



Capteur d'images CMOS à réponse insensible aux variations de température

Hakim Zimouche

► To cite this version:

Hakim Zimouche. Capteur d'images CMOS à réponse insensible aux variations de température. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Université de Grenoble, 2011. Français. NNT: . tel-00656594

HAL Id: tel-00656594

<https://theses.hal.science/tel-00656594>

Submitted on 4 Jan 2012

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.

THÈSE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE GRENOBLE

Spécialité : **Micro et Nano Electronique**

Arrêté ministériel : 7 août 2006

Présentée par

Hakim ZIMOUCHE

Thèse dirigée par **Gilles SICARD**

Préparée au sein du **Laboratoire TIMA**

Dans l'**École Doctorale "Électronique, Électrotechnique, Automatique et Traitement du Signal"**

Capteur d'images CMOS à réponse insensible aux variations de température

Thèse soutenue publiquement le **Judi 01 septembre 2011**,
devant le jury composé de :

M. Jean-Michel FOURNIER

Professeur des Universités, IMEP-LAHC, Président

M. Pierre MAGNAN

Professeur des Universités, ISAE, Rapporteur

M. Dominique GINHAC

Professeur des Universités, LE2I, Rapporteur

M. Gilles SICARD

Maitre de Conférences, TIMA, Directeur de thèse

M. Thierry LIGOZAT

Ingénieur, e2v, Invité



Remerciements

Voici venu le moment de clore ce manuscrit que j'ai rédigé tout au long de ces derniers mois avec sérieux, application et quelques difficultés mais néanmoins avec beaucoup de plaisir. C'est pour moi une immense joie que de prendre le temps et d'occuper ce petit espace afin d'adresser mes remerciements les plus sincères à tous ceux qui m'ont apporté leur aide et qui ont contribué à l'élaboration de ce mémoire ainsi qu'à la réussite de cette formidable thèse.

Mes travaux ont été menés au laboratoire TIMA "Techniques de l'Informatique et de la Microélectronique pour l'Architecture des systèmes intégrés" qui est une cotutelle de l'Université Joseph Fourier "UJF" et de Grenoble Institut National Polytechnique "GrenobleINP" et du Centre National de la Recherche Scientifique "CNRS", au sein de l'équipe CIS "Concurrent Integrated Systems" à Grenoble.

En premier lieu, je tiens à remercier Mme. Dominique BORRIONE, directrice du laboratoire TIMA, pour m'avoir accueilli au sein de son laboratoire et pour ces quatre formidables années passées à "TIMA", trois années de thèse et une année en tant que ATER "Attaché Temporaire d'Enseignement et de Recherche" à l'UJF

Ensuite, mes remerciements vont aux membres du jury, qui ont accepté d'évaluer mon travail. Merci à M. Jean-Michel FOURNIER, Professeur à l'ENSERG "Ecole Nationale Supérieure d'Electronique et de Radioélectricité de Grenoble" et au laboratoire IMEP-LAHC, pour tout l'intérêt qu'il a accordé à ce travail de recherche en acceptant de le juger et d'être président de jury. Je remercie également M. Dominique GINHAC, Professeur à l'Université de Bourgogne et au laboratoire LE2I, ainsi que M. Pierre MAGNAN, Professeur à l'Université de Toulouse et au laboratoire ISAE, pour avoir accepté le rôle de rapporteur. L'intérêt qu'ils ont manifesté à l'égard de mon travail a permis d'apporter un regard extérieur critique et enrichissant sur le sujet. Mes remerciements s'adressent aussi à M. Thierry LIGOZAT, ingénieur et chef de projet à l'entreprise de conception d'imageurs "e2v semiconductors", qui a accepté d'être l'invité de mon jury et surtout pour tous ses conseils tout au long de ces années et tout particulièrement au début de la thèse. Je remercie également toute l'équipe du projet "VIS-IMALOGIC" pour le financement de mes trois années de recherche et pour tout l'intérêt qu'ils ont manifesté et porté sur l'étude et

l'amélioration des caractéristiques des capteurs d'images CMOS.

Je souhaite exprimer ma reconnaissance à mon directeur de thèse de ma première année, M. Marc RENAUDIN, Professeur à GrenobleINP, pour son accueil au sein de son groupe CIS, son soutien et ses conseils précieux.

Un énorme merci tout particulièrement à M. Gilles SICARD, Maître de Conférences et HDR à l'UJF, et responsable du groupe CIS, qui a encadré et dirigé cette thèse à 100%, j'ai eu l'honneur et le plaisir d'être son premier doctorant à 100%. Je n'oublierai jamais, son soutien, son aide ainsi que la grande confiance qu'il m'a accordé tout au long de ce travail qui a été très fructueux en recherches, riches en expériences et qui a apporté beaucoup de connaissances et de résultats. Je ne pourrai jamais assez le remercier de m'avoir initié à la recherche fondamentale ainsi qu'à l'enseignement supérieur. Merci également pour tous les moments magnifiques qu'on a passé ensemble, que ce soit lors de nos différents voyages, lors des déjeuners ou en conférences, c'est très agréable de travailler avec vous, Gilles. J'ai bien apprécié aussi le bon climat et l'ambiance qui y régnait, votre ouverture d'esprit également m'a permis d'apprendre beaucoup de choses non seulement dans la recherche mais dans la vie en général. Merci pour les échanges scientifiques, vos conseils, votre rigueur de travail et pour votre soutien scientifique et humain. Je voudrai aussi vous remercier d'avoir cru en mes capacités et de m'avoir mis dans d'excellentes conditions qui m'ont permis ainsi d'aboutir à la production de cette thèse. Cette dernière n'aurait pas vu le jour sans votre confiance et votre générosité.

J'exprime également toute ma gratitude au deuxième responsable du groupe CIS, M. Laurent FESQUET, Maître de Conférences et HDR à GrenobleINP, de m'avoir accueilli et mis à ma disposition tous les moyens nécessaires pour réussir ce présent travail de recherches.

Je tiens aussi à remercier tous mes collègues de l'équipe CIS pour leur soutien durant ces années passées avec eux. Je ferai mes remerciements par ordre de bureau en entrant au groupe CIS comme on avait l'habitude de le faire pour l'organisation de nos activités.

En premier, je remercie Eric, pour ses divers conseils concernant la fin et l'après thèse, qui m'ont beaucoup apporté dans ma recherche de poste d'ATER. Greg pour son humour et sa gentillesse et sans oublier son implication avec motivation dans l'organisation des différentes activités dans le groupe, je te rappelle qu'on attend toujours tes samossas Greg!!! Hatem my Egyptian brother, mon frère Egyptien, merci pour ta gentillesse et ta simplicité et bien sur ton aide en langue arabe lors de nos discussions et pour l'anglais pour mes premiers articles. Franck, que dire de plus que tu es notre référence en français dans le groupe, on t'a tout le temps dérangé pour les problèmes de conjugaisons et de grammaires. J'ai beaucoup appris de toi en français et en histoire de France. Saïd, mon

ami le pakistanais, je te remercie pour ta simplicité et ton intelligence remarquable pendant les enrichissants débats dans tous les domaines, c'est à travers toi que j'ai connu le peuple pakistanais qui est un peuple formidable. Oussama, mon frère berbère marocain, un grand merci pour ton grand humour et ton grand sourire ça nous a beaucoup aidé pendant les moments difficiles, merci également pour ton accompagnement pendant les week-ends au laboratoire. Hawrra la libanaise, merci pour ton aide et les conférences qu'on a partagées ensemble à Berlin et à Athènes. Redrigo, mon ami le brésilien, on a partagé le même bureau pendant trois années, il y a donc plein de choses à dire, mais je ne dirais rien sinon merci pour ton aide à mes débuts de thèse, et pour les diverses discussions qu'on a eu ensemble sur tout les sujets possibles et imaginables, je ne vais pas dire plus, tu comprendras. J'ai appris beaucoup de choses mon ami et j'admire ta grande intelligence et sans oublier les excellents moments qu'on a passés à la station de ski des "2 alpes". Ahmed, mon frère tunisien, tu as partagé mon bureau après Rodrigo, pareil j'ai beaucoup appris de toi et c'était très enrichissant de passer ces quelques moments avec toi. Liviere, la mexicaine, toujours souriante et très joyeuse, merci pour ton aide sur les imageurs et pour tes gâteaux mexicains. Taha, mon ami libanais, je ne sais pas par où commencer, plein de choses qu'on a partagées, au début tu m'as appris à remplir ma première charte de thèse, et ensuite on a créé l'association A2DT avec David et Gaétan. Comment oublier Alexandre, tu es l'ambiance du groupe CIS, au moins toi quand tu es absent on s'en rend compte tout de suite, merci pour ton humour et tes différents jeux qui nous ont permis de se distraire de temps en temps pendant les dures journées de travail. Florent, j'ai beaucoup et toujours apprécié discuter avec toi que c'était agréable d'avoir œuvré ensemble aux activités de préparation des cadeaux des futurs docteurs. Khaled, mon ami syrien, plein de moments magiques, randonnées, repas, et bien d'autres, tu m'as fait découvrir la cuisine et la musique syrienne que j'apprécie depuis et pour toujours. Jérémie, merci pour tes conseils en fromage, en LaTeX, et dernièrement pour la recherche de poste ATER et Maître de conférences. David, le petit mexicain, je ne sais pas par où commencer comme tu es partout et tu parles tout le temps, merci de m'avoir appris le poker, et d'avoir participé à la création de l'association A2DT, d'en être trésorier et pour ton esprit d'initiative en général. Eslam, mon frère égyptien, merci pour les différentes discussions, parfois vives et contradictoires, surtout sur les civilisations anciennes des berbères et des pharaons. J'ai appris énormément en te côtoyant grâce à ta tolérance et à ton intelligence remarquable. Cédric, le boxeur, merci pour ton aide dans ma réinsertion dans le club de taekwondo et dans la réparation de ma voiture par la suite. Hassan, le troisième libanais, même si on n'a pas passé beaucoup de temps, c'était suffisant pour apprendre plein de choses avec toi. Je remercie aussi tous les anciens, Bertrand, Aurélien, Yannick, Alain, etc.

Je remercie également les membres actifs de l'association A2DT pour leurs disponibilités et leurs idées qui ont permis au bon fonctionnement de cette association. Je remercie en particulier les trois autres fondateurs avec qui on a fondé cette association Gaétan,

Taha et David ainsi que les autres membres actifs comme Alexandre.

Je remercie également toute l'équipe de CMP "Circuits Multi-Projets" de m'avoir aidé pendant la conception et la fabrication des circuits surtout Khaldoun, Sophie, Grégory et Azzedine.

Mes remerciements vont aussi à l'équipe de CIME-NANOTEC, Alexandre pour la résolution des problèmes informatiques, Robin pour ton aide dans les tests, Bernard pour l'impression des posters des conférences, Olivier pour les quelques heures de cours qu'on avait faites ensemble.

Je remercie également tous les autres membres du laboratoire TIMA, secrétaires et autres, Anne-Laure, Julie, Sophie, Younes, Corinne et après Laurence, Christine et Patricia, etc.

J'adresse mes vifs remerciements à tous mes amis, thésards ou pas, pour leur sympathie et la bonne ambiance pendant les moments qu'on a passé ensemble ainsi qu'à leurs aides pendant les moments difficiles, parmi eux : Aziz, Sadek, Ali, Rabah, Brahim, Karim, Nourredine, Rafik, Youcef, Massy, Ghiles, etc.

Je remercie particulièrement mes deux amis Renaud et Nouar pour leurs relectures efficaces de ce présent mémoire, vous m'avez beaucoup aidé dans la rédaction de cette thèse.

Je remercie également tous mes professeurs que ça soit en Algérie ou ici en France pour toutes les connaissances qu'ils m'ont transmises, leurs encouragements et pour m'avoir fourni toutes les bases nécessaires à ma réussite scolaire.

En ce moment précis, je pense tout particulièrement à ma très chère famille qui m'a soutenu pas que tout au long de cette thèse, mais bien beaucoup plus que ça, tout au long de mon parcours scolaire en particulier, et dans ma vie en générale, je ne pourrai jamais assez les remercier. En premier, mon très cher père qui a beaucoup fait pour nous, sans lui aujourd'hui je ne serai pas où je suis. Merci papa d'avoir fait l'impossible, d'avoir consacré toutes tes forces pour mettre à ma disposition tous les moyens nécessaires afin de me permettre de suivre mes études le mieux et le plus loin possible. Même si ce n'était pas toujours facile, je te suis reconnaissant d'avoir réussi à m'ouvrir les yeux sur l'importance des études dans la vie. Je n'oublierai jamais ton soutien après mon bac, en m'encourageant à poursuivre mon cursus en France afin de bénéficier d'une meilleure formation. C'est grâce à toi papa (vava) que cela a été possible, sans toi je ne serai pas ce que je suis aujourd'hui, je tiens à te le dire aussi en Kabyle, tanmirt. Mes plus tendres pensées vont à ma très chère maman (yema), c'est la personne la plus présente auprès de moi, c'est grâce à toi que j'ai grandi, que j'ai ouvert les yeux sur le monde extérieur, même si t'as pas eu la

chance de faire des études, tu m'as appris ce que je n'aurais jamais appris dans une école. Je te suis très reconnaissant maman, je te l'ai jamais dit même si je l'ai toujours pensé, il faut que tu saches que j'admire beaucoup ton courage et ta combativité dont tu as fait preuve face à ta maladie pendant dix longues années de souffrance. Comment pourrai-je oublier que, bien que souffrante, pas un instant, tu n'as cessé de nous fournir de toutes tes forces tout ce qui est nécessaire à notre réussite. Merci maman et que dieu te garde le plus longtemps possible pour nous tous.

Merci à mes deux charmantes sœur Sekoura et Eldjiga, vous m'avez beaucoup aidé avec tous les moments qu'on a passés ensemble pendant notre enfance, vous m'avez offert la joie de vivre et l'ambiance d'une famille heureuse.

Mon petit frère Mohamed, merci pour ton aide précieuse même si tu étais petit quand j'avais quitté l'Algérie mais tu restes la personne sur qui je peux compter le plus, même si tu es jeune, pour moi tu es un grand, je suis fier de toi mon frère et je te souhaite toute la réussite du monde.

Merci également à ma grand mère paternelle pour son bon humeur et sa joie de vie, ses histoires quand j'étais petit autour du feu de bois.

Je dédie cette thèse à ma grande mère maternelle que j'ai perdue pendant ma première année de thèse. Tu resteras toujours dans mes pensées, tu étais une deuxième mère pour moi. Merci infiniment et que dieu t'accueille dans son vaste paradis.

Merci également à ma belle famille, Mamar, Malika, Hassina, Karim, Hassan et Hocine, de m'avoir aidé à la fin de cette thèse avec leurs encouragements et leurs soutiens moral dans les moments difficiles, vous êtes une deuxième famille pour moi.

Enfin, je ne remercierai, sans doute, jamais assez ma très chère femme Naïma, pour son grand amour, et qui a su faire preuve d'une grande patience, de compréhension et m'a accompagné et soutenue de façon permanente dans les moments difficiles tout au long de ces années. Merci également au grand bonheur que tu m'as apporté dans ma vie.

Merci beaucoup !

*À ma très chère épouse Naïma.
À ma famille et à ma belle famille.
À tous ceux qui me sont chers...*

“Une personne qui n’a jamais commis d’erreurs n’a jamais tenté d’innover”

(Albert Einstein)

“La personnalité créatrice doit penser et juger par elle-même car le progrès moral de la société dépend exclusivement de son indépendance”

(Albert Einstein)

“Le plus beau sentiment du monde, c’est le sens du mystère. Celui qui n’a jamais connu cette émotion, ses yeux sont fermés”

(Albert Einstein)

“La science sans religion est boiteuse, la religion sans science est aveugle”

(Albert Einstein)

“La valeur d’un homme tient dans sa capacité à donner et non dans sa capacité à recevoir”

(Albert Einstein)

“Il est hélas devenu évident aujourd’hui que notre technologie a dépassé notre humanité”

(Albert Einstein)

“Yella walbaâdh yella ulacit, yella wayedh ulacit yella“

“Untel existe comme s’il est disparu
Il est d’un autre, même disparu, il est présent”

(Mouloud MAMMERI)

Table des matières

Introduction générale	1
1 Introduction aux capteurs d'images	5
1.1 Définition	5
1.2 Historique	5
1.3 Capteurs CCD	6
1.4 Capteurs CMOS	10
1.5 Comparaison entre les capteurs CCD et les capteurs CMOS	12
1.6 Conclusions	15
2 Présentation des capteurs d'images CMOS	17
2.1 La chaîne de l'image	17
2.1.1 La matrice d'éléments photosensibles	19
2.1.2 La photodiode	20
2.1.2.1 Paramètres liés à la photodiode	22
2.1.2.2 La photodiode PIN	25
2.1.3 Les pixels	25
2.1.3.1 Les pixels à intégration	26
2.1.3.2 Les pixels à réponse logarithmiques	28
2.1.4 Le circuit de lecture colonne	34
2.1.5 La conversion analogique numérique	34
2.1.5.1 La conversion pour toute la matrice	35
2.1.5.2 La conversion au niveau des amplificateurs colonnes	35
2.1.5.3 La conversion au sein des pixels	35
2.1.5.4 Conclusions	36
2.2 Caractéristiques de la matrice d'éléments photosensibles	37
2.2.1 La taille du pixel et le facteur de remplissage	37
2.2.2 La résolution	38
2.2.3 La sensibilité	38
2.2.4 La vitesse de lecture	38
2.2.5 Le mode de capture	38
2.2.5.1 Le mode de capture progressive	38
2.2.5.2 Le mode de capture instantané	38
2.2.6 La dynamique de fonctionnement	41
2.2.7 Le bruit	43
2.2.7.1 Le bruit temporel	44
2.2.7.2 Le bruit spatial fixe	44

