technical Papers*, vol. 35, pages 388–391.
- Igarashi, Y., Yamamoto, T., Tanaka, Y., Someya, J., Nakakura, Y., Yamakawa, M., Nishida, Y., et Kurita, T.** (2004). Summary of Moving Picture Response Time (MPRT) and Futures. *SID Symposium Digest of Technical Papers*, vol. 35, pages 1262–1265.
- Jeong, T., Choe, J., Lim, J., Choi, H., Lee, E., et Lee, C.** (2005). Video Quality Comparison on LCD Monitors. *Proceedings of SPIE-IS&T Electro,ics Imaging*, vol. 5668, pages 196–203.
- Kim, S., , Berkeley, B., , Kim, K., , et Song, J.** (2004a). New technologies for advanced LCD-TV performance. *Journal of the SID*, vol. 12-4, pages 353–359.

-
- Kim, T., Park, B., Park, J., Berkeley, B., et Kim, S.** (2004b). An Optimized Boost Table Measurement Method for Response Time Acceleration in LCD. *SID Symposium Digest of Technical Papers*, vol. 35, pages 372–375.
- Kim, T., Park, B., Shin, B., Berkeley, B., et Kim, S.** (2006). Response Time Compensation for Black Frame Insertion. *SID Symposium Digest of Technical Papers*, vol. 37, pages 1793–1796.
- Kim, T., Park, S., Chung, B., Kim, C., et Kim, S.** (2003). Design of a Response Time Accelerator for an LCD Panel. *Journal of the Korean Physical Society*, vol. 43, pages 858–862.
- Kimura, N., Ishihara, T., Miyata, H., Kumakura, T., Tomizawa, K., Horino, A. I. S., et Inaba, Y.** (2005). New Technologies for Large-Sized High Quality LCD-TV. *SID Symposium Digest of Technical Papers*, vol. 36, pages 1734–1737.
- Klompenerhouwer, M. et Velthoven, L.** (2004). LCD Motion Blur Reduction with Motion Compensated Inverse Filtering. *SID Symposium Digest of Technical Papers*, vol. 35, pages 1340–1343.
- Koo, S., Kim, C., An, J., Park, M., et Yeo, S.** (2005). A New Method for Improvement of Response Time by Data Compression Using Color Space Conversion. *SID Symposium Digest of Technical Papers*, vol. 36, pages 474–477.
- Kumar, S., Biswas, M., et Nguyen, T.** (2005). Analysis of the Response Time Compensation system for Liquid Crystal Displays. *European Signal Processing Conference*, vol. 13, page .
- Kurita, T.** (2001). Moving Picture Quality Improvement for Hold-type AM-LCDs. *SID Symposium Digest of Technical Papers*, vol. 31, pages 986–989.
- Kurita, T.** (2005). Motion-Adaptive Edge Compensation to Decrease Motion Blur of Hold-Type Display. *SID Symposium Digest of Technical Papers*, vol. 36, pages 1586–1589.
- Kurita, T., Saito, A., et Yuyama, I.** (1998). Consideration of perceived mtf of hold type display for moving images. *Proceedings of the International Display Workshops*, vol. 5, pages 823–826.
- Kuroki, Y., Nishi, T., Kobayashi, S., Oyaizu, H., et Yoshimura, S.** (2006). Improvement of Motion Image Quality by High Frame Rate. *SID Symposium Digest of Technical Papers*, vol. 36, pages 14–17.
- Lee, B., Park, C., Kim, S., Jeon, M., Heo, J., Sagong, D., Kim, J., et Souk, J.** (2001a). Reducing Gray-Level Response to One Frame : Dynamic Capacitance Compensation. *SID Symposium Digest of Technical Papers*, vol. 31, pages 1260–1263.
- Lee, B., Sagong, D., et Jeong, G.** (2001b). LCDs : How Fast is Enough? *SID Symposium Digest of Technical Papers*, vol. 31, pages 1106–1109.
- Lee, B., Song, K., Park, D., Yang, Y., Min, U., Hong, S., Park, C., Hong, M., et Chung, K.** (2005). Mastering the Moving Image Refresh TFT-LCDs at 120Hz. *SID Symposium Digest of Technical Papers*, vol. 36, pages 1583–1585.