2.2.8	Techniques de réduction du bruit	45
2.2.8.1	Double Echantillonnage Corrélée (CDS)	45
2.2.8.2	Double Echantillonnage Non Corrélée (NCDS)	46
2.2.8.3	Double Echantillonnage Delta (DDS)	46
2.2.8.4	Réduction du FPN dans le capteur logarithmique	47
2.3	Conclusions	48
3	Comportement d'un imageur face aux variations de température	51
3.1	Présentation du projet Vis-Imalogic	52
3.2	Les perturbateurs des capteurs d'images	53
3.3	Le marché mondial de la microélectronique à différentes températures	53
3.4	Impact de la température sur l'électronique	55
3.4.1	Influence de la température sur les puces électroniques	56
3.4.2	Les effets de la température sur les paramètres du transistor MOS	56
3.4.2.1	La mobilité μ_n	57
3.4.2.2	La tension de seuil V_{th}	58
3.4.2.3	Le courant I_{DS}	59
3.4.3	La température et la photodiode	61
3.5	Comportement des différents types d'imageurs en température	66
3.5.1	Capteur à intégration	66
3.5.2	Capteur à réponse logarithmique	67
3.5.3	Capteur à double compresseur logarithmique	69
3.6	Conclusions	71
4	Etat de l'art sur les méthodes de compensation en température	73
4.1	La tension de référence bandgap conventionnelle	74
4.1.1	Principe de fonctionnement	74
4.1.2	Tension de référence bandgap bipolaire	76
4.1.3	Tension de référence bandgap CMOS	77
4.2	Les systèmes de compensation en température	79
4.2.1	Principe de fonctionnement	79
4.2.2	Compensation en température via les systèmes de compensation	79
4.3	la méthode ZTC (Zero Temperature Coefficient)	82
4.3.1	Principe de fonctionnement	82
4.3.2	Utilisation de la méthode ZTC	83
4.3.2.1	Tension ou courant de référence à l'aide de la technique ZTC	83
4.3.2.2	Compensation en température via la méthode ZTC	86
4.3.2.3	Amélioration du test des circuits intégrés à l'aide du point ZTC	87
4.4	Etat de l'art sur la compensation du courant d'obscurité	88
4.5	Conclusions	95
5	Compensation en température du capteur standard	97
5.1	Compensation en température via un système de compensation	98
5.1.1	Les différents points de compensation du circuit en température	98
5.1.2	Système de compensation proposé	100
5.1.3	Résultats et discussions	101
5.2	Compensation en température en utilisant la méthode ZTC	102

5.2.1	Application de la méthode ZTC au capteur standard	102
5.2.2	Résultats et discussions	105
5.3	Prototype d'implémentation	106
5.3.1	Architecture de la matrice	106
5.3.2	Décodeur Vreset	107
5.4	Conclusions générales	108
6	Compensation en température du capteur logarithmique typique	109
6.1	Application de la méthode de bandgap au capteur logarithmique	110
6.1.1	Architecture	110
6.1.2	Résultats et discussions	112
6.2	Compensation pour toute la gamme de luminosité	114
6.2.1	Architecture	114
6.2.2	Résultats et discussions	117
6.3	Conclusions	118
6.4	Compensation du capteur double compresseur logarithmique	119
6.4.1	Architecture	120
6.4.2	Résultats et discussions	122
6.4.3	Conclusions	124
6.5	Circuit d'implémentation	124
6.5.1	Architecture de la matrice	124
6.5.2	Les amplificateurs colonnes	125
6.6	Conclusions générales	126
	Conclusions et perspectives	129
	Bibliographie	139
	Bibliographie de l'auteur	141

Introduction générale

De nos jours, les capteurs de vision sont florissant dans l'industrie de la haute technologie et couvrent une grande gamme d'applications. Pour exemple, nous les retrouvons dans le grand public : appareils photos numériques, Webcams, téléphones portables... ; dans le domaine médical : micro caméras destinées à l'examen de certaines parties internes du corps humain (bronche, larynx, estomac, etc.) ; dans l'industries : caméras de surveillances, comptages, imagerie rapide [28]... ; dans la défense : caméras infrarouges, espionnages... ; et notamment dans les applications sécurité automobile : surveillance du conducteur et de la trajectoire, détection des obstacles et des piétons, déclenchement sélectif des airbags...

Depuis leur apparition, les capteurs d'images ne cessent de se développer et d'améliorer leurs caractéristiques électro optiques (sensibilité, dynamique de fonctionnement, le bruit...). Cela est dû à l'explosion du marché économique des imageurs grâce à leurs utilisations massives dans de nombreux domaines.

Cependant, dans ces divers domaines, les capteurs de vision sont exposés régulièrement à de grandes variations de température particulièrement dans l'automobile, par exemple, où la gamme de température requise est aux environs de -30 à 125°C , que ce soit à l'intérieur ou à l'extérieur de la voiture. Ces écarts de température provoquent, comme dans tous les circuits analogiques, des dérives importantes qui peuvent même entraîner un non fonctionnement. Par conséquent, la sensibilité de ces capteurs aux variations de température limite leurs applications dans plusieurs domaines, à moins de mettre en oeuvre une lourde électronique de compensation ou de la compensation numérique avec le coût que cela entraîne.

Jusqu'à présent, aucune solution intégrée n'a été proposée afin de remédier à ce défaut. Par conséquent, nous présentons dans cette thèse diverses méthodes de compensation en température basées sur différentes structures innovantes. Ces méthodes de compensation sont intégrées au sein du capteur afin de gagner en consommation d'énergie et en temps de réaction.

Communément, il existe deux types de capteurs d'images, les capteurs CCD (Charge Coupled Device : Dispositif à Transfert de Charges) et les capteurs CMOS (Complemen-

tary Metal Oxide semiconductor : Semiconducteurs à l'oxyde de métal complémentaire) dits à pixels actifs APS (Active Pixels Sensor). Les travaux effectués dans cette thèse seront consacrés spécifiquement aux capteurs d'images CMOS.

Les objectifs de la thèse

Le but de cette thèse est la conservation des caractéristiques des capteurs d'images CMOS, en les rendant plus robustes et moins sensibles aux perturbations intérieures et extérieures. Par exemple, pour des applications automobiles, à l'intérieur et à l'extérieur de la voiture : à l'intérieur pour la surveillance du conducteur (endormissement du conducteur, surveillance des passagers pour le déclenchement sélectif des airbags), et à l'extérieur pour la détection des obstacles (les piétons, cyclistes, autres voitures et surveillance de la trajectoire de la voiture par rapport aux autres véhicules). Ces capteurs doivent servir à capter des informations dans n'importe quel milieu, pouvant avoir des conditions de températures très variées, de -30 jusqu'à 125°C. Par ailleurs, dans cette plage de fonctionnement en température, la réponse du capteur n'est pas la même, la température influe grandement sur le fonctionnement des différents composants électroniques constituant ces capteurs, majoritairement des transistors, d'où la nécessité d'une compensation en température. Le but final est donc d'avoir une réponse du capteur stable vis à vis des variations de température.

Nous séparons les travaux effectués dans cette thèse en deux axes majeurs : d'une part, différentes formes et architectures de capteurs d'images ont été étudiés sous l'influence de la température. D'autre part, de nouvelles structures ont été étudiées et développées pour réaliser des compensations en température.

La difficulté de ce travail de thèse est de concevoir un capteur d'images à réponse insensible aux variations de température tout en conservant les caractéristiques originales du capteur tel que la dynamique de fonctionnement.

Structure de la thèse

Une introduction aux capteurs d'images sera présentée au chapitre 1 où on présentera : en premier lieu, le principe de fonctionnement d'un appareil photo numérique [21] ; en second lieu, un petit historique sur la création et l'évolution des différentes familles d'imageurs ; puis enfin on détaillera le fonctionnement des deux familles de capteurs ainsi que les avantages et inconvénients de chacune d'elles.

Du chapitre 1 ressort notre préférence pour les capteurs CMOS, sur lesquels on se focalisera à partir du chapitre 2. Dans la première partie du deuxième chapitre, on présentera les différentes parties composant la chaîne de l'image des capteurs CMOS. On montrera également, les deux types de capteurs d'images CMOS en occurrence le capteur à intégration et le capteur à réponse logarithmique.

Dans la deuxième partie on définira les différentes caractéristiques de la matrice d'éléments photosensible telles que la taille des pixels, le facteur de remplissage, la résolution, la sensibilité, la vitesse de lecture, les deux modes de capture et les différents bruits existant dans ce type d'imageur ainsi que les techniques de réduction de bruit.

Dans le chapitre 3 on définira d'abord le projet Vis-Imalogic et après on montrera l'impact de la température sur les composants électroniques en général et en particulier sur les paramètres des transistors. L'influence de la température sur les paramètres de la photodiode sera également décrite. Puis, on verra le comportement des deux types de capteurs d'images en fonction de la température de -30 à 125°C .

A partir du chapitre 4 on commencera à s'intéresser aux différentes méthodes de compensation en température étudiées dans cette thèse. A savoir que dans la littérature, il existe trois grandes méthodes de compensation dans le domaine analogique : premièrement, la méthode de la tension de référence bandgap qui est un circuit qui fournit une tension de sortie ou un courant DC insensible aux variations de température [63] ; deuxièmement, les systèmes de compensation en température qui se composent de plusieurs circuits tel que les capteurs de température, les adaptateurs, les convertisseurs, etc. Ces systèmes de compensation sont utilisés pour compenser les dérives dues aux variations de température de plusieurs circuits tels les capteurs de pression, les capteurs de gaz, les batteries, les oscillateurs, les convertisseurs, etc [2], [35]. Troisièmement, la méthode de ZTC (Zero Temperature Coefficient) utilisée pour réaliser des tensions ou courants de référence bandgap ainsi que des compensations en température.

La méthode de la tension de référence bandgap est très intéressante, par contre elle est optimisée pour fournir une tension ou un courant en sortie fixe en fonction de la tension d'entrée et de la température. Malheureusement, ce n'est pas notre objectif car nous souhaitons conserver les mêmes caractéristiques de la réponse du capteur tout en étant insensible aux variations de température. Par conséquent, nos méthodes de compensation en température sont inspirées à la fois des tensions de références bandgap, des systèmes de compensation en température et de la méthode ZTC.

Dans le chapitre 4, on verra que le principe de fonctionnement des tensions de références bandgap est utilisée pour réaliser des compensations en température dans de nombreux circuits tels que les mémoires (DRAM : Dynamic Random Access Memory) CMOS, les

oscillateurs, les régulateurs de tensions, etc [62], [83]. En revanche, cette méthode n'a jamais été utilisée pour une compensation en température dédiée aux capteurs d'images. Par ailleurs, d'autres utilisent les systèmes de compensation en température et la caractéristique ZTC du courant I_{DS} vis à vis de la température afin de réaliser des tensions de référence bandgap [24]. Les deux méthodes de compensation proposées dans ce chapitre sont inspirées des tensions de référence bandgap, des systèmes de compensation en température et des caractéristiques du courant I_{DS} en fonction de la température tel que le point de coefficient de température zéro (ZTC) [26].

Concernant le capteur à intégration, deux méthodes de compensation en température ont été présentées dans les chapitres 5. Par contre, dans le chapitre 6, on présentera deux méthodes de compensation en température dédiées au capteur logarithmique. Le chapitre 6 est divisé en deux parties, en première partie, deux méthodes de compensation seront présentées pour le capteur à réponse logarithmique typique. En revanche, dans la deuxième partie, une méthode dédiée au capteur double compresseur logarithmique sera présentée.

Grâce à ces méthodes, on obtient une bonne stabilité thermique des réponses des capteurs dans la gamme de température de -30 à 125°C sans avoir perturbé le fonctionnement de ces derniers.

Les différentes méthodes présentées dans cette thèse ont été implémentées dans deux circuits présentés également dans ce manuscrit de thèse.

A la fin de ce manuscrit, on fera une conclusion générale où on présentera un résumé des avantages et des inconvénients des différentes méthodes de compensation. On présentera également quelques perspectives des différents travaux effectués.

Chapitre 1

Introduction aux capteurs d'images

Sommaire

1.1	Définition	5
1.2	Historique	6
1.3	Capteurs CCD	7
1.4	Capteurs CMOS	11
1.5	Comparaison entre les capteurs CCD et les capteurs CMOS	13
1.6	Conclusions	15

Introduction

Il existe deux types de capteurs d'images, les capteurs CCD¹ et les capteurs CMOS² dits à pixels actifs APS³. Dans ce chapitre, on présentera le principe de fonctionnement d'un appareil photo numérique [21], ainsi qu'un petit historique sur la création et l'évolution des différents types de capteurs d'images. Puis on détaillera le fonctionnement des deux types de capteurs ainsi que les avantages et inconvénients de chacun d'eux.

1.1 Définition

Un capteur d'images est un composant électronique photosensible qui permet d'acquérir des images en captant la lumière (photons), grâce à sa partie photosensible (photodiode). Cette énergie lumineuse est transformée en tension analogique dans le pixel puis convertit en un signal numérique, à l'aide d'un convertisseur analogique numérique (CAN). Ensuite, l'image acquise est traitée informatiquement pour améliorer ses

1. Charge Coupled Device : Dispositif à Transfert de Charges

2. Complementary Metal Oxide Semiconductor : Semiconducteurs à l'Oxyde de Métal Complémentaire

3. Active Pixels Sensor

caractéristiques (netteté, couleur...). Enfin, l'image est compressée dans le but de faciliter sa transmission et son stockage. Les différentes étapes sont présentées dans la figure (1.1).

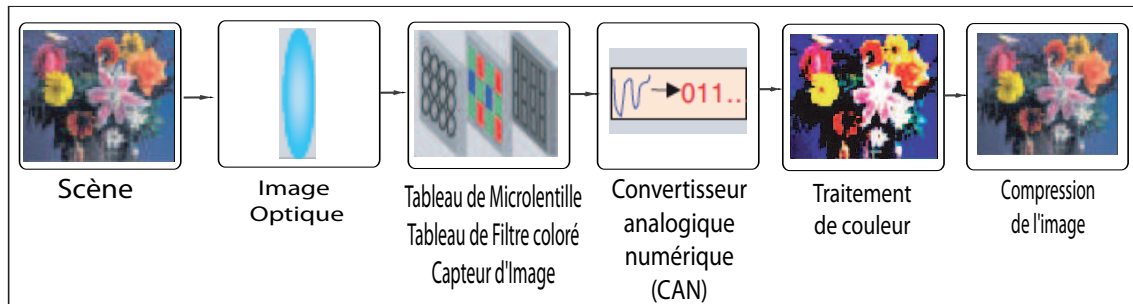


FIGURE 1.1 – Schéma du système d'imagerie numérique [21]

1.2 Historique

L'évolution des capteurs photographiques met en avant deux familles technologiques concurrentes : les capteurs CCD et les capteurs CMOS. Les premiers qui sont apparus sont les CCD, au début des années 70.

Les premières études ont commencé en 1960 sur les capteurs d'images MOS⁴ [27]. Plusieurs groupes ont travaillé dans ce domaine en utilisant les transistors NMOS, PMOS et les bipolaires. Concernant les CCD, il faut attendre les années 70 pour qu'ils soient mis au point par deux chercheurs américains : George E. Smith et Willard Boyle dans les Laboratoires Bell [12] (prix Nobel de Physique 2009).



FIGURE 1.2 – Première image électronique prise avec les CCD par George Smith (G) et Willard Boyle en 1974, diffusée par les laboratoires Alcatel-Lucent-Bell Alcatel-Lucent-Bell Labs/AFP

Dès l'apparition des CCD, presque toutes les recherches se sont concentrées sur ce type d'imageurs. Il faut attendre jusqu'aux années 90 pour que les imageurs CMOS refassent

4. Metal Oxyde Semi-conducteur

leur retour. Cela est dû aux grands progrès de la technologie de fabrication des semi-conducteurs VLSI⁵ et la grande possibilité d'intégration et de miniaturisation qui leur sont associés.

1.3 Capteurs CCD

Les capteurs CCD ont connu un grand succès dans de nombreux secteurs scientifiques et techniques depuis leur apparition dans les années 70. Leur fonctionnement est proche de celui des capteurs d'images CMOS, au niveau de la collecte des informations, autrement dit, transformation des photons en charges électriques. Cette étape se fait au niveau de l'élément photosensible qu'est la photodiode, c'est l'élément le plus important dans le pixel.

En revanche, la différence entre le fonctionnement des deux types d'imageurs est dans la méthode de transportation et d'acheminement de l'information des pixels jusqu'aux convertisseurs analogiques numériques (CAN).

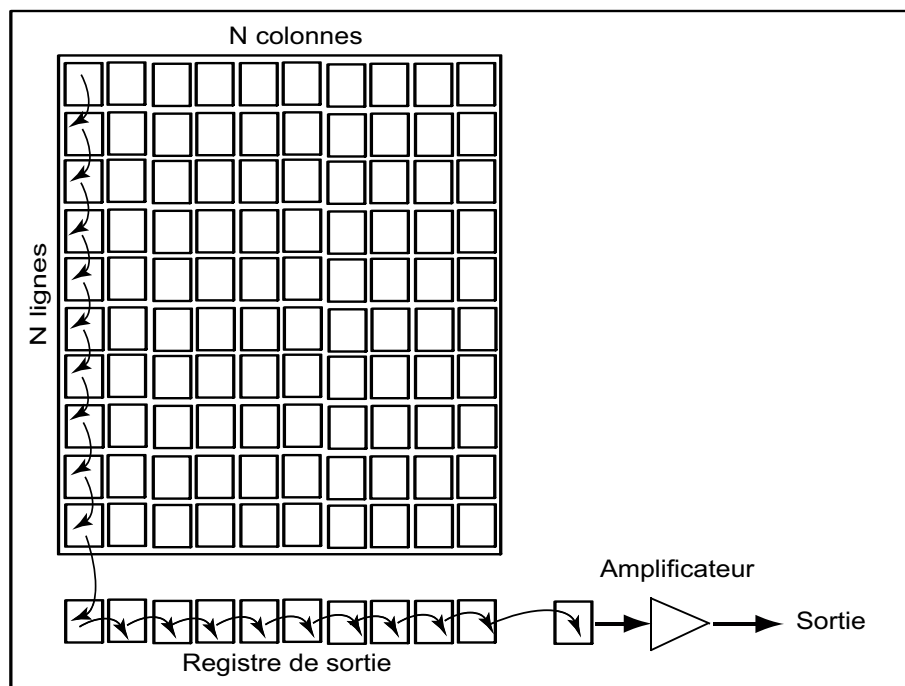


FIGURE 1.3 – Principe de fonctionnement des capteurs CCD

Le fonctionnement des CCD est basé sur le transfert de charges d'un pixel vers son voisin (figure (1.3)). Ce fonctionnement est basé sur le principe de libération des charges dans les photodiodes qui sont composées d'une partie de silicium dopé type "p" et d'une électrode métallique (figure (1.4)). Ces deux couches sont séparées par un isolant qui est généralement en dioxyde de silicium. Ainsi la partie du substrat dopé type "p" contient

5. Very Large Scale Integration

des porteurs majoritaires positifs (trous) (figure (1.4)).

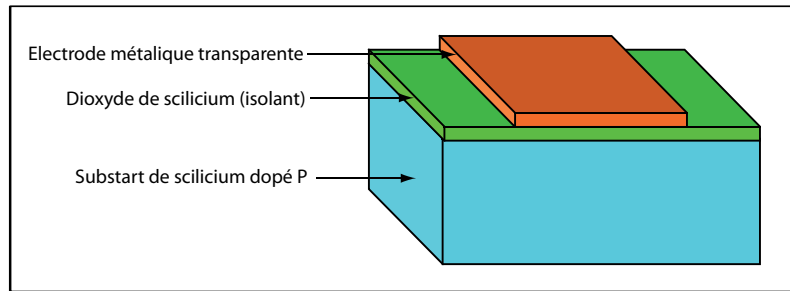


FIGURE 1.4 – Structure d'un photosite

Grâce à l'application d'une tension positive sur l'électrode métallique, une zone de déplétion est créée à cause des porteurs qui sont repoussés (figure (1.5)). La profondeur de cette zone est dépendante de la tension appliquée aux bornes de cette électrode métallique et de l'épaisseur d'oxyde, du dopage dans le substrat, etc. (figure (1.5)).

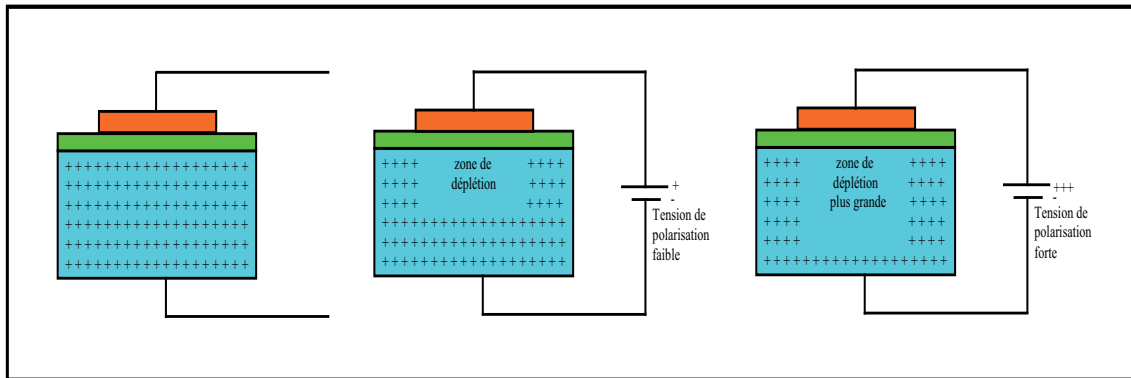


FIGURE 1.5 – Principe de fonctionnement d'un photosite

À l'arrivée des photons, une paire d'électron-trous est créée, et les électrons sont attirés par l'électrode et se trouvent piégés dans cette zone de déplétion.

La charge totale recueillie dans la zone de déplétion est proportionnelle à l'intensité lumineuse reçue à la fin du temps d'intégration (figure (1.6)).

En résumé, chaque photosite est comparable à un condensateur MOS de faible valeur qui se charge sous l'effet de l'éclairement au cours du temps d'intégration.

Une fois la charge accumulée dans le photosite, le transfert de ces charges, dans les capteurs CCD, se fait par l'utilisation de photosites voisins et l'application de différents potentiels pour chacune des trois tensions de grille des photosites (figure (1.7)).

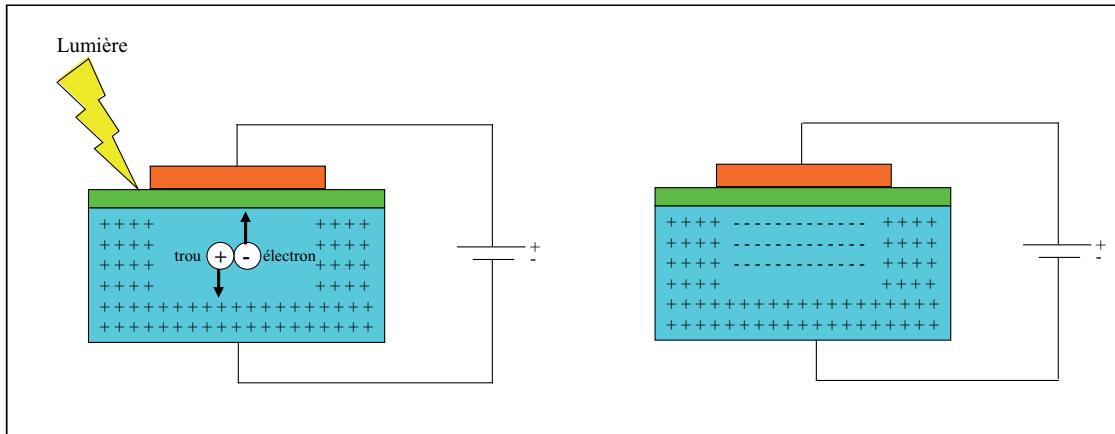


FIGURE 1.6 – Principe de fonctionnement d'un photosite

Le déplacement de la charge de la partie 1 à la partie 2 est représenté dans la figure (1.8) et s'effectue de la façon suivante :

- on applique une polarisation à la cellule 2 plus importante que celle de la cellule 1 ;
- la cellule 2 aura une zone de déplétion plus profonde que la cellule 1 ;
- il en résulte un champ électrique local qui fait transiter les électrons de la zone 1 à la zone 2 ;
- une fois le transfert des électrons fini, la polarisation de la cellule 2 revient à sa valeur nominale.

En appliquant des signaux comparables avec des horloges décalées (figure (1.8)) aux électrodes voisines, on peut donc déplacer les charges à travers un grand nombre de cellules, avec une perte de charge très faible.

Ce mécanisme de transfert de charge utilisé dans ces dispositifs est aussi exploité dans des registres à décalage analogiques et des dispositifs de mémorisation analogique de la voix (répondeurs téléphoniques).

L'inconvénient des CCD est la limite de la résolution qui est liée au taux de transfert de charges (ou CTE : Charge Transfer Efficiency) d'un pixel à son voisin. Pour les meilleurs CCD, la CTE est de l'ordre de 0.99999. La fraction de signal résultant de la lecture d'un pixel situé à l'extrémité de la matrice est de :

$$\eta = CTE^{2N} \quad (1.1)$$

Avec : " η " rendement du signal capté en sortie ; "N" résolution de la matrice ; "CTE" taux de transfert de charges.

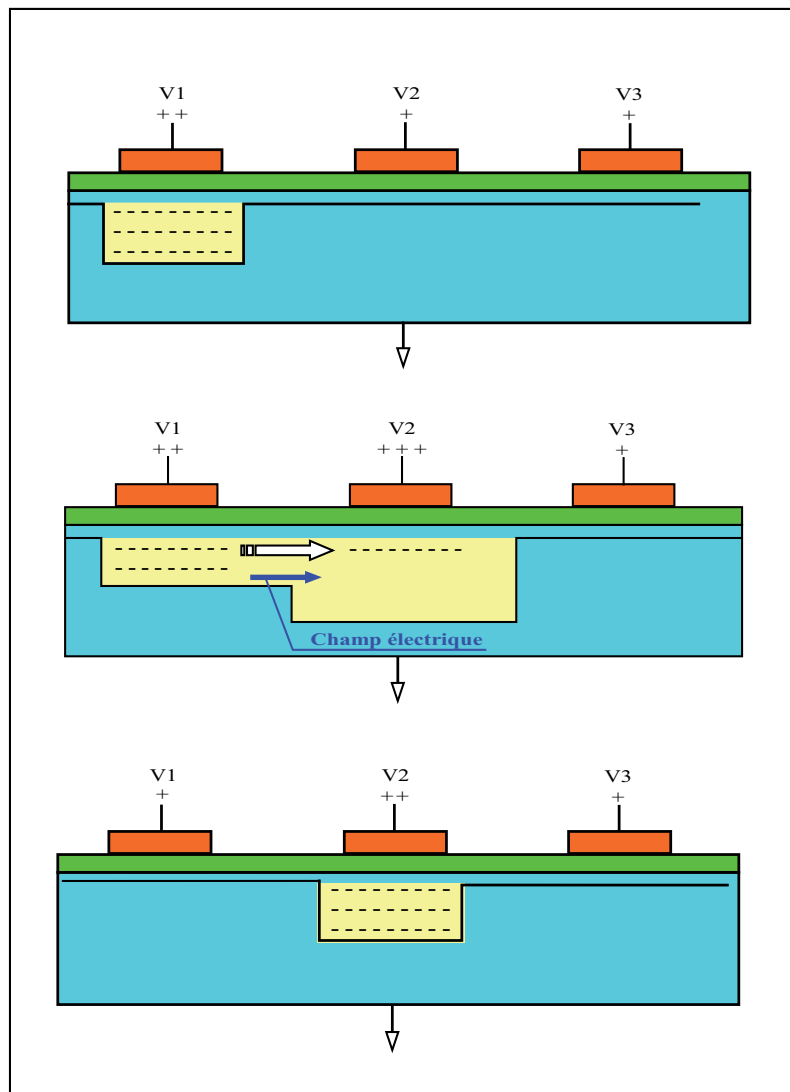


FIGURE 1.7 – Principe de transfert de charges dans les capteurs CCD

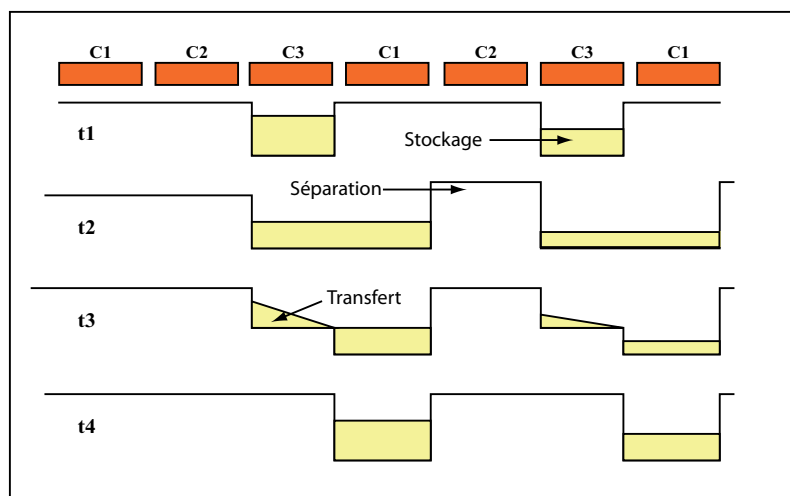


FIGURE 1.8 – Principe de transfert de charges dans les capteurs CCD

De l'équation (1.1) on constate que la taille de la matrice et sa vitesse de lecture sont chacune limitées par la restriction de transfert de charges (CTE).

La matrice par contre, utilise une grande surface de collection des photons (facteur de remplissage ou fill factor⁶) ce qui donne l'avantage d'avoir moins de bruit et de courant d'obscurité que les CMOS.

1.4 Capteurs CMOS

Les capteurs CMOS (figure (1.9)), eux, ont été inventé presque en même temps que les CCD. En revanche, vu que les CCD présentaient plus d'avantages par rapport aux CMOS, (par exemple un faible bruit), les CMOS eux ne sont réapparus que dans les années 90. Cela est dû grâce à leurs meilleures caractéristiques que les CCD au niveau du coût de fabrication ainsi que la consommation, etc. Aujourd'hui, grâce aux grands progrès de la technologie de l'industrie et des semi-conducteurs (VLSI⁷) alliant une grande possibilité d'intégration et d'excellente miniaturisation, les imageurs CMOS atteignent quasiment les performances des capteurs CCD.

Les avantages des capteurs CMOS consistent dans un faible coût de fabrication, une très faible consommation d'énergie, des vitesses de lecture plus élevées et la possibilité d'accès aléatoire aux pixels. Par contre, leurs inconvénients sont une faible dynamique de fonctionnement (capteur standard), une faible sensibilité et un bruit plutôt considérable (capteur logarithmique).

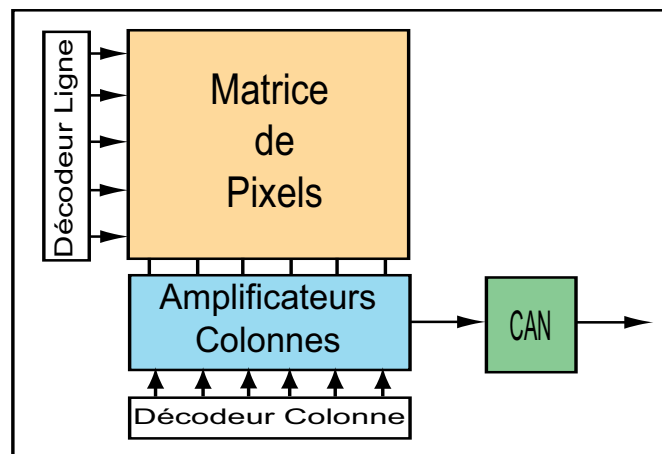


FIGURE 1.9 – Disposition des différentes parties composantes les capteurs CMOS

Les capteurs CMOS se composent d'un élément photosensible (photodiode) et d'éléments actifs (transistors MOS). Contrairement aux capteurs CCD, le transfert d'infor-

6. La surface dans le pixel réservée à collecter et transformer les photons en charges électriques

7. Very Large Scale Integration

mations collectées par les photodiodes dans les capteurs CMOS se fait à travers un bus parcourant toute une colonne, qui est partagé par tous les pixels de la même colonne. Le fonctionnement est commandé par les deux décodeurs, ligne et colonne. Grâce au décodeur ligne on sélectionne une ligne de la matrice de pixel. Ensuite l'information de chaque pixel est envoyée à leur amplificateur colonne. Les informations reçues de chaque pixel dans l'amplificateur colonne sont échantillonnées et stockées dans ce dernier. Puis elles sont envoyées vers le convertisseur analogique numérique qui les transformera en un signal numérique soit de manière série (un CAN par circuit) soit de manière parallèle (un CAN par colonne). Une fois tous les pixels de la ligne traités, on passe à la ligne suivante et ainsi de suite (figure (1.10)) jusqu'à avoir lu tous les pixels de la matrice.

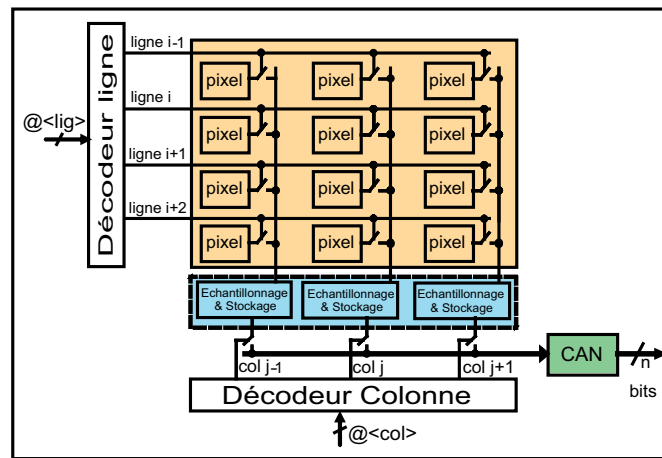


FIGURE 1.10 – Principe de fonctionnement des capteurs d'images CMOS

Dans la littérature on trouve deux types de capteurs de vision CMOS : les capteurs à intégration ou "standard", et les capteurs logarithmiques ou "à fonctionnement continu".

Les capteurs à intégration se composent d'une photodiode et de trois ou cinq transistors de type NMOS [21], ces capteurs à intégration présentent une faible dynamique de fonctionnement qui est de 60 à 70 dB (sensible donc à 3 ordre de grandeurs de puissance lumineuse). On retrouve ce type d'imageurs dans tous les capteurs CMOS produits et vendus actuellement. La sensibilité est dépendante du temps d'intégration du pixel et de la taille de la photodiode utilisée pour la collecte des photons.

Les capteurs logarithmiques, eux, présentent une grande dynamique de fonctionnement avoisinant les 120dB et un bruit important, leur production est anecdotique actuellement.

En outre, un autre avantage des capteurs CMOS est la capacité de mélanger au sein du même circuit des fonctions de nature différente (capteur d'images et traitement du signal). Ce qui offre la possibilité de réaliser facilement de nouvelles applications, soit sous forme

de produits standard, soit sous forme de capteurs d'images dédiés pour des applications spéciales.

1.5 Comparaison entre les capteurs CCD et les capteurs CMOS

Ce sujet a été évoqué par Fossum [27], dans cette partie on fera un résumé des principales différences entre les deux types de capteurs CCD et CMOS :

- **Coût** : c'est le principal avantage des capteurs APS par rapport aux capteurs CCD, car les capteurs CCD ne peuvent pas être produits en technologie CMOS standard et sont donc fabriqués dans des centres de production dédiés.
- **Lecture des capteurs** : le transfert de charge dans un capteur CCD se fait de pixel à pixel comme montré auparavant dans la figure (1.3) ce qui fige le mode de lecture. Contrairement aux capteurs CMOS où l'adressage est fait par l'activation d'une ligne et d'une colonne, augmentant ainsi la vitesse de lecture des capteurs CMOS et l'accès potentiellement libre aux pixels.
- **Facteur de remplissage** : le facteur de remplissage est le pourcentage de l'aire du pixel sensible à la lumière par rapport à la surface du pixel. Les capteurs CCD ont un facteur de remplissage proche de 100%. En revanche, dans les capteurs APS il reste autour de 50 à 70% [8], mais avec la diminution de la taille des transistors et l'utilisation de microlentilles, le facteur de remplissage dans les capteurs APS s'est beaucoup amélioré.
- **Bruit** : c'est le principal désavantage des capteurs APS par rapport aux capteurs CCD, car les capteurs APS présentent du bruit temporel et du bruit spatial fixe causés par les amplificateurs dans la matrice de pixels et dans les circuits de lecture. Cependant, des techniques pour la diminution de bruit sont utilisées.
- **Consommation** : les capteurs APS sont polarisés à la tension d'alimentation de la technologie CMOS utilisée, ils consomment moins que les capteurs CCD qui ont besoin de valeurs de tension de l'ordre de la dizaine de volts pour réaliser le transfert de charges des pixels jusqu'au convertisseur analogique numérique.
- **Dynamique de fonctionnement** : la dynamique de fonctionnement dans les capteurs CMOS est de 60-70dB pour les capteurs standard et elle est de 120dB pour les capteurs logarithmiques. Par contre, pour les capteurs CCD la dynamique de fonctionnement est de l'ordre de 80-90dB.

- **Marché** : il y a moins de cinq ans, les capteurs d'images CMOS étaient l'une des parties à forte croissance dans les semi-conducteurs, par contre, depuis le milieu de la dernière décennie, cette catégorie d'optoélectronique a lutté contre la chute des prix, cela est dû : à la croissante de la concurrence des fournisseurs, au ralentissement de la croissance des taux des capteurs dans les applications téléphonie mobile, et à la dernière récession. Après avoir chuté de 16% en 2009, les ventes de capteurs d'images CMOS ont rebondi de 17% en 2010, ce qui est équivalent à 4,5 milliards de dollars comparé l'industrie des semi-conducteurs d'une croissance de plus de 32% l'an dernier. Toutefois, à compter de 2011, les ventes des capteurs d'images CMOS devraient gagner un nouvel élan de croissance à partir d'applications de nouveaux systèmes au-delà d'appareils photo des téléphones et de l'autonomie d'appareils photo numériques, comme il a été conclu dans le rapport de " Optoelectronics, Sensors, and Discretes (O-S-D) " de IC Insights 2011.