- Lee, B., Yang, Y., Park, D., Park, P., Jeon, B., Hong, S., Kim, T., Moon, S., Hong, M., et Chung, K. (2006a). Spatio-Temporal Edge Enhancement for Reducing Motion Blur. *SID Symposium Digest of Technical Papers*, vol. 36, pages 1801–1803.
- Lee, S., Kim, M., Souk, J., et Kim, S. (2006b). Motion artifact elimination technology for liquid-crystal-display monitors : Advanced Dynamic Capacitance Compensation method. *Journal of the SID*, vol. 14-4, pages 387–394.
- Macedonia, M. (2006). It's the End of the Tube as We Know It. *Computer*, vol. 39-6, pages 83–85.
- McCartney, R. (2003). A Liquid Crystal Display Response Time Compensation Feature Integrated into an LCD Panel Timing Controller. *SID Symposium Digest of Technical Papers*, vol. 34, pages 1350–1353.
- Miseli, J. (2004). Motion Artifacts. *SID Symposium Digest of Technical Papers*, vol. 35, pages 86–89.
- Miseli, J. (2006). Taking on motion-artifacts evaluation in VESA FPDM. *Journal of the SID*, vol. 14-11, pages 987–977.
- Mishima, N. et Itoh, G. (2004). Novel Frame Interpolation method for hold-type displays. *IEEE International Conference on Image Processing*, vol. 3, pages 1473–1476.
- Mukoh, A., Abe, H., Kitamura, T., Kamezawa, N., et Satoh, M. (1983). Relation between TN-Cell Response Time and Transition Temperatures of Liquid Crystals Materials. *Molecular Crystals and Liquid Crystals*, vol. 94, pages 155–165.
- Nakanishi, K., Takahashi, S., Oura, H., Matsumura, T., Miyake, S., Kobayashi, K., Oda, K., Tahata, S., Yuuki, A., Someya, J., et Yamakawa, M. (2001). Fast Response 15-in. XGA TFT-LCD with Feedforward Driving (FFD) Technology for Multimedia Applications. *SID Symposium Digest of Technical Papers*, vol. 32, pages 488–491.
- Nose, T., Suzuki, M., Sasaki, D., Imai, M., et Hayama, H. (2001). A Black Stripe Driving Scheme for Displaying Motion Pictures on LCDs. *SID Symposium Digest of Technical Papers*, vol. 31, pages 994–997.
- O'Donovan, P. (2006). Goodbye, CRT. *IEEE Spectrum*, vol. 43-11, pages 38–43.
- Oka, K. et Enami, Y. (2003). Development of accurate and reliable system for motion picture quality analysis. *Proceedings of the International Display Workshops*, vol. 10, pages 1483–1486.
- Oka, K. et Enami, Y. (2004). Moving Picture Response Time (MPRT) Measurement System. *SID Symposium Digest of Technical Papers*, vol. 35, pages 1266–1269.
- Oka, K., Enami, Y., Lee, J., et Jun, T. (2006). Edge Blur Width Analysis Using a Contrast Sensitivity Function. *SID Symposium Digest of Technical Papers*, vol. 36, pages 10–13.
- Okumura, H., Baba, M., Taira, K., et Kinno, A. (2005). Advanced level-adaptive overdrive (ALAO) method applicable to full-HD LC TVs. *Journal of the SID*, vol. 13-12, pages 1011–1015.

-
- Okumura, H. et Fujiwara, H.** (1993). A new low-image-lag drive method for large-size LCTVs. *Journal of the SID*, vol. 1-3, pages 335–339.
- Ono, K., Mori, I., Ishii, M., Oishi, Y., et Furuhashi, T.** (2006). Progress of IPS-Pro Technology for LCD-TVs. *SID Symposium Digest of Technical Papers*, vol. 36, pages 1954–1957.
- Organisation Internationale de Normalisation** (2001). ISO 13406-2 : Exigences ergonomiques pour travail sur écrans de visualisation à panneau plat – Partie 2 : Exigences ergonomiques des écrans à panneau plat.
- Oseen, C.** (1933). The theory of liquid crystals. *Transactions of the Faraday Society*, vol. 29, pages 883–898.
- Pan, H., Feng, X., et Daly, S.** (2005a). LCD Motion Blur Modeling and Analysis. *IEEE International Conference on Image Processing*, vol. II, pages 21–24.
- Pan, H., Feng, X., et Daly, S.** (2005b). Quantitative Analysis of LCD Motion Blur and Performance of Existing Approaches. *SID Symposium Digest of Technical Papers*, vol. 36, pages 1590–1593.
- Pan, H., Feng, X., et Daly, S.** (2006). LCD Motion Blur Analysis and Modeling Based on Temporal PSF. *SID Symposium Digest of Technical Papers*, vol. 36, pages 1704–1707.
- Park, B., Kim, T., Oh, J., Lee, S., Park, J., Berkeley, B., et Kim, S.** (2005). Automated System for Response Time Optimization and Flicker Reduction in LCD Manufacturing. *SID Symposium Digest of Technical Papers*, vol. 36, pages 1797–1799.
- Pohl, L., Weber, G., Eidenschink, R., Baur, G., et Fehrenbach, W.** (1981). Low-(Delta)n-twisted nematic cell with improved optical properties. *Applied Physic Letter*, vol. 38, page 497.
- Rashbass, C.** (1961). The relationship between saccadic and smooth tracking eye movements. *Journal of Physiology*, vol. 159, pages 326–338.
- Sasaki, D., Imai, M., et Hayama, H.** (2002). Motion Picture Simulation for Designing High-Picture-Quality Hold-Type Displays. *Proceedings of SPIE-IS&T Electro,ics Imaging*, vol. 32, pages 926–929.
- Schadt, M. et Helfrich, W.** (1971). Voltage-dependent optical activity of a twisted nematic liquid cristal. *Applied Physic Letter*, vol. 18-4, pages 127–128.
- Sekiya, K. et Nakamura, H.** (2002). Eye-Trace Integration Effect on The Perception of Moving Pictures and A New Possibility for Reducing Blur on Hold-Type Displays. *SID Symposium Digest of Technical Papers*, vol. 32, pages 930–933.
- Shigeta, M. et Fukuoka, H.** (2004). Development of High Quality LCDTV. *SID Symposium Digest of Technical Papers*, vol. 35, pages 754–757.
- Shin, K., Ahn, J., Kim, K., Shin, H., et Chung, I.** (2006). Acceptable Motion Blur Levels of a LCD TV Based on Human Visual System. *SID Symposium Digest of Technical Papers*, vol. 37, pages 287–290.