En effet, ce rapport montre que les ventes des imageurs CMOS montent de plus de 13% en 2011 atteignant ainsi à un nouveau record de 5,1 milliards de dollars, dépassant le sommet précédent de 4,6 milliards de dollars atteint en 2008. Les recettes des capteurs d'images CMOS devraient augmenter à un taux de croissance annuel (Compound Annual Growth Rate (CAGR)) de 11,2% au cours des cinq prochaines années, pour atteindre 7,6 milliards de dollars en 2015. Les dispositifs d'imagerie CMOS devraient représenter alors 66% du marché des capteurs d'images totale en 2015, alors qu'on en était à environ 58% en 2010. Les CCD eux qui dominent encore les applications grand public telles que la photo numérique, caméscopes, des scanners et photocopieurs, comptent pour la plupart du reste des ventes 42% en 2010 et devrait atteindre 34% en 2015 (figure (1.11)) [50].

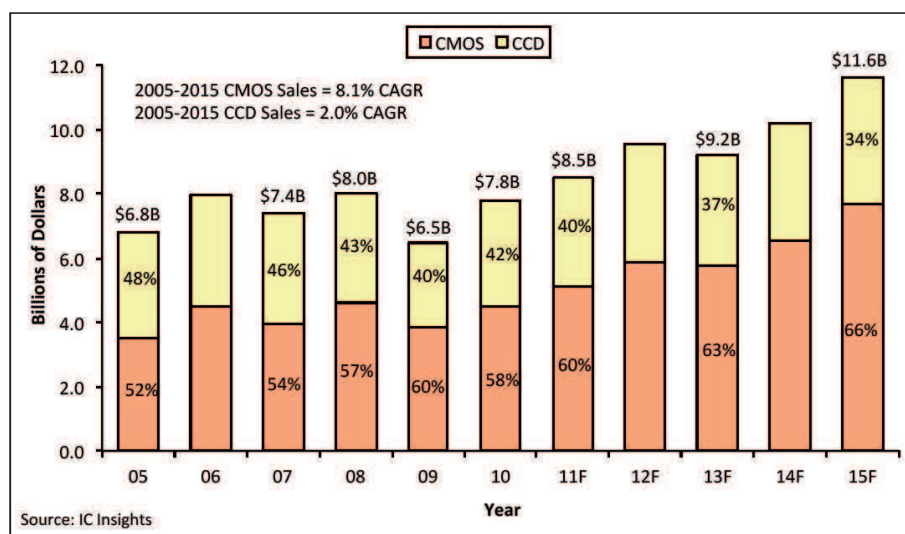


FIGURE 1.11 – Comparaison des ventes en dollars entre les capteurs d'images CMOS et CCD [50]

Entre 2003 et 2008, le volume des ventes en dollars des imageurs CMOS a augmenté suivant un CAGR de 27% environ, avec une expédition de volume d'unité s'élevant de 42% de moyenne annuelle, mais ces taux de croissance ont nettement ralenti dans la période 2005-2010 (5,1% pour les ventes et 14,4% pour les unités), selon l'analyse du rapport de l'OSD. Bien qu'il y ait eu une certaine consolidation dans la partie des capteurs d'images, plus de 35 fournisseurs à travers le monde continueront de poursuivre la conception d'imageurs CMOS et la plupart continuent à se concentrer sur les appareils photo des téléphones mobiles, appareils photos, et webcams intégrées pour les PC portable. Par ailleurs, la capacité de production des capteurs d'images CMOS a été augmentée et les fonderies ont augmenté de 200mm à 300mm le wafer de production, entraînant une hausse des volumes.

Avec plus de capacité de production à venir, une technologie minimale atteignant les 65 nm, et une résolution poussant au-delà de 16 méga pixels, les fournisseurs des imageurs CMOS auront besoin de nouvelles applications à volume élevé pour maintenir les taux de croissance annuel au cours des cinq prochaines années. IC Insights prévoit un CAGR de 11,2% pour les ventes dans la période 2010-2015 qui repose sur une nouvelle croissance forte dans les systèmes de sécurité automobile, les caméras de vidéo intelligente pour les réseaux de surveillance, l'imagerie médicale, de jouets et jeux, et d'autres applications émergentes. Les appareils photo de la téléphonie mobile représentaient 62% des ventes de capteurs d'images CMOS en 2010 et devrait tomber à environ 49% en 2015, affirme le nouveau rapport de l'OSD [50].

1.6 Conclusions

Dans ce chapitre nous avons présenté les capteurs d'images et leurs domaines d'utilisation.

Nous avons défini la fonction de ces capteurs d'images et un petit historique a été présenté.

Ensuite, nous avons détaillé les deux types de capteurs d'images ainsi que le principe de fonctionnement de chacun d'eux. Nous avons alors présenté leurs avantages et inconvénients respectifs.

Nous allons maintenant, dans le chapitre suivant, nous concentrer sur les capteurs d'images type CMOS. On présentera et on détaillera les différentes architectures de ceux-ci, leurs différentes caractéristiques et leurs avantages et inconvénients.

Chapitre 2

Présentation des capteurs d'images CMOS

Sommaire

2.1	La chaîne de l'image	18
2.1.1	La matrice d'éléments photosensibles	19
2.1.2	La photodiode	20
2.1.3	Les pixels	26
2.1.4	Le circuit de lecture colonne	34
2.1.5	La conversion analogique numérique	35
2.2	Caractéristiques de la matrice d'éléments photosensibles	37
2.2.1	La taille du pixel et le facteur de remplissage	37
2.2.2	La résolution	38
2.2.3	La sensibilité	38
2.2.4	La vitesse de lecture	38
2.2.5	Le mode de capture	38
2.2.6	La dynamique de fonctionnement	42
2.2.7	Le bruit	44
2.2.8	Techniques de réduction du bruit	46
2.3	Conclusions	48

Introduction

Dans la première partie de ce deuxième chapitre sera présenté les différents éléments composant la chaîne de l'image des capteurs d'images CMOS. Parmi eux, la matrice de pixel composée de la photodiode et de quelques transistors, les amplificateurs colonne, les décodeurs colonne et ligne et le convertisseur analogique numérique (CAN).

On détaillera également les deux types de capteurs d'images CMOS, le capteur à intégration ou standard et le capteur à réponse logarithmique ou à fonctionnement continu.

Dans la deuxième partie, nous définirons les différentes caractéristiques de la matrice photosensible comme la taille des pixels, le facteur de remplissage, la résolution, la sensibilité, la vitesse de lecture, les deux modes de capture et les différents bruits existant dans ce type d'imageur ainsi que les techniques de réduction de bruit.

2.1 La chaîne de l'image

Les capteurs d'images capturent et convertissent une information lumineuse en une tension électrique analogique ou un signal numérique [21]. Ils se composent de plusieurs dispositifs qui permettent de capter l'information lumineuse, de la transformer et de l'acheminer vers la sortie du capteur afin de procéder à son traitement.

La figure (2.1) présente les différentes parties composant la chaîne de l'image d'un imageur CMOS.

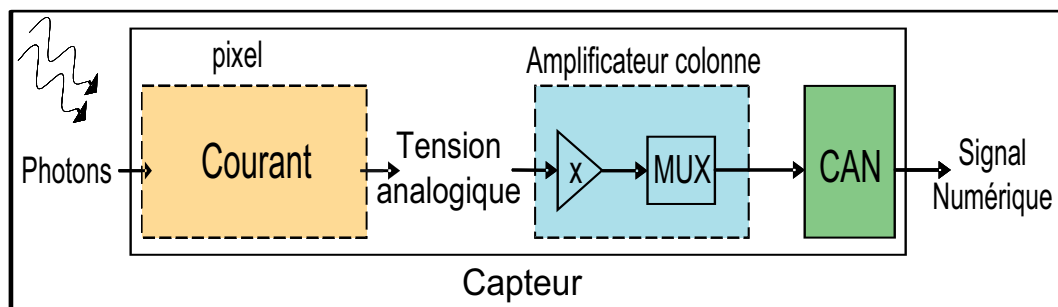


FIGURE 2.1 – La chaîne de l'image des capteurs d'images CMOS

De la figure (2.1), on constate trois parties essentielles de la chaîne de l'image :

- **Pixel** : c'est un élément très important dans cette chaîne, c'est l'élément photosensible qui se compose d'une photodiode et de transistors MOS. La photodiode sert à collecter les photons et les MOS transforment en tension analogique le courant photogénéré.
- **Amplificateur colonne** : son rôle est d'échantillonner, de stocker et de multiplexer la tension analogique reçue de chaque pixel de la matrice photosensible puis d'acheminer chaque tension vers le convertisseur analogique numérique (CAN).
- **Le convertisseur analogique numérique** : convertit la tension analogique reçue des amplificateurs colonne en un signal numérique pour permettre le traitement

d'image par la suite.

La figure (2.2) présente la disposition de ces éléments dans le capteur d'images.

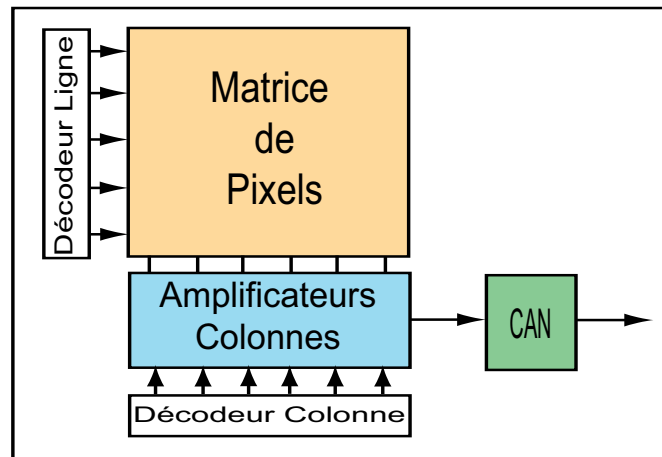


FIGURE 2.2 – Schéma bloc d'un capteur d'images CMOS

On retrouve également les décodeurs ligne et colonne qui servent à la sélection des pixels pour leur lecture. On détaillera ces différentes parties par la suite dans ce chapitre.

En résumé, la chaîne de l'image sert à convertir l'information lumineuse, à échantillonner et stocker cette information et à la transférer vers le convertisseur analogique numérique.

2.1.1 La matrice d'éléments photosensibles

C'est une matrice de lignes et de colonnes de pixels. Ces derniers se composent d'une photodiode et de plusieurs transistors, classiquement de trois à cinq transistors.

Principe de fonctionnement : le principe de fonctionnement d'un imageur CMOS (figure (2.3)) est basé sur la sélection des pixels de la matrice photosensible un par un.

D'abord, en fonction du décodeur ligne, on sélectionne une ligne de la matrice photosensible (exemple la ligne "i") (figure (2.4)).

Le décodeur ligne sélectionne une ligne. Les sorties pixels de cette ligne sont connectées aux amplificateurs colonnes qui stockent les valeurs des pixels.

Le décodeur colonne sélectionne une à une les valeurs stockées dans les amplificateurs colonnes pour les envoyer au convertisseur analogique numérique.

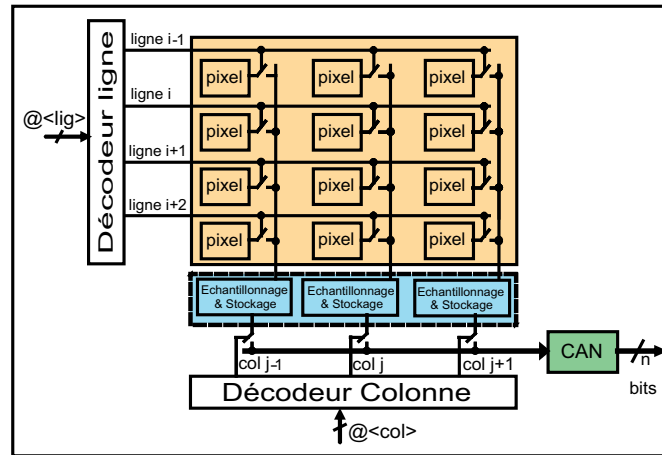


FIGURE 2.3 – Schéma bloc d'un imageur CMOS : aucune ligne et colonne est sélectionnée

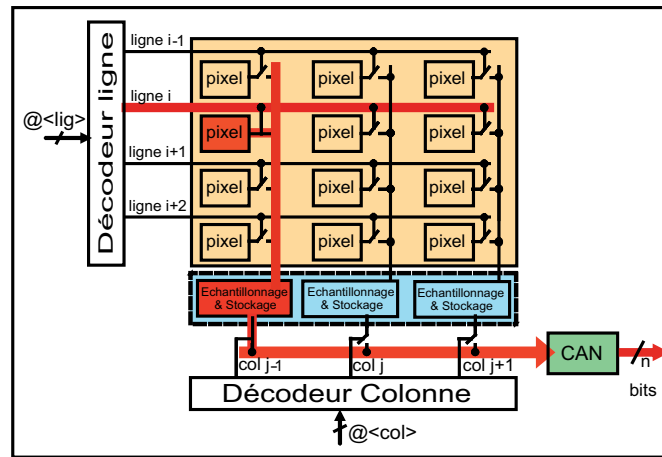


FIGURE 2.4 – Schéma bloc d'un imageur CMOS : lecture d'un seul pixel

Une fois la lecture de tous les pixels de la ligne "i" terminée, on passe à la ligne suivante "i+1" et on répète les mêmes procédures jusqu'à ce qu'on ait lu tous les pixels de toute la matrice.

2.1.2 La photodiode

Elle transforme la lumière (les photons) en une énergie électrique par effet photoélectrique.

Les longueurs d'onde à détecter et le rendement quantique¹ nous imposera le choix du matériau qui sera utilisé pour la conception du photodétecteur. C'est pour ces raisons que dans notre cas, pour une longueur d'onde qui est dans le domaine visible (de 0.4 à 0.8 μm) le silicium est choisi pour sa bonne sensibilité et son bon rendement quantique (figure (2.5)). En outre, le grand avantage du silicium est qu'il est le matériau de base des

1. Il sera détaillé par la suite dans ce chapitre

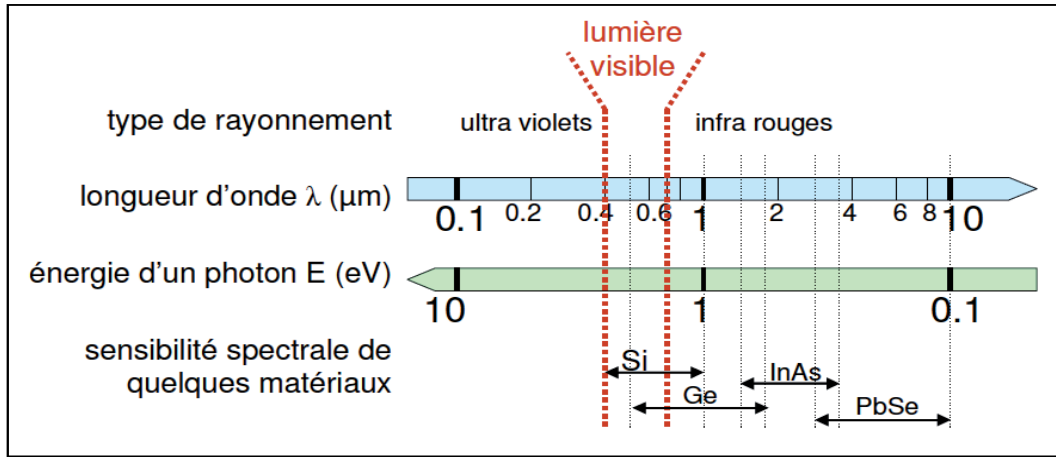


FIGURE 2.5 – Type de rayonnement, longueur d'onde, énergie d'un photon et sensibilité spectrale de quelques matériaux

circuits intégrés CMOS.

L'effet photoélectrique se définit par la création de paires électrons trous dans les matériaux semi-conducteurs dont la largeur de la bande interdite correspond à la gamme d'énergie du photon. Ceci correspond à l'énergie qu'il faut à l'électron pour qu'il quitte sa barrière de potentiel qui le maintient dans le solide. L'existence de la bande interdite entraîne l'existence d'un seuil d'absorption tel que :

$$E = h\nu \quad (2.1)$$

Avec : " E " l'énergie du photon en [Joules], " h " la constante de Planck en [J.s], et " ν " la fréquence du rayonnement électromagnétique [Hz].

La fréquence temporelle pour un phénomène se propageant dans l'espace peut être également calculée par la relation (2.2) :

$$\nu = \frac{c}{\lambda} \quad (2.2)$$

Avec : " c " la vitesse de la lumière en [$m.s^{-1}$] et " λ " la longueur d'onde en [m].

Des deux équations (2.1) et (2.2), l'énergie des photons " E " est définie par l'équation de Planck (2.3) suivante :

$$E = \frac{hc}{\lambda} \quad (2.3)$$

Avec : " E " l'énergie du photon [Joules] ; " h " la constante de Planck ($6,623 \times 10^{-34}$ [J.s]) ; " c " la vitesse de la lumière (2.998×10^8 [$m.s^{-1}$]) ; " λ " la longueur d'onde [m].

La figure (2.6) présente la caractéristique du courant de la photodiode en fonction de la tension à ses bornes. On constate que cette caractéristique est divisée en deux parties : la partie directe et la partie inverse.

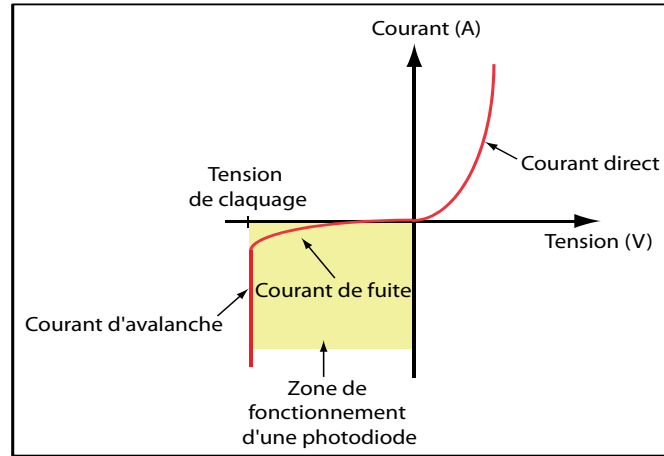


FIGURE 2.6 – Caractéristique de fonctionnement de la photodiode

La figure (2.7) montre plus précisément la caractéristique de la photodiode dans le sens inverse. Pour une valeur donnée (fixe) de V_d (tension aux bornes de la photodiode), la photodiode fournit un courant variant en fonction de la puissance lumineuse ($P1, P2, P3, P4$).

Le courant inverse (courant circulant dans le sens inverse de la photodiode) augmente en valeur absolue et devient plus important avec l'augmentation de la puissance lumineuse ($P1 < P2 < P3 < P4$).

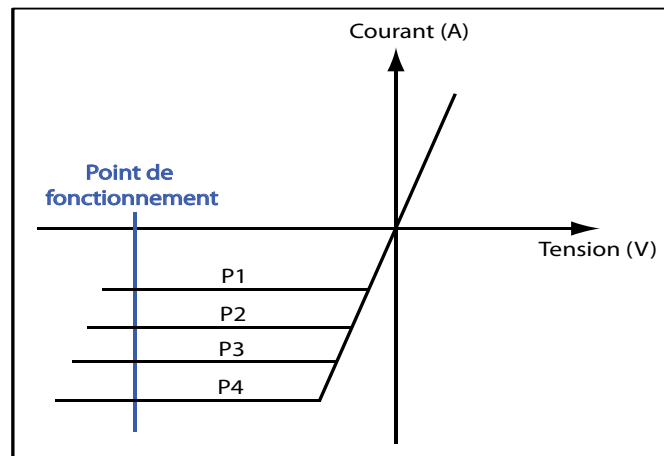


FIGURE 2.7 – Caractéristiques de fonctionnement de la photodiode dans le sens inverse

On trouve trois types essentiels de photo éléments qui nous permettent de générer des charges mobiles dont la valeur est fonction du flux lumineux. Les photodecteurs, les photodiodes et les phototransistors. Après la lecture des études faites par [46], [77], [86]

et [60], nous concluons que parmi ces photoéléments, notre choix doit se porter sur la photodiode car c'est elle qui présente les meilleures caractéristiques pour les applications visées dans notre travail, en terme de sensibilité et vitesse de fonctionnement par rapport aux deux autres photos éléments. La figure (2.8) montre la ZCE² de la photodiode.

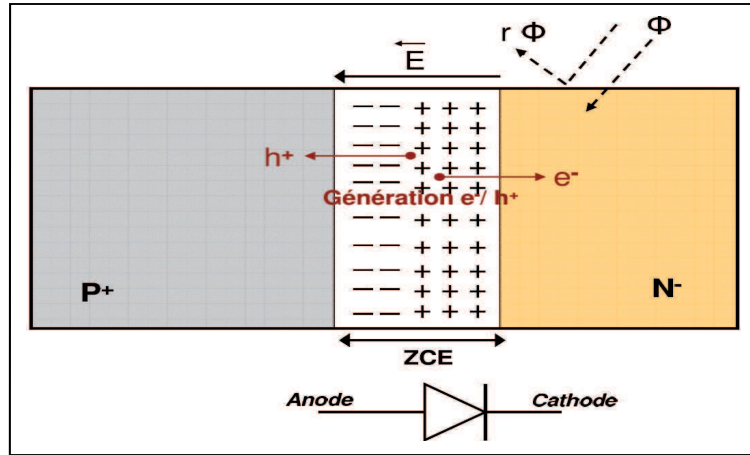


FIGURE 2.8 – ZCE de la photodiode

2.1.2.1 Paramètres liés à la photodiode

Durant la transformation de la lumière (photons) en énergie électrique, plusieurs paramètres internes à la photodiode, rentrent en compte. Quelques uns sont cités ci après.

Le rendement quantique : c'est le pourcentage de photons que la photodiode transforme en énergie électrique par la création de paires d'électron-trou. Dans le cas idéal chaque photon reçu par la photodiode sera transformé en électron-trou à condition que son énergie soit supérieure au gap du silicium qui est de 1.12eV, soit une longueur d'onde d'une onde incidente de moins de 1100nm. Mais cela est trop parfait pour être vrai, car dans la réalité ce pourcentage de conversion est limité par plusieurs paramètres :

- Le coefficient de réflexion de la surface de silicium.
- La largeur de la zone de charge d'espace (ZCE).
- Les recombinaisons en surface et en profondeur des charges.

Etant donné que la surface du pixel n'est pas totalement dédiée à la photodiode, le rendement quantique de cette dernière n'est pas exactement celui du pixel. Ce paramètre est loin d'être négligeable comme l'équation (2.4) le montre :

$$\eta_{eff} = \eta \times F_R \quad (2.4)$$

2. Zone de Charge d'Espace

Avec : " η_{eff} " le rendement effectif du pixel; " η " le rendement quantique de la photodiode; " F_R " le facteur de remplissage du pixel, c'est à dire la surface dédiée à la photodiode dans le pixel.

Cette surface est dépendante du nombre et de la taille des transistors du pixel. En général elle est estimée entre 20 et 80%.

Le rendement quantique est aussi dépendant de la longueur d'onde (figure (2.9)). On ne peut pas définir, en premier, le rendement quantique sans avoir défini la longueur d'onde.

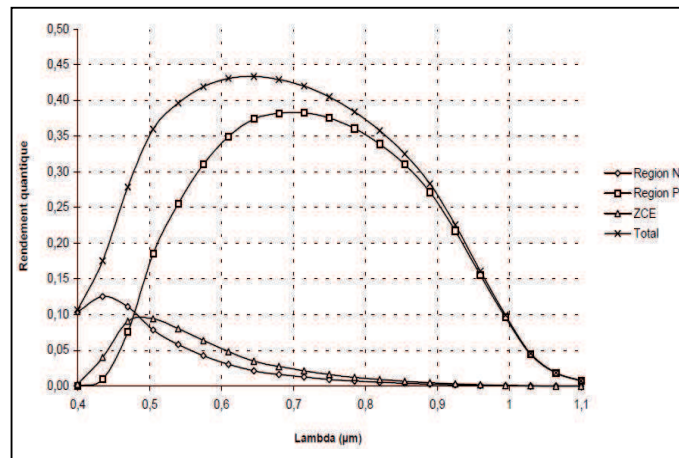


FIGURE 2.9 – Rendements des trois régions de la jonction PN [29]

Lorsque la photodiode est éclairée par la lumière, une partie du flux lumineux est réfléti ($r\phi$) (figure (2.8)) et une autre partie du flux est absorbée par le silicium (ϕ) (figure (2.8)). Le coefficient d'absorption de la lumière par le silicium représente la fraction du flux lumineux qui sera absorbée par le silicium par unité de profondeur. Ceci dépend de la longueur d'onde de la lumière incidente. La valeur du coefficient d'absorption du silicium intrinsèque en fonction de la longueur d'onde de la lumière incidente est illustré en figure (2.10).

Cette valeur est variable, d'habitude on donne la valeur maximale du rendement quantique dans les circuits.

Le facteur de conversion : il est essentiel de savoir la valeur du facteur de conversion qui exprime la tension produite par un photon capté par la photodiode, on l'appelle aussi le gain du pixel. Par conséquent, il définit la sensibilité de la photodiode et il s'exprime en Volt par électron [V/électron] [20].

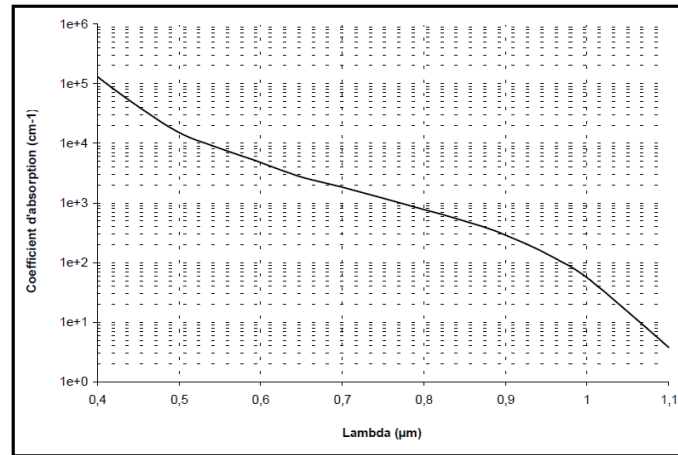


FIGURE 2.10 – Coefficient d'absorption de la lumière par le silicium intrinsèque en échelle logarithmique [29]

Le courant d'obscurité I_{dark} : c'est un courant toujours présent dans la photodiode, il existe même en absence de lumière. Ce courant est principalement dû au courant inverse de la photodiode. Il y a aussi les courants de fuites des différents transistors du pixel mais ces derniers sont négligeables devant le courant d'obscurité de la photodiode.

La capacité parasite de la photodiode : c'est une caractéristique indépendante du capteur. Cela concerne la photodiode du pixel et les capteurs à intégration étant donné que leur principe de fonctionnement est basé sur l'intégration de cette capacité. Le choix de la valeur de cette capacité est très important, elle influe sur le bruit de remise à zéro dans le pixel à intégration, et au niveau de la surface du pixel ainsi que sur le facteur de conversion.

2.1.2.2 La photodiode PIN

On trouve comme autre type de photodiode, la photodiode PIN³. C'est un composant semi-conducteur de l'optoélectronique. Elle est utilisée comme photodiode normale (PN) dans de nombreuses applications industrielles. Sa particularité vient de sa jonction composée d'une zone intrinsèque intercalée entre une région fortement dopée "P" et une autre fortement dopée "N", d'où le "I" dans le nom "PIN".

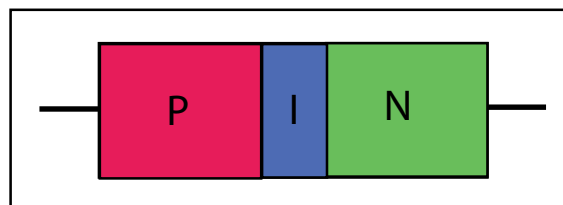


FIGURE 2.11 – Schéma d'une photodiode PIN

3. Positive Intrinsic Negative

La photodiode PIN est le résultat de l'augmentation des performances d'une diode normale via des procédés de fabrication spécifiques notamment en élargissant la largeur de la zone de charge d'espace (ZCE). La capacité parasite de la photodiode PIN est réduite ainsi que son courant d'obscurité et son rendement est supérieur à la photodiode classique. Le schéma du pixel à quatre transistors utilisant ce genre de photodiode est montré en figure (2.14).

2.1.3 Les pixels

Le pixel est l'élément de base des capteurs d'images, il contient la photodiode et quelques transistors permettant la commande de l'intégration de la lumière, la sélection et l'amplification du signal avant sa transmission dans les bus colonnes. C'est pour cette raison que ces circuits sont appelés "capteurs à pixels actifs" ou APS⁴. La littérature propose deux types de pixels pour les capteurs d'images CMOS :

2.1.3.1 Les pixels à intégration

Ce sont les pixels les plus connus et les plus répandus. On les retrouve dans tous les appareils photos numériques, cameras, Webcams etc, dès que ceux-ci n'utilisent pas de capteurs CCD.

Ils se composent de l'élément photosensible qu'est la photodiode et de trois à cinq transistors MOS.

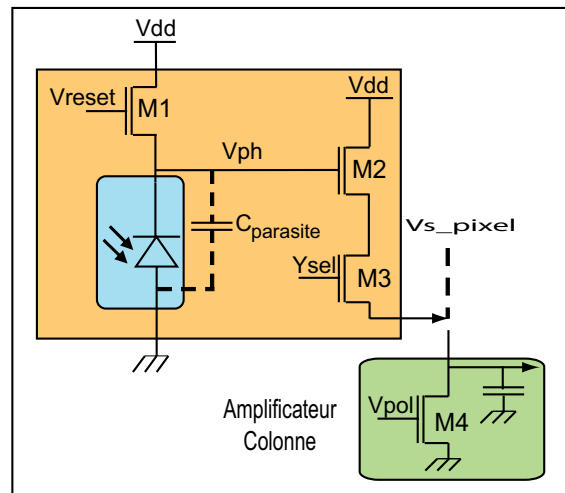


FIGURE 2.12 – Pixel à intégration (standard) à trois transistors

La figure (2.12) présente un pixel standard à trois transistors. Le transistor M1 s'appelle transistor de reset, il sert à mettre le nœud V_{ph} à une valeur initiale d'intégration. Il définit donc les deux phases de fonctionnement, l'initialisation et l'intégration. Le transistor M2 constitue la première partie de l'amplificateur colonne (de type suiveur), il sert

4. Active Pixels Sensor

à isoler le noeud photosensible du circuit de lecture. Quant au troisième transistor M3, on l'appelle le transistor de sélection, il sert à connecter ou pas le pixel à l'amplificateur colonne. Ce fonctionnement transitoire est illustré dans la figure (2.13).

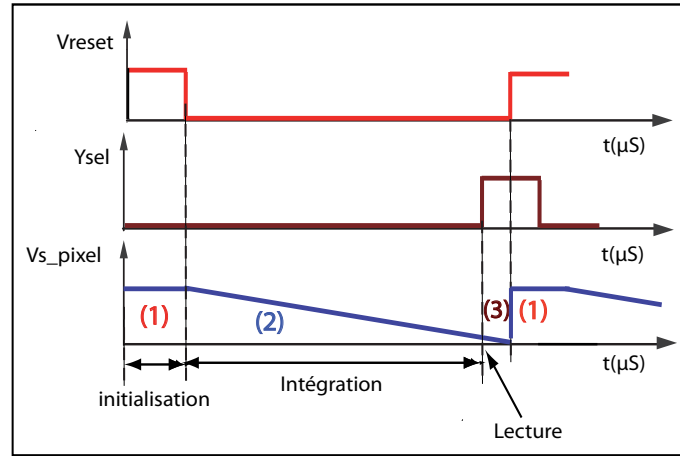


FIGURE 2.13 – Fonctionnement transitoire des pixels à intégration

Le fonctionnement des pixels à intégration se fait selon l'ordre suivant :

1. Le transistor de reset est actif (passant) ce qui précharge la photodiode à la tension d'initialisation V_{reset}
2. Le transistor de reset est inactif (bloqué) et, grâce à la photodiode, le flux lumineux génère un photo courant qui décharge la capacité parasite du noeud V_{ph} et fait chuter la tension V_{ph} de manière linéaire (figure (2.13)).
3. A la fin d'un certain temps fixé qu'on appelle le temps d'intégration, les charges sont lues à la source du transistor M3 qui est activé par le signal Y_{sel} (figure (2.12)). Le transistor M3 connecte le signal lu (V_{s_pixel}) au bus colonne (figure (2.12)).

On trouve également un autre type de pixel qui est industriellement très utilisé, ce pixel est le pixel à quatre transistors à diode PIN illustré en figure (2.14).

Pixel à quatre transistors à photodiode PIN : ce type de pixel est constitué de quatre transistors, trois sont visibles sur la figure (2.14) et le quatrième est le transistor de transfert qui est au niveau de la photodiode PIN qui permet d'isoler la photodiode du noeud commun V_{ph} (figure (2.14)).

Le fonctionnement de ce genre de pixel se fait en trois phases (figure (2.15)).

1. Le transistor de reset est inactif (bloqué) ce qui laisse les charges s'accumuler dans la photodiode PIN qui est isolée du noeud V_{ph} par le transistor de transfert, ce dernier étant commandé par la tension "TG" (figure (2.14)).

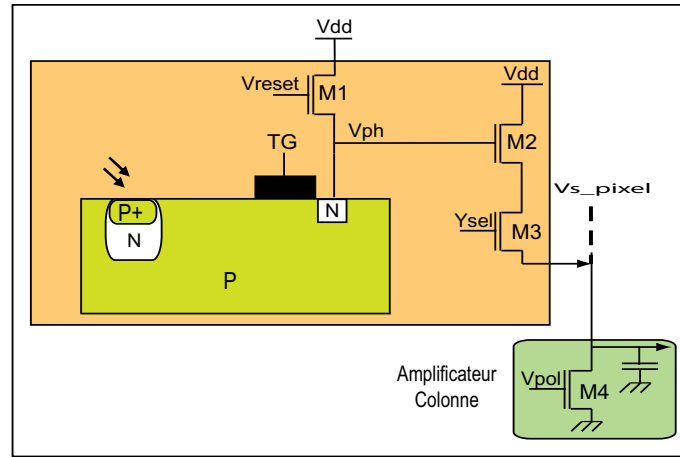


FIGURE 2.14 – Pixel à intégration à photodiode PIN

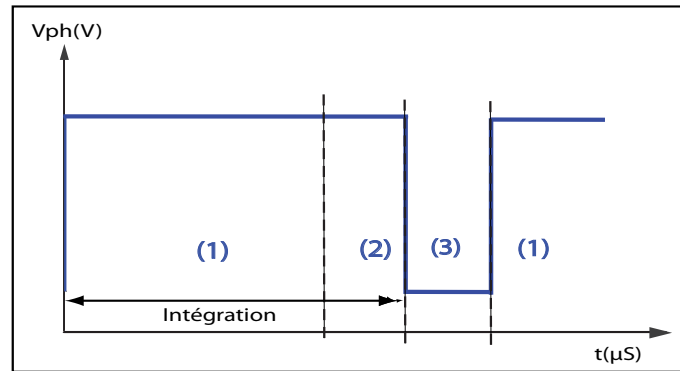


FIGURE 2.15 – Fonctionnement transitoire des pixels à intégration à photodiode PIN

2. Le transistor de reset est actif (passant), ce qui précharge le noeud V_{ph} à la tension de V_{reset} .
3. A la fin du temps d'intégration, la tension "TG" active la grille de transfert ce qui libère les charges accumulées dans la photodiode PIN. Puis elles sont transférées vers la capacité de grille du transistor M2. Cette tension est lue classiquement (figure (2.14)).

En raison du faible courant d'obscurité de la photodiode PIN et d'un grand facteur de conversion, cette architecture est très utilisée pour la conception des imageurs par les industriels. Surtout qu'elle présente, en plus, une intégration facile des techniques de réduction de bruit des imageurs.

2.1.3.2 Les pixels à réponse logarithmiques

Ce type de pixel a la caractéristique de fonctionner d'une manière continue autrement dit sans phase de reset et d'intégration comme c'est le cas dans le pixel à intégration [58]. La figure (2.16) nous présente l'architecture du compresseur logarithmique.