- Sluyterman, A.** (2006). What is needed in LCD panels to achieve CRT-like motion portrayal? *Journal of the SID*, vol. 14-8, pages 681–686.
- Sluyterman, A. et van der Poel, W.** (2007). Motion-fidelity improvement at a frame rate of 120 hz via the use of a scanning backlight. *SID Symposium Digest of Technical Papers*, vol. 38, pages 127–130.
- Someya, J. et Okuda, N.** (2004). A Study of Motion Adaptive CODEC Feedforward Driving without SDRAM. *SID Symposium Digest of Technical Papers*, vol. 35, pages 417–419.
- Someya, J., Okuda, N., et Sugiura, H.** (2006). The Suppression of Noise on a Dithering Image in LCD Overdrive. *IEEE International Conference on Consumer Electronics*, vol. 1, pages 131–132.
- Someya, J., Okuda, N., et Yamakawa, M.** (2004). Reducing the memory of compression Feedforward driving for a new LCD controller. *Journal of the SID*, vol. 12-1, pages 37–44.
- Someya, J. et Sugiura, H.** (2007). Evaluation of liquid-crystal-display motion blur with moving-picture response time and human perception. *Journal of the SID*, vol. 15-1, pages 79–86.
- Someya, J., Yamakawa, M., Okuda, N., Kimura, T., Yoshida, M., et Gofuku, E.** (2002). Reduction of Memory Capacity in Feedforward Driving by Image Compression. *SID Symposium Digest of Technical Papers*, vol. 32, pages 72–75.
- Su, T., Su, J., Chang, T., Chen, P., Lin, K., , et Liu, C.** (2007). Moving-image simulation for high-quality LCD TVs. *Journal of the SID*, vol. 15-1, pages 71–78.
- Suzuki, S., Suzuki, M., Takizawa, H., et Nakanishi, N.** (2002). Response Time Evaluation for LCD Display Modes and Its Relationship to Moving Image Perception. *Proceedings of SPIE-IS&T Electro,ics Imaging*, vol. 4657, pages 85–92.
- Tannas, L.** (1994). Evolution of Flat-Panel Displays. *Proceedings of the IEEE*, vol. 82-4, pages 499–509.
- van Doorn, C.** (1975). Dynamic behavior of twisted nematic liquid-crystal layers in switched fields. *Journal of Applied Physics*, vol. 46-9, pages 3738–3745.
- Video Electronics Standard Association** (2005). Flat Panel Display Measurements Standard V2.0.
- Wubben, R., Hekstra, G., et Schmeitz, H.** (2004). LCD Overdrive Frame Memory Reduction using saclable DCT-based Compression. *SID Symposium Digest of Technical Papers*, vol. 35, pages 1348–1351.
- Yamamoto, T., Sasaki, S., Igarashi, Y., et Tanaka, Y.** (2003). Evaluation of Motion Picture Quality in LCDs by using of Motion Picture Response Time and Subjective Evaluation. *SID Symposium Digest of Technical Papers*, vol. 34, pages 1044–1047.
- Yamamoto, T., Sasaki, S., Igarashi, Y., et Tanaka, Y.** (2006). Guiding Principles for High Quality Moving Picture in LCD TVs. *Journal of the SID*, vol. 10/14, pages 933–940.