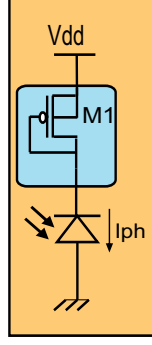
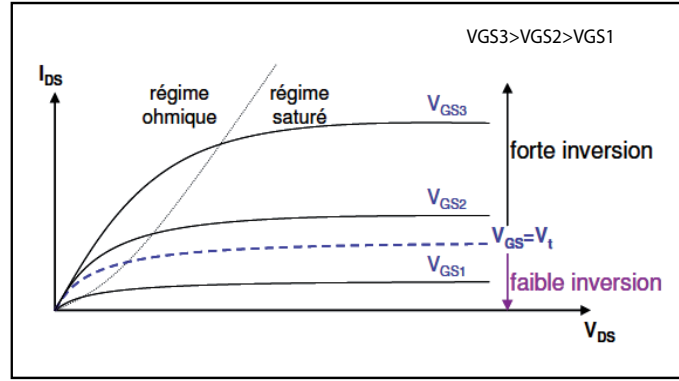


FIGURE 2.16 – Schéma du compresseur logarithmique

Pour obtenir cette caractéristique de grande dynamique de fonctionnement avoisinant les 120dB, le transistor M1 est connecté en diode et fonctionne en mode faible inversion.

Le mode de faible inversion : il est connu aussi sous le nom de mode de conduction sous le seuil en raison du fonctionnement des transistors qui correspond à la tension V_{GS} inférieure ou égale à la tension de seuil V_{th} comme montré dans la figure (2.17).

FIGURE 2.17 – Caractéristique de transfert I_{DS} en fonction de V_{DS} pour différentes valeurs de V_{GS} pour un transistor NMOS

L'équation (2.5) montre la relation de courant de drain I_{DS} du transistor NMOS en mode faible inversion :

$$I_{DS} = n\mu C_{ox} \frac{W}{L} U_t^2 \times e^{\frac{V_{GB} - V_{th}}{nU_t}} \times \left(e^{\frac{-V_{SB}}{U_t}} - e^{\frac{-V_{DB}}{U_t}} \right) \quad (2.5)$$

Avec : "n" une constante technologique (comprise entre 1,3 et 2) ; " μ " la mobilité des porteurs, " C_{ox} " la capacité d'oxyde de grille ; "W" et "L" les dimensions du transistor ; " U_t " le potentiel thermique ($U_t \approx 25\text{mV}$ à température ambiante 27°C) ; " V_{th} " la tension de seuil ; " V_{GB} ", " V_{SB} " et " V_{DB} " les tensions de grille, source et drain du transistor, référencées par rapport au substrat (Bulk).

En mettant :

$$I_{D0} = n\mu C_{ox} \frac{W}{L} U_t^2 \times e^{\frac{-V_{th}}{nU_t}} \quad (2.6)$$

En remplaçant l'équation (2.6) dans l'équation (2.5), on obtient l'équation suivante (2.7)

$$I_{DS} = I_{D0} \times e^{\frac{V_{GB}}{nU_t}} \times \left(e^{\frac{-V_{SB}}{U_t}} - e^{\frac{-V_{DB}}{U_t}} \right) \quad (2.7)$$

L'équation (2.7) est pour des transistors type NMOS, pour des transistors type PMOS cette équation devient l'équation (2.8) :

$$I_{DS} = I_{D0} \times e^{\frac{-V_{GB}}{nU_t}} \times \left(e^{\frac{V_{SB}}{U_t}} - e^{\frac{V_{DB}}{U_t}} \right) \quad (2.8)$$

En appliquant ces relations au montage en compresseur logarithmique (figure (2.16)) utilisant un transistor PMOS connecté en diode, on peut simplifier l'équation (2.8). En effet la tension V_{SB} est égale à 0V et la tension V_{GB} est égale à la tension V_{DB} (figure (2.16)). Le courant I_{DS} peut alors s'exprimer (2.9) :

$$I_{DS} = I_{D0} \times e^{\frac{-V_{GB}}{nU_t}} \quad (2.9)$$

A partir de cette équation (2.9), en décomposant la tension V_{GB} égale à $(V_G - V_{dd})$, on obtient la tension aux bornes de la photodiode V_{ph} , en fonction du courant photo généré I_{ph} (2.10) :

$$V_{ph} = V_G = V_{dd} - nU_t \ln \left(\frac{I_{DS}}{I_{D0}} \right) = V_{dd} - nU_t \ln \left(\frac{I_{ph}}{I_{D0}} \right) \quad (2.10)$$

De l'équation (2.10) on déduit que la tension V_{ph} suit une relation logarithmique en fonction du courant photonique I_{ph} , illustrée dans la figure (2.18).

L'architecture du pixel logarithmique ainsi que sa courbe de fonctionnement sont montrées dans la figure (2.18) et figure (2.19).

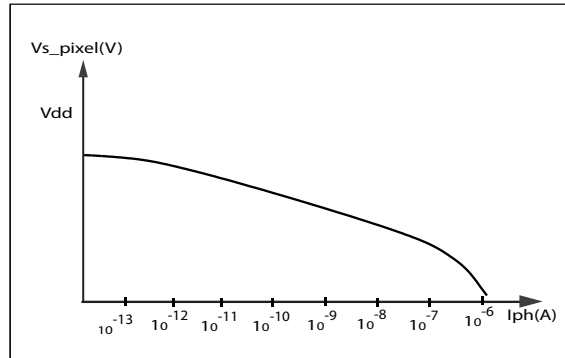


FIGURE 2.18 – Caractéristique du pixel logarithmique

Cette tension V_{ph} est ensuite extraite du pixel grâce à un amplificateur suiveur formé du transistor M2 et d'un générateur de courant I_{pol} , illustré en figure (2.19). Tous les pixels de la même colonne partagent le même bus de sortie, Vs-pixel. Le signal binaire Y_{sel} , qui pilote le transistor M3, permet de sélectionner le pixel à lire et de le connecter à la sortie Vs-pixel.

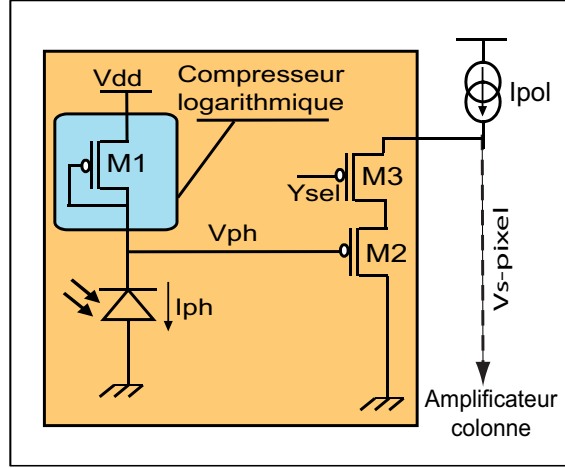


FIGURE 2.19 – Architecture du pixel logarithmique

L'avantage de ce type de pixel par rapport au standard est la grande dynamique de fonctionnement qui est d'environ 120dB au lieu d'une dynamique de fonctionnement avoisinant les 60 à 70dB pour le capteur standard.

L'équation (2.11) montre cette relation de la tension de sortie Vs-pixel avec le courant photonique I_{ph} .

$$V_{s-pixel} = V_{ph} + V_{th2} = \left[V_{dd} - nU_t \ln \left(\frac{I_{ph}}{I_{D0}} \right) \right] + V_{th2} \quad (2.11)$$

Avec : " V_{th2} " la tension de seuil du transistor M2.

Pixel à double compresseur logarithmique : l'objectif de ce pixel à double compresseur logarithmique est d'améliorer la dynamique de sortie en tension de ce capteur dans le but de transmettre au convertisseur analogique numérique des signaux permettant une meilleure résolution.

Le concept de notre capteur à double compresseur logarithmique est d'insérer un deuxième transistor qui fonctionne dans la même région que le premier c'est à dire en mode faible inversion entre la photodiode et le premier compresseur logarithmique (figure (2.20)). Cette architecture est inspirée des travaux [36], [75], [4].

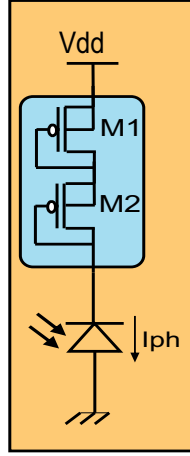


FIGURE 2.20 – Architecture du pixel à double compresseur logarithmique à grande dynamique de sortie en tension

En effet, le photocourant généré par la photodiode passe par les deux transistors M1 et M2, et comme ces deux transistors fonctionnent dans la région faible inversion, leur courant de drain est exprimé par l'équation (2.12) :

$$I_{DS} = I_{D0} \times e^{\frac{V_{GB}}{nU_t}} \times \left(e^{\frac{-V_{SB}}{U_t}} - e^{\frac{-V_{DB}}{U_t}} \right) \quad (2.12)$$

Avec :

$$I_{D0} = n\mu C_{ox} \frac{W}{L} U_t^2 \times e^{\frac{-V_{th}}{nU_t}} \quad (2.13)$$

Alors la tension de grille du transistor M1 est donnée par l'équation (2.14) :

$$V_{G1} = V_{dd} - nU_t \ln \left(\frac{I_{DS}}{I_{D0}} \right) = V_{dd} - nU_t \left(\ln \frac{I_{ph}}{I_{D0}} \right) \quad (2.14)$$

Pour le transistor M2, on a son substrat qui est polarisé par une tension différente de celle de sa source, pour cette raison on n'a pas la même relation que celle de M1. Effectivement, on est dans l'obligation de polariser tous les substrats de tous les transistors du circuit par la même tension de polarisation V_{dd} , pour ne pas avoir recours à l'isolation des caissons qui nous coûterait une grande surface. Le courant de drain de M2 est donné par les expressions suivantes :

$$I_{DS} = I_{D0} \times e^{\frac{-V_{G2B}}{nU_t}} \times \left(e^{\frac{V_{SB}}{U_t}} - e^{\frac{V_{DB}}{U_t}} \right) \quad (2.15)$$

Le terme V_{DB} étant négatif et supérieur en valeur absolue au terme V_{SB} , alors le terme $e^{\frac{V_{DB}}{U_t}}$ devient négligeable dans l'équation (2.15) et l'expression du courant devient alors l'équation (2.16) :

$$I_{DS} = I_{D0} \times e^{\frac{-V_{G2B}}{nU_t}} \times e^{\frac{V_{SB}}{U_t}} \quad (2.16)$$

Par la suite, on aura l'équation (2.17) :

$$-V_{G2B} + nV_{SB} = nU_t \ln \left(\frac{I_{DS}}{I_{D0}} \right) \quad (2.17)$$

$$-V_{G2} + nV_{S2} + V_B(1 - n) = nU_t \ln \left(\frac{I_{DS}}{I_{D0}} \right) \quad (2.18)$$

Or la tension de source de M2 est égale à la tension de grille du premier, $V_{S2} = V_{G1}$ (exprimée dans l'équation (2.14)) et la tension du substrat est toujours égale à la tension de polarisation, $V_B = V_{dd}$, l'expression finale devient alors :

$$V_{ph} = V_{G2} = V_{dd} - n(1 + n)U_t \ln \left(\frac{I_{DS}}{I_{D0}} \right) \quad (2.19)$$

En comparant l'équation (2.11) avec l'équation (2.19), on constate l'amélioration obtenue de la dynamique de sortie de ce pixel à double compresseur logarithmique. On passe d'un facteur de "n=1.5" pour le logarithmique par exemple à "n+1=2.5" pour le double compresseur logarithmique. Cette amélioration est due à la multiplication de la pente de l'allure logarithmique (illustrée en figure (2.21)) par un facteur de "(1+n)" (au lieu de "n" dans le pixel logarithmique typique) où la valeur de "n" est comprise entre 1,3 et 2. A savoir que ce facteur "n" peut avoir une variation minime de sa valeur entre les deux transistors M1 et M2 à cause de l'effet de la polarisation du substrat à une tension différente de celle de la source. Cette variation est jugée très petite et donc négligée dans nos calculs.

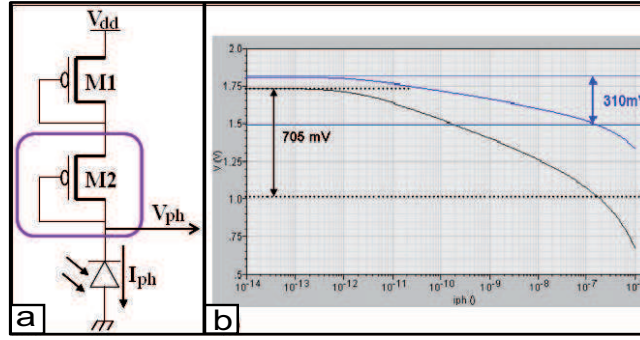


FIGURE 2.21 – Tension de sortie double DR : a) Pixel à double compresseur logarithmique, b) Résultats de la simulation DC des tensions de sortie de pixel logarithmique typique et double compresseur logarithmique

Cela permet d'avoir environ le double de la tension de sortie du pixel en ajoutant juste un seul transistor dans le pixel comme illustré dans la figure (2.22).

Le principe de fonctionnement de pixel double compresseur logarithmique est le même que celui de pixel logarithmique typique évoqué auparavant dans ce chapitre.

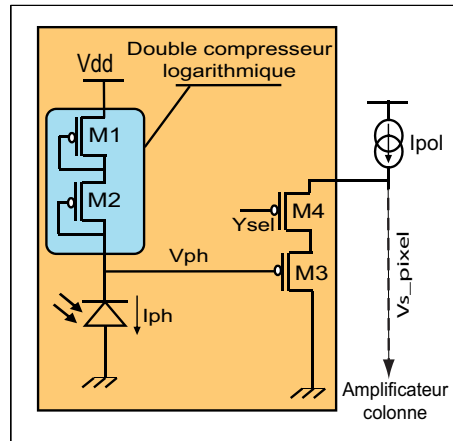


FIGURE 2.22 – Architecture du pixel à double compresseur logarithmique

2.1.4 Le circuit de lecture colonne

Le rôle du circuit de lecture colonne est d'amplifier le signal reçu de la photodiode, et ensuite d'acheminer séquentiellement ce signal au convertisseur analogique numérique (CAN). Il nous permet d'échantillonner et de stocker deux informations, celle du signal et celle du reset (capteur à intégration) ou référence (capteur à réponse logarithmique). Cela permet l'application des méthodes de réduction de bruit spatial fixe (FPN), à titre d'exemple les techniques CDS⁵, NCDS⁶ et DDS⁷, voir figure (2.23). On verra, à la fin de ce chapitre, ces différentes méthodes de réduction de bruit FPN. Il est à noter aussi une grande contrainte imposée par l'utilisation d'un amplificateur colonne : il doit avoir une largeur identique à la largeur du pixel étant donné qu'on a un amplificateur par colonne.

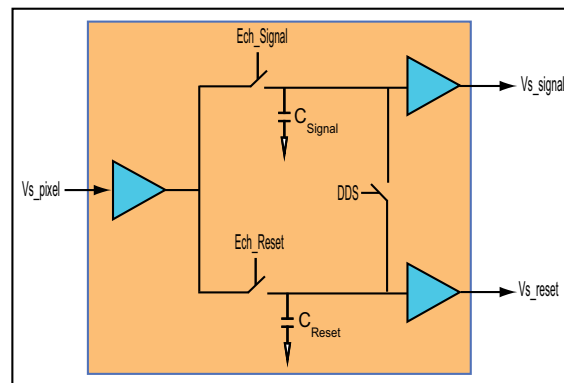


FIGURE 2.23 – Schéma bloc d'un amplificateur colonne [59]

Ces circuits de lecture colonne sont connus sous le nom d'amplificateurs colonne. Le nom d'amplificateur colonne est dû au fait qu'on ait un amplificateur pour chaque colonne de la matrice photosensible. Il faut savoir qu'il existe des imageurs à un seul amplificateur

5. Correlated Double Sampling
 6. Non-Correlated Double Sampling
 7. Double Delta Sampling

colonne [59] et pareil pour les CAN. Plusieurs possibilités d'implémentation des CAN dans les imageurs existent, elles seront présentées par la suite dans ce chapitre, on trouve soit un seul CAN pour toute la matrice, soit un CAN pour chaque colonne, soit un CAN pour chaque pixel de la matrice photosensible. Cela dépendra de ce qu'on veut obtenir comme performances car chaque méthode a ses avantages et ses inconvénients. Ces différentes possibilités seront présentées à la fin de ce chapitre.

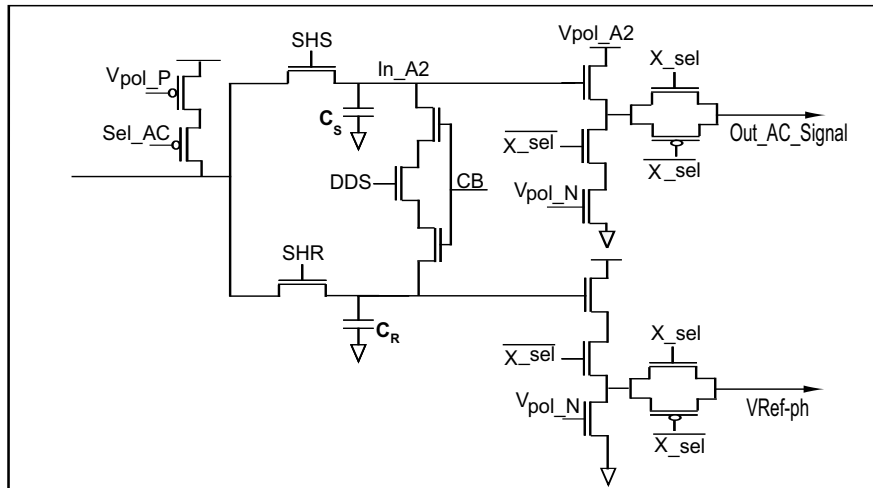


FIGURE 2.24 – Architecture de l’amplificateur colonne pour pixel logarithmique [46] [59]

2.1.5 La conversion analogique numérique

La conversion de la tension analogique en signal numérique dans les capteurs d'images, peut être à l'intérieur ou à l'extérieur du capteur. Par contre, pour préserver l'intégrité du signal, il est préférable que cette conversion soit au sein même du capteur [61] et [27]. Pour cela, on dispose de plusieurs méthodes ayant chacune ses avantages et ses inconvénients [66] :

- Un convertisseur pour toute la matrice.
- Un convertisseur par colonne.
- Un convertisseur par pixel.

2.1.5.1 La conversion pour toute la matrice

L'idée est d'avoir un CAN pour toute la matrice photosensible [82], ce qui implique un convertisseur rapide qui par conséquent consomme beaucoup.

2.1.5.2 La conversion au niveau des amplificateurs colonnes

Dans cette deuxième méthode, il s'agit d'avoir un CAN pour chaque colonne de la matrice [82] et [91]. Le temps de conversion au niveau des amplificateurs colonnes de l'imageur est moins rapide par rapport à la première méthode. L'inconvénient réside dans la réalisation d'un convertisseur pour chaque colonne ayant une largeur équivalente à celle d'un pixel.