-
- Yoon, J., , Kim, K., , Hong, N., , Kim, H., , You, T., , Jung, S., , Han, G., , Lim, M., , Shin, H., , et Chung, I.** (2007). LCD TV Comparable to CRT TV in Moving Image Quality - World's Best MPRT LCD TV. *Proceedings of SPIE-IS&T Electro,ics Imaging*, vol. 6493.
- Zocker, H.** (1933). The effect of a magnetic field on the nematic state. *Transactions of the Faraday Society*, vol. 29, pages 945–957.

Annexes

Annexe A

Les Fabricants de dalle LCD

La répartition du marché des dalles pour les panneaux LCD diffère de manière importante selon le domaine d'activité dans lequel on se place. On retrouve cependant les mêmes acteurs dans le domaine des téléviseurs, des moniteurs ou des écrans d'ordinateurs portables. Le tableau A.1 décrypte les différents sigles des entreprises utilisés dans les figures de ce paragraphe.

Sigle de l'entreprise	Signification
A.U.O.	Acer Unipak Optronics.
C.M.O.	Chi Mei Optoelectronics.
C.P.T.	Chunghwa Pictures Tubes.
L.P.L.	LG Philips LCD.
Q.D.I.	Quanta Display Inc.
H.S.D.	HannStar Display.
B.O.E.	Beijing Opto Electronics.
SVA-NEC	SVA Group- Nippon Electric Corporation.

TAB. A.1 – Sigles des fabricants de dalle pour LCD et leurs significations

Les exemples suivants sont tous issus du site <http://displaysearch.com> et montrent le pourcentage des parts de marché (ou ppdm) en unité vendue pour les différents types d'écran LCD (téléviseur, moniteur ou ordinateur portable).

La figure A.1 montre les ppdm des fabricants de dalle LCD pour les téléviseurs entre septembre 2006 et août 2007. Le coût d'investissement des entreprises pour faire évoluer leurs panneaux actuels étant démesuré (près de 2.21 milliards de dollars pour la dernière usine de huitième génération de Samsung en novembre 2007), nous assistons aujourd'hui à un écrémage des industriels du secteur. Si il y avait en décembre 2006 9 entreprises qui se partageaient 98% des pdm, elles ne sont plus que 6 en août 2007 : AUO, CMO, CPT, LPL, Samsung et Sharp.

La figure A.2 montre les ppdm des fabricants de dalle LCD pour les moniteurs pendant la même période (septembre 2006 à août 2007). Nous observons un nombre beaucoup plus important de concurrent dans ce domaine d'activité (10 entreprises en moyenne) avec, comparé à la précédente figure, l'apparition de nouveaux compétiteurs comme BOE, HSD, InfoVision, Innolux, SVA-NEC et la disparition de grands noms comme Sharp qui se sont focalisés sur un domaine d'activité en particulier.

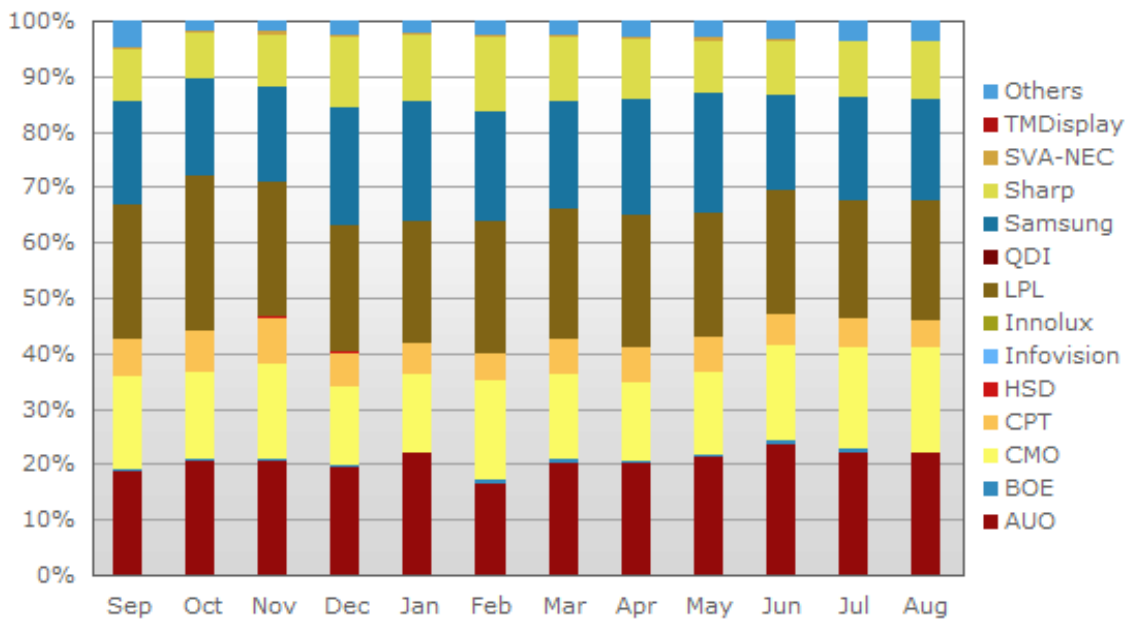


FIG. A.1 – Parts de marché des fabricants de dalle LCD pour les téléviseurs

La taille des dalles LCD pour ce type d'application étant beaucoup plus petite que pour les téléviseurs (une moyenne de 19" contre 32"), les investissements dans des usines de nouvelles générations sont rares pour les moniteurs. Par conséquent, de plus petites structures peuvent survivre dans ce type de marché aux côtés des géants que sont Samsung et LPL.

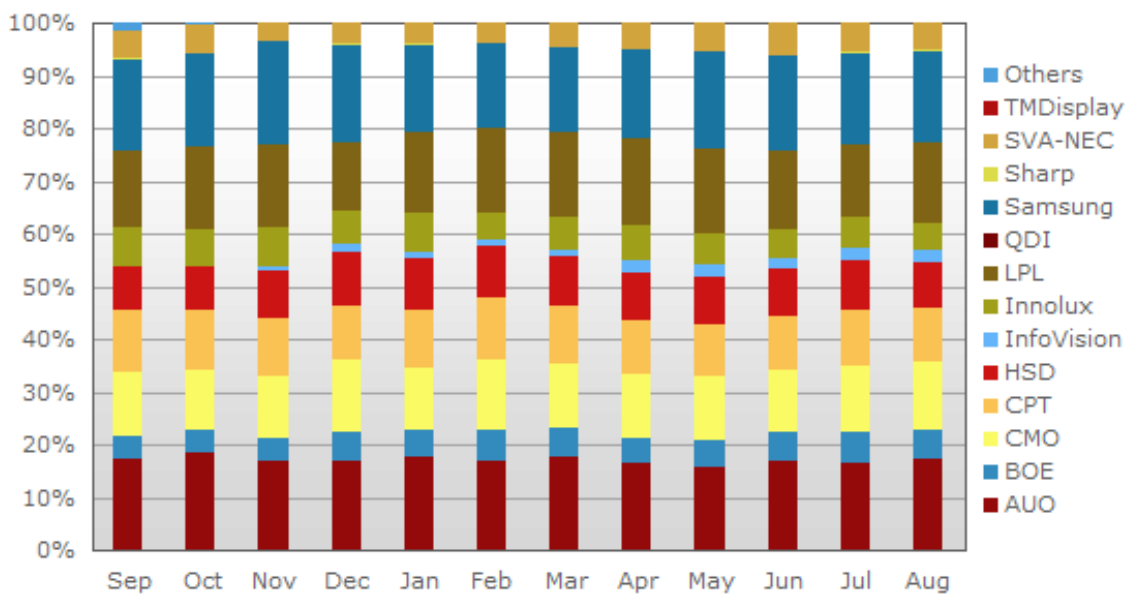


FIG. A.2 – Parts de marché des fabricants de dalle LCD pour les moniteurs PC

Enfin, la figure A.3 montre les ppdm des fabricants de dalle LCD pour les ordinateurs portables. Trois entreprises dans ce domaine se partagent près de 80% des ppdm, à savoir AUO, LPL et Samsung. On note l'apparition de TMDisplay, entreprise historique dans ce domaine, qui ne semble être présente que dans ce secteur d'activité.