2.1.5.3 La conversion au sein des pixels

Dans cette troisième méthode, l'idée est d'avoir un CAN dans chaque pixel [42]. Grâce à la conversion au sein du pixel, les pixels peuvent être lus à grande vitesse, de manière parallèle, permettant ainsi la suppression du bruit spatial fixe apporté par les amplificateurs colonnes. Le mode de capture instantané peut être implémenté facilement grâce à la présence de la mémoire au sein du pixel, ce qui présente un autre avantage de cette méthode par rapport aux autres. Cette méthode nécessite des transistors en plus dans le même pixel, donc des pixels plus grands et une surface de la partie photosensible (facteur de remplissage) beaucoup plus petite et par conséquent une sensibilité plus faible du capteur. Par contre, étant donné le grand progrès et l'avancement de la technologie microélectronique, cette méthode est possible. Le schéma bloc spécifique des pixels à sortie numérique est présenté dans la figure (2.25).

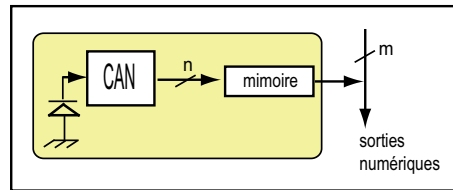


FIGURE 2.25 – Schéma de pixel à sortie numérique [46]

Ce pixel à sortie numérique est composé d'une photodiode, d'un CAN et d'une mémoire par pixel [42].

La conversion au sein de chaque pixel peut aussi s'effectuer suivant le principe des CAN à simple rampe [42] et [90] comme illustré par la figure (2.26).

La conversion au sein de chaque pixel peut aussi s'effectuer suivant le principe des CAN à sigma-delta [57] et [70]. Le principe de fonctionnement est montré par la figure (2.27).

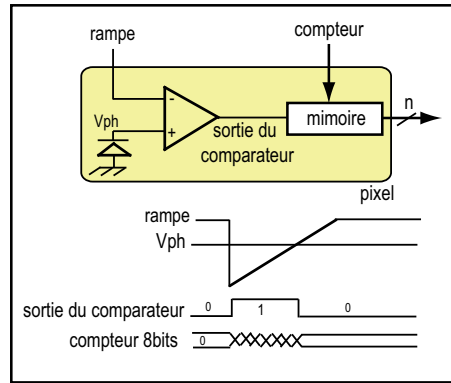
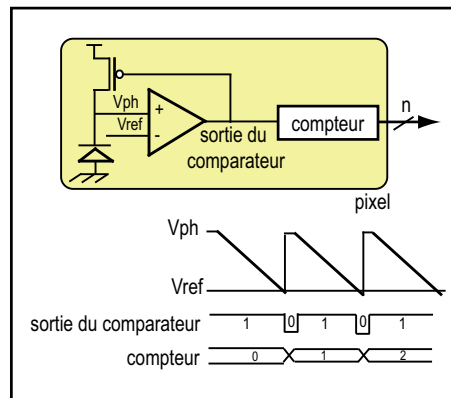


FIGURE 2.26 – Schéma de pixel à sortie numérique à convertisseur simple rampe [46]

FIGURE 2.27 – Diagramme de pixel à sortie numérique à convertisseur $\sum \Delta$ [46]

2.1.5.4 Conclusions

Un seul convertisseur pour toute la matrice doit pouvoir fonctionner très vite pour des vitesses de lecture très élevées, et par conséquent il consomme plus de courant. [82] dans son étude a comparé deux architectures de capteurs, en occurrence un CAN pour toute la matrice et un CAN par colonne, au niveau consommation et bruit. Pour une vitesse de lecture élevée, l'architecture avec un CAN par colonne s'avère être une solution beaucoup plus économe au niveau consommation et beaucoup moins bruitée. Faire une conversion au sein même du pixel a l'avantage de gagner en consommation et en vitesse, mais son inconvénient est la plus grande surface de pixel.

2.2 Caractéristiques de la matrice d'éléments photosensibles

2.2.1 La taille du pixel et le facteur de remplissage

La taille du pixel : elle dépend de la taille de la partie photosensible (photodiode), du nombre et de la taille des transistors ainsi que de la technologie utilisée pour la conception du pixel. Par ailleurs, le choix de la taille de pixel est reliée aux objectifs du capteur [15]. Grâce à l'avancement de la technologie, la taille de pixel diminue de plus en plus afin d'insérer toujours plus de pixels dans une matrice afin d'avoir une grande résolution,

tout en gardant un circuit de petite taille en vue de réduire le coût de fabrication. Par conséquent, plus de fonctionnalité peuvent être implémentées au sein même du pixel telles que la conversion analogique numérique, l'adaptation aux conditions lumineuses,... Cela a pour but de réduire le traitement de signal à la sortie de l'imageur [22]. En outre, la surface de la partie photosensible doit être la plus grande possible afin d'avoir une grande dynamique de fonctionnement et un bon rapport signal à bruit. La solution est un pixel plus grand, mais un circuit plus petit, donc moins complexe et consommant moins. En résumé, la surface du pixel dépend donc du compromis entre fonctionnalités, performance et coût. La taille du pixel peut aller de quelques μm à des centaines de μm .

Le facteur de remplissage : c'est le rapport entre la surface dédiée à la photodiode et la surface totale du pixel. Plus la surface de la photodiode est grande par rapport à la surface des transistors, plus le facteur de remplissage est important : le transfert de photons en tension analogique est de ce fait meilleur. Le facteur de remplissage est connu sous le nom de "fill factor" et est compris entre 20 et 80%.

2.2.2 La résolution

Lorsqu'on parle de résolution, on sous-entend la résolution du capteur, autrement dit le nombre de pixels présents dans la matrice de pixel du capteur d'images. Plus il y a de pixels, plus la résolution est grande. Cela a un impact direct sur le temps de lecture d'une image, la consommation et la qualité de l'image.

2.2.3 La sensibilité

La sensibilité du capteur d'images est dépendante directement de la photodiode. La sensibilité est le nombre de photons nécessaires pour passer d'un niveau de gris au suivant. Elle dépend de trois facteurs : la surface réellement active de chaque photo élément, l'efficacité quantique du photodétecteur lors de la conversion des photons en paires électron-trou, et le coefficient de réflexion du matériau utilisé pour la photodiode. Pour améliorer la sensibilité, on recourt essentiellement à des moyens technologiques (photodiode PIN par exemple) [55].

2.2.4 La vitesse de lecture

La vitesse de lecture est la vitesse de balayage de toute la matrice de pixel. Elle s'exprime en nombre d'images par seconde (frame per second ou fps) généralement il est entre 25 et 60 images par seconde pour les applications standard. En revanche la vitesse de lecture peut atteindre 10000 images par seconde pour des applications spécifiques telles que la vidéo à très grande vitesse.

2.2.5 Le mode de capture

On distingue deux modes essentiels de capture d'images :

2.2.5.1 Le mode de capture progressive

Ce mode est le plus utilisé et il est connu sous le nom de “rolling shutter”, c’est un mode d’acquisition d’images de manière progressive. Il consiste à lancer l’intégration des pixels ligne par ligne provoquant un décalage temporel entre chaque ligne (figure (2.28)).

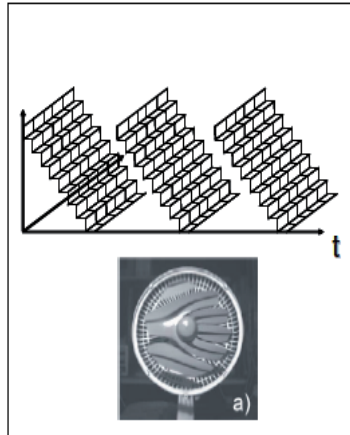


FIGURE 2.28 – Mode de capture progressive

Par conséquent, comme illustré dans la figure (2.28), des distorsions peuvent être constatés dans le cas d’objets se déplaçant à grande vitesse.

2.2.5.2 Le mode de capture instantané

Ce deuxième mode est connu sous le nom de “global shutter”, c’est un mode qui capte et mémorise l’image entière d’un seul coup (figure (2.29)). Par conséquent, il nécessite une mémoire analogique en plus dans le pixel, ce qui veut dire une capacité en plus dans le pixel pour pouvoir stocker l’information et un ou deux transistors pour commander la capacité, c’est pourquoi on trouve des pixels à quatre et même à cinq transistors. La lecture de la matrice se fait ensuite de la même manière que le mode de capture progressive “rolling shutter”.

En comparant les deux figures obtenues avec les deux modes de capture, la figure (2.28) obtenue avec le mode de capture progressive avec celle obtenue avec le mode de capture instantané (2.29), on voit que dans la figure (2.29) les distorsions présentes dans la figure (2.28) ont été nettement diminuées. En conclusion, on déduit que le choix d’implémentation d’un mode ou d’un autre dépend des objectifs de l’imageur et de ses applications.

Pixel à intégration "global shutter" à 4 transistors : c’est l’architecture la plus simple d’un pixel global shutter (figure (2.30)). Dans ce type de pixel, l’acquisition d’image se déroule en trois phases, la phase d’initialisation, la phase d’exposition et la phase de

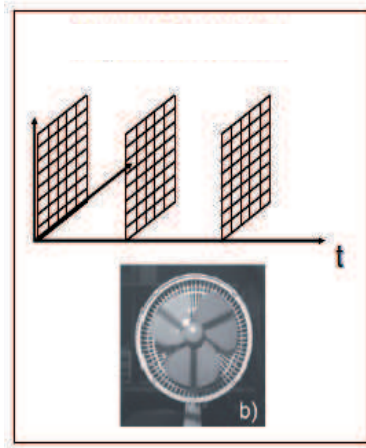


FIGURE 2.29 – Mode de capture instantané

lecture.

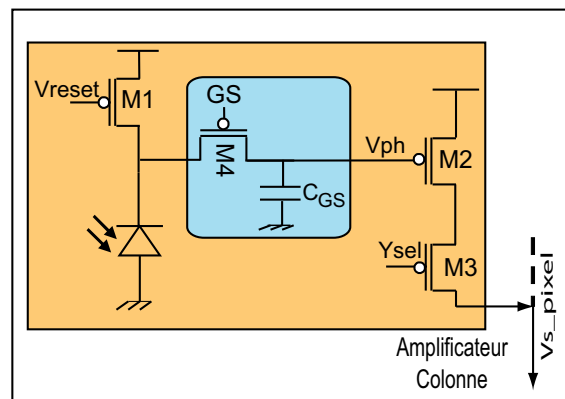


FIGURE 2.30 – Pixel à intégration "global shutter" à 4 transistors

Pendant la phase d'initialisation, le transistor M1 initialise la photodiode et le noeud de stockage. Les transistors M1 et M4 sont passants, par contre le transistor M3 est bloqué.

Pendant la phase d'exposition, les transistors M1 et M3 sont bloqués, par contre le transistor M4 est passant ce qui relie le noeud de la photodiode au noeud de la capacité C_{GS} . Le courant photogénéré décharge alors la capacité C_{GS} .

Durant la phase de lecture, les transistors M1 et M4 sont bloqués ce qui isole le noeud de stockage, par contre le transistor M3 deviendra passant quand la ligne sera sélectionnée par le décodeur colonne pour la lecture du pixel.

Pixel à intégration "global shutter" à 5 transistors : qualitativement, cela nous permet de dépasser les limites que présente l'architecture à 4 transistors à cause de la dégradation de la tension stockée dans la capacité C_{GS} par les phénomènes suivants :

- un courant de fuite dans la source du transistor GS ;
- l'injection de charges lors des commutations du transistor GS, causant du bruit et des décalages en tension du signal stocké ;
- l'intégration de charges photo générées au sein de la capacité C_{GS} , dû à une protection insuffisante de ce noeud contre la lumière ;
- la collecte par ce noeud de stockage C_{GS} , via le substrat, de charges photo générées.

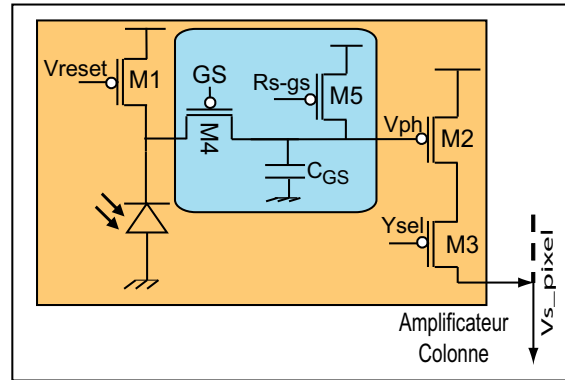


FIGURE 2.31 – Pixel à intégration "global shutter" à 5 transistors

Dans ce type de pixel, l'acquisition d'image se déroule en cinq phases, la phase d'initialisation de la photodiode, la phase d'intégration, la phase d'initialisation du noeud de stockage, la phase d'échantillonnage et la phase de stockage et de lecture du pixel.

Initialement, les transistors M4 et M5 sont ouverts, la photodiode est préchargée à V_{dd} (signal V_{reset} actif) ce qui initialise la photodiode.

Ensuite, viendra la phase d'intégration : pendant cette phase, le transistor d'initialisation M1 est bloqué, par contre les transistors M4 et M5 restent toujours ouverts. Le signal d'intégration est présent sur la cathode de la photodiode.

Dans la troisième phase, on initialise le noeud de stockage et la capacité est préchargée à V_{dd} à travers le transistor M5 ; les transistors M1 et M4 restent bloqués.

Pour la phase d'échantillonnage du signal de la photodiode sur le noeud de stockage C_{GS} le transistor M5 est bloqué, le transistor M4 devient passant.

Enfin, on passe au stockage et à la lecture du signal stocké dans la capacité C_{GS} qui est isolé (le transistor M4 est bloqué), le signal est lu lorsque la ligne est sélectionnée, c'est à dire lorsque le signal " Y_{sel} " est actif et que le transistor M3 est passant.

2.2.6 La dynamique de fonctionnement

Elle est connue par "DR" pour "Dynamic Range". Elle nous permet de voir la capacité du capteur à retransmettre des images ayant à la fois, des scènes très éclairées et très sombres, comme présenté dans la figure (2.32). Cette figure montre clairement la différence entre deux images obtenues avec une faible dynamique de fonctionnement de l'ordre de 60dB, l'une avec un court et l'autre avec un long temps d'exposition, comparées à la troisième (image logarithmique) obtenue avec une grande dynamique de fonctionnement 120dB. On déduit qu'avec une faible dynamique de fonctionnement (60dB) on n'arrivera pas à capter les deux cotés de la pièce à la fois. Dans le cas où on a un court temps d'exposition, on arrivera à capter que l'extérieur (très éclairé) de la pièce et non l'intérieur (moins éclairé) (figure (2.32)(a)). Par contre, dans le cas d'un long temps d'exposition, le capteur se sature (figure (2.32)(b)) et on arrive à capter que l'intérieur de la pièce et non l'extérieur (figure (2.32)(b)). En revanche, avec une grande dynamique de fonctionnement (120dB) on arrive à bien capter les deux cotés de la pièces, avec un extérieur très éclairé et un intérieur moins éclairé (figure (2.32)(c)).



FIGURE 2.32 – a) Une dynamique de 60dB et un faible temps d'exposition, b) Une dynamique de 60dB et un long temps d'exposition, c) Une dynamique de 120dB (source Fillfactory)

La dynamique de fonctionnement se calcule par le rapport entre le plus grand signal d'entrée non saturé et le petit signal d'entrée détectable (équation (2.20)). Elle s'exprime en décibel (dB).

$$DR = 20 \log \left(\frac{I_{max}}{I_{min}} \right) \quad (2.20)$$

Plus la dynamique est grande, plus on pourra transmettre à la fois des scènes très sombres et très éclairées (figure (2.32)(c)). Elle est très importante dans les capteurs d'images utilisés dans des conditions difficiles au niveau de la luminosité des milieux, par exemple à la sortie des tunnels dans le domaine de l'automobile.

La dynamique de fonctionnement dans les capteurs standard est dépendante du temps d'intégration. Cela est dû au fonctionnement des capteurs standard où l'acquisition d'image réside dans l'intégration des charges générées par la photodiode (accumulées dans la capacité parasite de la photodiode) pour un certain temps (temps d'intégration) ensuite, à la fin de l'intégration on lit ces charges accumulées. La luminosité du milieu détermine le nombre de charges accumulées dans la capacité parasite, autrement dit le nombre de charges accumulées est proportionnellement dépendant de la luminosité du milieu. Plus la luminosité est forte plus le nombre de charges accumulées est grand et plus la luminosité est faible moins on a de charges. Pour cette raison, le choix du temps d'intégration est important pour la dynamique de fonctionnement. Plus le temps est long, plus le capteur est sensible aux faibles luminosités. Par contre, dans le cas où la luminosité est très importante, il y a un fort risque de saturation du capteur (figure (2.33)). L'augmentation de la dynamique de fonctionnement est importante afin de rendre le capteur sensible aux faibles luminosités sans risque de saturation dans le cas de fortes luminosités.

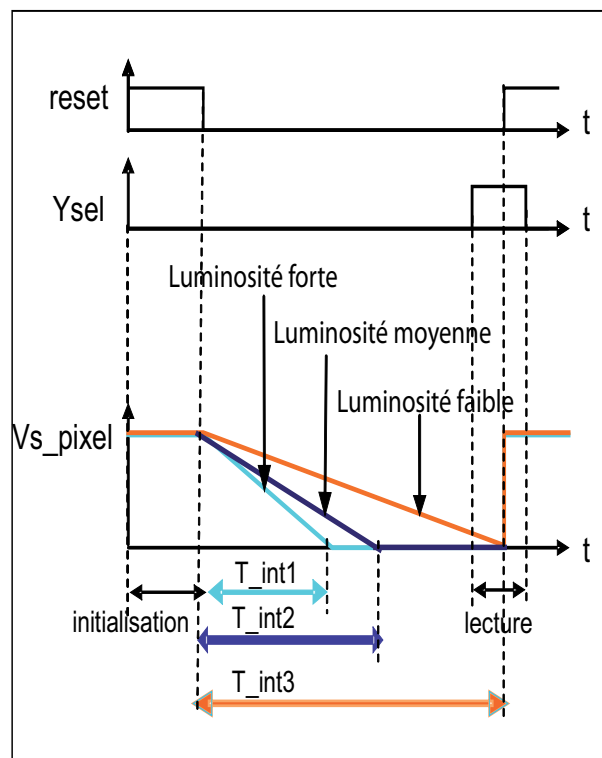


FIGURE 2.33 – Trois différents temps d'intégration correspondant à trois types de luminosités

On trouve dans la littérature plusieurs façon de concevoir des capteurs d'images CMOS à grande dynamique de fonctionnement, entre autres :

- des capteurs d'images CMOS à un seul temps d'intégration avec un codage particulier du signal de sortie [3], [40], [79],[70] et [57] ;
- des capteurs d'images CMOS à plusieurs temps d'intégration [72], [89],[90] et [56] ;

- des capteurs d'images CMOS type compresseur logarithmique [41], [53] et [65] ;
- des capteurs d'images CMOS linéaires et logarithmiques [33], [80], [33] et [80] ;
- adaptation des capteurs d'images CMOS aux conditions lumineuses [58], [13], [76] et [88].