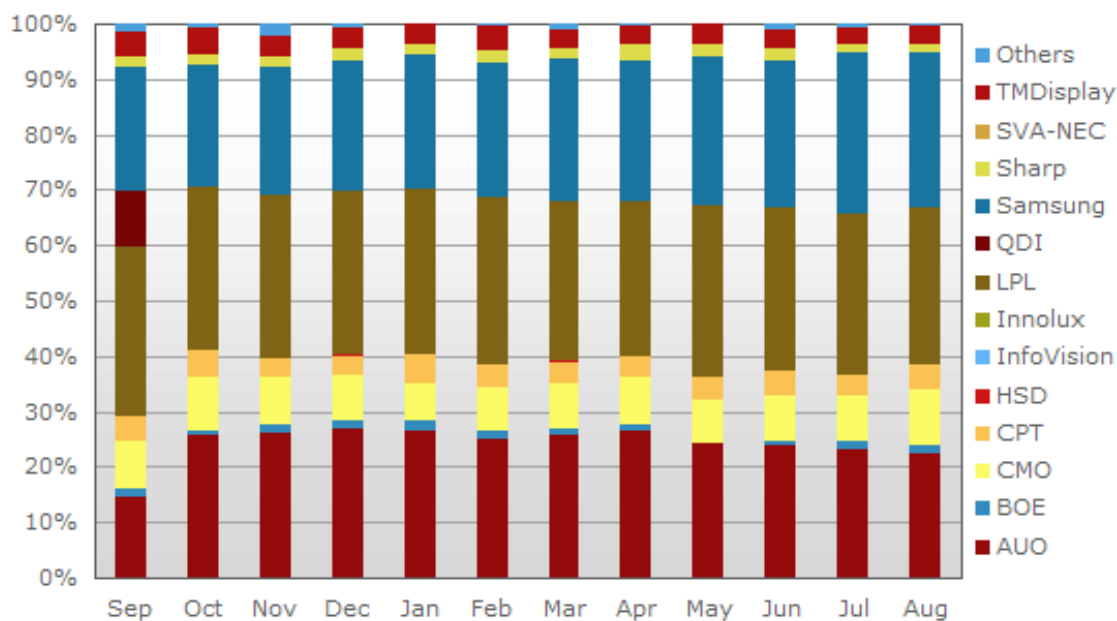


FIG. A.3 – Parts de marché des fabricants de dalle LCD pour les ordinateurs portables

Annexe B

Régression polynomiale pour la modélisation du temps de réponse

Soient m mesures expérimentales représentées par m valeurs finales et temps de réponse. Les deux données sont associées en couples sous la forme $(\tau(0, y_k), y_k)_{0 \leq k \leq m-1}$. Le choix du nombre de couples est un facteur primordial à une bonne modélisation ; utiliser un grand nombre de couples ($m > d + 1$) donne une approximation proche de la réalité mais il n'est plus possible que chaque couple vérifie parfaitement l'équation (6.1). En effet, si tel était le cas, nous aurions un système de m équations à $d + 1$ inconnues ; un tel système ne pourrait être résolu à moins que certaines équations soient identiques à un coefficient près.

Nous allons donc supposer que chaque couple vérifie l'équation (6.1) mais à un facteur d'erreur près notée r . On obtient donc l'équation (B.1).

$$\tau(0, y) = \sum_{k=0}^d a_k \cdot y^k + r \quad (\text{B.1})$$

Déterminer les $(a_k)_{0 \leq k \leq d}$ optimaux revient donc à résoudre le système (B.2).

$$\begin{cases} \tau(0, y_0) & = & \sum_{k=0}^d a_k \cdot y_0^k + r_0 \\ \tau(0, y_1) & = & \sum_{k=0}^d a_k \cdot y_1^k + r_1 \\ & \vdots & \\ \tau(0, y_{m-1}) & = & \sum_{k=0}^d a_k \cdot y_{m-1}^k + r_{m-1} \end{cases} \quad (\text{B.2})$$

Pour cela, nous allons utiliser une régression polynomiale de degré $d + 1$ en écrivant le système précédent sous sa forme matricielle. Soient $Y = (y_j)_{0 \leq j \leq m-1}$, $\Gamma = (\tau(0, y_j)_{0 \leq j \leq m-1})$, $R = (r_j)_{0 \leq j \leq m-1}$ respectivement définis comme la famille des valeurs finales des transitions, la famille des temps de réponse associés et la famille des erreurs absolues de chaque approximation. Soit $A = (a_k)_{0 \leq k \leq d}$ la famille des coefficients paramétrant l'équation du modèle polynomial.

Au final, le système (B.2) peut donc s'écrire sous la forme de l'équation (B.3).

$$\sum_{k=0}^d A \cdot Y^k = \Gamma + R \quad (\text{B.3})$$

La résolution optimale va permettre de minimiser les $(r_j)_{0 \leq j \leq m-1}$ de chaque équation. Sous forme matricielle, la valeur des $(a_k)_{0 \leq k \leq d}$ optimaux permet de minimiser l'erreur quadratique de la précédente équation, notée E et égale à $R \cdot R$ comme indiqué dans l'équation (B.4)

$$\begin{aligned} E &= R \cdot R \\ E &= \left(\sum_{k=0}^d A \cdot Y^k - \Gamma \right)^2 \\ E &= \left(\sum_{k=0}^d A \cdot Y^k \right)^2 - 2 \left(\sum_{k=0}^d A \cdot Y^k \right) \cdot \Gamma + \Gamma^2 \end{aligned} \quad (\text{B.4})$$

E étant fonction des $(a_k)_{0 \leq k \leq d}$, sa minimisation se traduit par l'annulation de ses dérivées partielles par rapport à chaque $(a_i)_{0 \leq i \leq d}$. On obtient ainsi un système de $d + 1$ équations aux dérivées partielles dont chaque composante peut s'écrire comme l'équation (B.5).

$$\begin{aligned} \frac{\partial E}{\partial a_i} &= 2Y^i \cdot \sum_{k=0}^d A Y^k - 2Y^i \cdot \Gamma \\ \frac{\partial E}{\partial a_i} &= 0 \end{aligned} \quad (\text{B.5})$$

On transforme ce système d'équation en une seule équation matricielle. Pour cela, on pose $M = (m_{i,j})_{(0 \leq i, j \leq d)}$ avec $m_{i,j} = X^i \cdot Y^j$, $B = (b_i)_{(0 \leq i \leq d)}$ avec $b_i = Y^i \cdot \Gamma$ et $A = (a_i)_{(0 \leq i \leq d)}$. Finalement, les coefficients optimaux de notre fonction polynomiale proviennent de la solution de l'équation $M \cdot A = B$, soit $A = M^{-1} \cdot B$.

Annexe C

Séquences de tests mettant en relief le temps de réponse

Cette partie a pour but de présenter les séquences de test, que nous avons créées, permettant de mettre en relief les problèmes de flou dû au temps de réponse. Ces séquences sont aussi utilisés lors de la validation des solutions de réduction de temps de réponse, comme dans le chapitre 9.

Ces séquences, appelées séquences de type "barre", représentent une famille une vidéo synthétique de faible durée (de 2 à 5 secondes) où cinq barres verticales, de couleur unie paramétrable, se déplacent horizontalement à vitesse constante sur un fond de couleur ajustable. Cinq exemples de séquences sont représentées de la figure C.1(a) à la figure C.1(d).

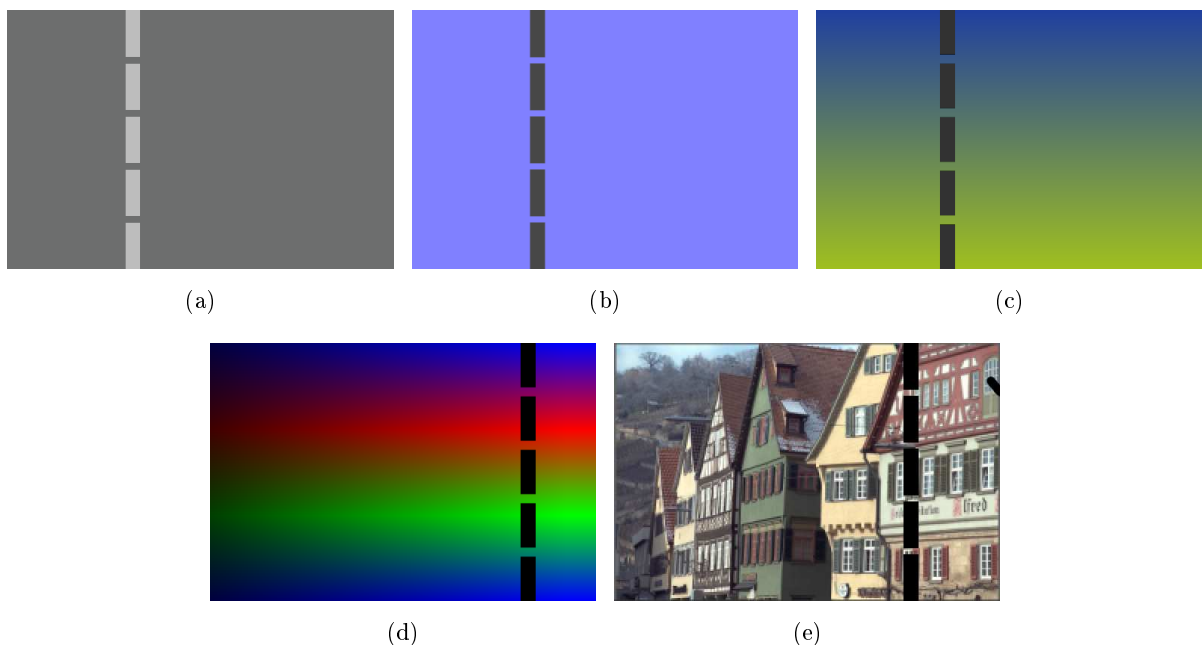


FIG. C.1 – Exemple de séquences de type "barre"

Ces séquences permettent de visualiser des ensembles prédéfinis de transitions et de pouvoir ainsi tester les corrections appliquées à la transition ciblée. La tableau C.1 montre les possibilités de modification de la séquence (couleur de la barre et du fond), les transitions affichées à l'écran et la figure correspondante à la séquence définie.

Couleur de la barre (valeur des pixels)	Couleur du fond (valeur des pixels)	Transitions affichées	Figure
niveau de gris uni (x,x,x)	niveau de gris uni (u,u,u)	T_x^u et T_u^x	C.1(a)
niveau de gris uni (x,x,x)	couleur unie (u,v,w)	T_x^u et T_u^x T_x^v et T_v^x T_x^w et T_w^x	C.1(b)
couleur unie (x,y,z)	couleur unie (u,v,w)	T_x^u et T_u^x T_y^v et T_v^y T_y^w et T_w^y	C.1(c)
niveau de gris uni (x,x,x)	image naturelle (ensemble \mathbb{E} de pixels)	$\mathbb{T}_x^{\mathbb{E}}$ et $\mathbb{T}_{\mathbb{E}}^x$	C.1(d) C.1(e)

TAB. C.1 – Propriétés des séquences de type "barre"

La vitesse des barres est choisie de sorte que, lorsque le temps de réponse de la transition est élevé, celui-ci crée un flou beaucoup plus important que le *Hold Effect*. De ce fait, la correction du temps de réponse et, par conséquent, la réduction de la taille du flou seront d'autant plus visible que la vitesse sera faible (avec un minimum d'un pixel par trame pour qu'il y ait présence d'un mouvement à chaque nouvelle image).



Enfin, ces douze images représentent la séquence utilisées lors de l'exemple d'application de l'*overdrive* sans mémoire de trame, présentée page 146. Pour rappel, cette séquence n'a pas été utilisée lors des tests subjectifs, mais uniquement dans le but de montrer le fonctionnement successif des algorithmes de notre *overdrive* sans mémoire de trame.

Résumé : Bien que les écrans à cristaux liquides (ou LCD) sont aujourd'hui devenus un standard dans les technologies d'affichage en détrônant le tube cathodique, la qualité des images fournies par ce type d'écran reste en deçà de son vieillissant homologue. Ces problèmes visuels (ou artefacts) sont caractérisés par des effets de flou présents à l'écran et ont pour origine le "temps de réponse" des écrans LCD ainsi que le mode de pilotage de l'écran peu adapté à notre système visuel (artefact appelé "*hold effect*"). Le travail présenté dans ce mémoire de thèse apporte sa contribution dans le domaine de l'amélioration des artefacts visuels sur les panneaux LCD. Notre approche propose non seulement un vocabulaire mathématique et des définitions adaptées aux transitions de luminance mais aussi plusieurs modèles permettant une représentation analytique concise du temps de réponse. Contrairement aux solutions classiques de réduction de temps de réponse, appelées *overdrive*, l'utilisation des modèles mathématiques proposés permet de s'affranchir de longues campagnes de mesures et de s'adapter facilement au changement de fréquence de rafraîchissement de l'écran. Deux algorithmes d'amélioration des artefacts sont ainsi proposés : le premier pour les téléviseurs et les moniteurs LCD et le second pour les petits écrans d'appareils portables. Enfin, une fois cette première étape franchie, nous proposons une étude des solutions destinée à réduire le *hold effect*, artefact indépendant du temps de réponse.

Mots clés : Ecran à cristaux liquides, temps de réponse, effet échelon, modélisation mathématique, système d'acquisition, qualité visuelle

Abstract:

Although Liquid Crystal Display (or LCDs) have become a standard in display technology by ousting cathode ray tubes, the image quality, provided by this type of screen, remains below compared to its older counterpart. These visual issues (or artifacts) are characterized by blurring effects and tailing phenomena, resulting from the "LCD response time", as well as the mode of driving the LCD screen, poorly suited to the Human Visual System (artifact called "*hold effect*"). The work, presented in this thesis memory, makes its contribution in the field of improvement of visual artifacts on LCD panels. Our approach offers not only a mathematical terminology and definitions tailored to the luminance transitions, but also several analytical models for a concise representation of response time. Unlike overdrive techniques, the traditional solutions to reduce response time, the use of mathematical models could drastically reduce the computation time of measurements and easily could be easily adapted to the refresh rate of the LCD panel. Two algorithms for improving artifacts are proposed: one for television sets and LCD monitors, and the second for the small screens of mobile devices. Finally, after this first step, we propose a study of solutions to reduce the hold effect, an artifact independent from response time.

Key Words: Liquid Crystal Display, response time, hold effect, mathematical model, luminance measurements system, visual quality