2.2.7 Le bruit

Le bruit dans les imageurs APS est une caractéristique très importante. C'est cette caractéristique qui permet de capter ou non les faibles flux lumineux.

On trouve plusieurs types et sources de bruits, mais on constate deux types essentiels : le bruit temporel et le bruit spatial fixe (FPN).

2.2.7.1 Le bruit temporel

C'est tout signal aléatoire dans le temps, indésirable qui vient s'ajouter au signal de sortie du capteur. Plusieurs sources peuvent en être à l'origine :

- **Le bruit thermique** : généré par les résistances ou composants actifs d'un circuit intégré constitue une source de bruit interne. Le facteur le plus important c'est la variation de température qui influence le mouvement aléatoire des charges (électrons) comme il est mentionné dans l'équation (2.21) de sa densité de puissance en courant :

$$S(f) = \frac{4kT}{R} \quad (2.21)$$

Où on a : "k" constante de Boltzmann avec $k = 1,3806503 \times 10^{-23}$ en $[m^2 kg s^{-2} K^{-1}]$; "R" la partie résistive du composant en $[\Omega]$; "T" la température absolue du milieu en [K].

- **Le bruit de grenaille** : c'est un bruit qui dépend juste du courant qui traverse le composant, voir l'équation (2.22) de sa densité :

$$S(f) = 2qI \quad (2.22)$$

Avec : "q" la charge de l'électron $-1,60217653 \times 10^{-19}$ en [coulomb] ; "I" courant traversant le composant en [A]

- **Le bruit flicker** : on l'appelle aussi le bruit 1/f, bruit de scintillement, bruit de papillotement, bruit de basse fréquence. Il est toujours présent dans les composants actifs et dans certains composants passifs. Ses origines sont variées : il peut être dû, par exemple à des impuretés dans le matériau pour un transistor, par exemple, qui libèrent aléatoirement des porteurs de charge, ou bien à des recombinaisons électron-

trou parasites, etc.

Les trois types de bruits influent sur le signal des imageurs. Chaque élément du capteur est influencé par un ou plusieurs bruits. Généralement, dans la photodiode on constate qu'elle est beaucoup influencée par le bruit de grenaille. Par contre, au niveau du suiveur et de l'amplificateur colonne on constate qu'ils sont influencés par les trois types de bruit.

2.2.7.2 Le bruit spatial fixe

On le définit par la variation des valeurs des tensions de sorties des pixels sous la même illumination, cela s'explique par le fait de la présence de dispersions technologiques lors de la réalisation du circuit. On en trouve deux types :

- **Le bruit spatial fixe pixel** : on le trouve au niveau du pixel et il est essentiellement dû à :
 - la variation du courant d'obscurité dans la photodiode ;
 - la variation de l'aire de la photodiode qui n'est pas pareil d'un pixel à l'autre (cela influe sur le gain) ;
 - la variation aussi de la taille des transistors de lecture (qui affecte l'offset).
- **Le bruit spatial fixe colonne** : comme son nom l'indique, il est présent spécialement dans les amplificateurs colonne. Ce type de bruit est dû à la variation du courant de polarisation dans les circuits de colonne.

Le bruit spatial fixe total est la somme du bruit spatial fixe pixel et du bruit spatial fixe colonne.

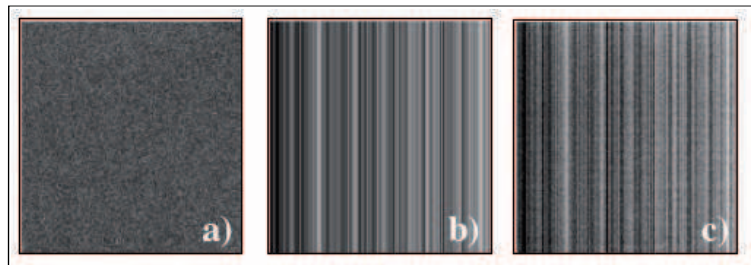


FIGURE 2.34 – Bruit FPN, a) bruit spatial fixe pixel, b) bruit spatial fixe colonne, c) bruit spatial fixe total

La figure (2.34)(a) présente le bruit FPN dans le pixel. Par contre, la figure (2.34)(b) montre le bruit colonne, on constate que le bruit est le même pour une colonne donnée, en

revanche il est différent d'une colonne à une autre. La figure (2.34)(c), illustre la somme de ces deux bruits FPN pixel et bruit colonne.

2.2.8 Techniques de réduction du bruit

Ces techniques nous permettent d'avoir une grande réduction de bruit au niveau des sorties des amplificateurs colonnes. Elles seront réalisées durant l'acquisition de l'image et la mise en oeuvre électronique se fera à tout les niveaux du capteur (pixel, amplificateur colonne et circuit). Il existe trois techniques essentielles de réduction de bruit. Les techniques CDS et NCDS corrigent le FPN pixel et celui du premier suiveur.

2.2.8.1 Double Echantillonnage Corrélée (CDS)

Elle est connue sous le nom CDS pour "Correlated Double Sampling". Le principe de fonctionnement est de réaliser deux lectures successives d'un même pixel pendant la lecture de la même trame (figure (2.35)) :

- Une première lecture du niveau du reset après l'ouverture du transistor de sélection.
- Une deuxième lecture du niveau du signal après l'étape d'intégration du signal.

Ensuite pour effectuer la réduction du bruit on soustrait ces deux mesures (figure (2.35)). La soustraction de ces deux niveaux permet de s'affranchir du bruit de remise à zéro du pixel, du bruit en $1/f$ et du bruit spatial fixe des pixels [59].

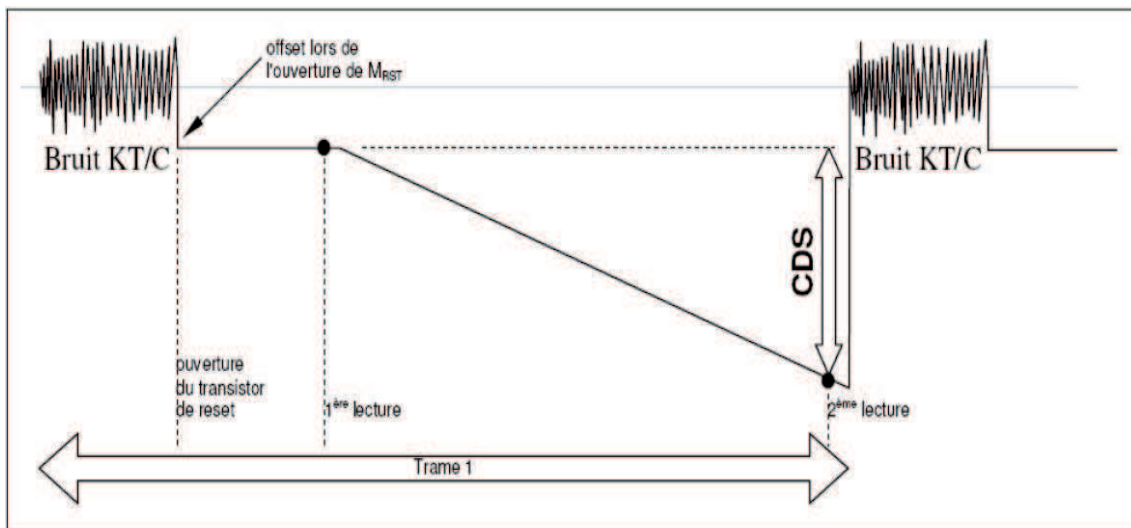


FIGURE 2.35 – Technique de réduction de bruit CDS

Etant donnée que cette technique nécessite la mémorisation de la valeur de reset avant intégration, qui dit mémorisation en analogique dit capacité, l'ajout d'une telle capacité impactera la surface du circuit et bien évidemment le coût de fabrication. L'inconvénient de cette méthode est la grande capacité de mémorisation nécessaire.

2.2.8.2 Double Echantillonnage Non Corrélée (NCDS)

Elle est appelée NCDS pour "Non Correlated Double Sampling". Contrairement à la CDS illustrée ci-dessus, la NCDS est beaucoup plus facile à mettre en oeuvre. Cette technique ne nécessite pas une grande capacité de mémorisation. La lecture du niveau du reset se fait juste après la lecture du niveau du signal. Cela dit, il y a un impact sur le bruit électronique (on les somme ici au lieu de les soustraire dans le CDS) (figure 2.36)). Lecture faite, on fait la soustraction des deux valeurs avant envoi au CAN.

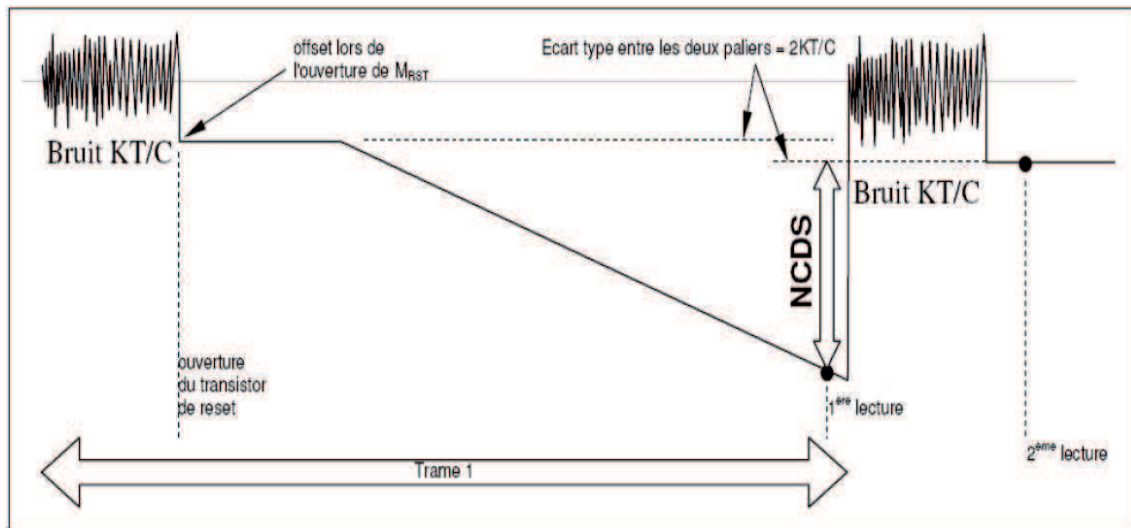


FIGURE 2.36 – Technique de réduction de bruit NCDS

2.2.8.3 Double Echantillonnage Delta (DDS)

Appelée DDS pour "Double Delta Sampling". Le principe de son fonctionnement est de court-circuiter les deux capacités de mémorisation de signal "CS" et celle du reset "CR" en fermant l'interrupteur "DDS" (voir figure (2.23) et (2.24)), puis mesurer le décalage en tension à leurs sorties. L'objectif de cette méthode est de compenser le bruit spatial fixe des suiveurs PMOS des amplificateurs colonnes.

2.2.8.4 Réduction du FPN dans le capteur logarithmique

Le principe de fonctionnement se fait en deux phases (figure (2.38)) : la phase de lecture du pixel et la phase de calibration (tension de référence) du pixel [46]. L'utilisation de ces deux phases ont pour but la suppression du bruit FPN du capteur.

Pendant la phase de lecture, le transistor M4 (qui est un transistor de calibration) [47] est bloqué en mettant V_{cal} à 3.3V (transistor PMOS) et on lit l'information à la sortie du pixel $V_{s-pixel}$, les transistors M1, M2 et M3 sont passants.

ligne qui nous servent pour la sélection des pixels de la matrice photosensible. Finalement on a les convertisseurs analogiques numériques qui convertissent la tension analogique en un signal numérique.

Nous avons montré aussi les capteurs d'images CMOS et leurs différents types : le capteur à intégration ou standard et le capteur logarithmique ou à fonctionnement continu.

Nous avons aussi défini les différentes caractéristiques de la matrice d'éléments photosensible comme la taille des pixels, le facteur de remplissage et la résolution. On a présenté également la sensibilité, la vitesse de lecture, les deux modes de capture et les différents bruits existant dans ce type d'imageur ainsi que les techniques de réduction de bruit.

Nous allons à présent, dans le chapitre suivant, nous concentrer sur les effets de la température sur l'électronique en général et en particulier sur les capteurs d'images de type CMOS. On présentera et on détaillera aussi les différents résultats obtenus du comportement des imageurs CMOS vis à vis des variations de température de -30 jusqu'à 125°C.

Chapitre 3

Comportement d'un imageur face aux variations de température

Sommaire

3.1	Présentation du projet Vis-Imalogic	52
3.2	Les perturbateurs des capteurs d'images	52
3.3	Le marché mondial de la microélectronique à différentes températures	53
3.4	Impact de la température sur l'électronique	55
3.4.1	Influence de la température sur les puces électroniques	55
3.4.2	Les effets de la température sur les paramètres du transistor MOS	56
3.4.3	La température et la photodiode	61
3.5	Comportement des différents types d'imageurs en température	65
3.5.1	Capteur à intégration	65
3.5.2	Capteur à réponse logarithmique	67
3.5.3	Capteur à double compresseur logarithmique	69
3.6	Conclusions	71

Introduction

Dans ce chapitre, en premier, on présentera le projet Minalogic "Vis-Imalogic". Par la suite, on montrera l'impact de la température sur les composants électroniques en général et en particulier sur les paramètres des transistors. L'influence de la température sur les paramètres de la photodiode et les différentes composantes de bruit sera également décrite. Puis, on présentera le comportement des deux types de capteurs d'images (à intégration et à réponse logarithmique) vis à vis des variations de température de -30 à 125°C (gamme de fonctionnement dans le domaine automobile). Finalement, on fera un bilan de l'impact de la température sur les différents types d'imageurs CMOS.

3.1 Présentation du projet Vis-Imalogic

Le projet Vis-Imalogic est un projet d'imagerie professionnelle de recherche et développement collaboratifs des pôles de compétitivité. Ce projet est dirigé par l'entreprise e2v qui fait partie des leaders mondiaux du domaine de l'imagerie "visible". En complément d'Imalogic, le projet Vis-Imalogic permet aux acteurs du pôle Minalogic d'offrir une solution globale de capteurs en imagerie professionnelle, couvrant toutes les gammes spectrales : visible, X, infrarouge.

Le projet rassemble des partenaires industriels et des laboratoires, il a pour objectif de stimuler l'innovation dans l'imagerie professionnelle, en utilisant la technologie CMOS. Les travaux prévoient le développement de capteurs d'images ou de caméras avec d'avantage de fonctions intégrées aux capteurs. Ces fonctions viseront d'une part à améliorer les performances de détection, de correction et d'analyses des images reçues et d'autre part à diminuer l'encombrement des systèmes et leur consommation. L'objectif est aussi d'obtenir d'excellentes performances de détection et de lecture du signal généré de manière à accélérer la transition CCD/CMOS sur ces marchés.

Les marchés concernés sont vastes, on y trouve bien entendu la vision industrielle (inspections de surfaces, de matériaux ou de colis ; lecture de codes barres ; tri d'aliments ; contrôle de cartes électroniques, etc.), mais également le secteur de l'imagerie médicale (radiographie dentaire, mammographie, etc.). Le secteur de l'automobile, où nous sommes intégrés, bénéficiera également des retombées de ce projet.

Ce projet d'une durée de 3 ans s'appuie sur les compétences d'e2v, du Pôle Optique Rhône-Alpes, de Tracit Technologies pour le transfert de circuits, ainsi que sur celles du CEA/Leti et du laboratoire TIMA pour la conception de circuits et le développement technologique.

Notre objectif dans ce projet : étudier et définir le comportement des imageurs CMOS face aux perturbations dues aux variations de température. Ensuite, rendre ces capteurs insensibles à ces variations de température. Le but de nos études dans cette sphère est donc d'élargir le domaine d'utilisation des capteurs d'images CMOS aux températures extrêmes liées au domaine de l'automobile.

3.2 Les perturbateurs des capteurs d'images

Les capteurs d'images sont utilisables dans de nombreux domaines notamment le médical, le militaire, le grand public, l'industrie, etc. En particulier dans les applications de la sécurité automobile et de la surveillance qui comportent deux principales applications : d'une part, la surveillance à l'intérieur du véhicule et d'autre part, à l'extérieur de la voi-

ture.

A l'intérieur du véhicule ils servent à surveiller le conducteur (détection d'un endormissement), sa position et celle des passagers (déclenchement sélectif et adapté des airbags). A l'intérieur de l'habitacle de la voiture des fortes contraintes sur la conception du capteur s'impose car il doit être capable de détecter des scènes très éclairées en même temps que des parties très illuminées par exemple l'habitacle, pendant la nuit, est éclairée partiellement par les phares d'une autre voiture, qui éclairent seulement quelques zones de l'habitacle.

Concernant, la surveillance à l'extérieur du véhicule, elle englobe de nombreuses applications parmi lesquelles : la détection de l'obstacle avant le choc, repérage de sortie de trajectoire, mesure de distances, identification d'objets ou de plaques minéralogiques, détection d'obstacles (autres véhicules, piétons, cyclistes) notamment dans des zones à forts contrastes lumineux (entrée ou sortie d'un tunnel). Ces applications imposent aux capteurs différents emplacements dans le véhicule ce qui implique que le capteur soit capable de travailler avec de très grandes variations d'illuminations et de température.

Dans ces divers domaines et applications, les capteurs sont exposés à de grandes variations des conditions d'utilisation. On constate plusieurs perturbateurs déstabilisant leurs fonctionnements comme le bruit fort des circuits électroniques, les conditions extrêmes d'éclairage, très fort ou très faible, les objets placés très proche du capteur, la forte variation de température etc. Parmi tous ces facteurs, la variation de température reste un des grands problèmes des circuits électroniques et notamment des capteurs d'images, par exemple, dans l'habitacle de la voiture la température peut varier de -30 à 125°C.

3.3 Le marché mondial de la microélectronique à différentes températures

Le marché mondial de la microélectronique à haute température est en pleine croissance, représentant un pourcentage de 1.5% du marché potentiel mondial en 1994 et estimé à 6% du marché potentiel pour 2005. Les applications les plus importantes proviennent de l'industrie de l'automobile et, en second lieu, des industries pétrolière et aérospatiale (figure (3.1)).

L'industrie automobile représente le marché potentiel le plus large, concernant l'électronique à haute température (figure (3.1)). Le marché des applications automobiles pourrait être le plus difficile à pénétrer. La durée des cycles de conception des circuits et microsystèmes intégrés est incompatible avec l'évolution des spécifications de plus en plus exigeantes imposées par l'industrie automobile, en termes de coût, performance et fiabilité

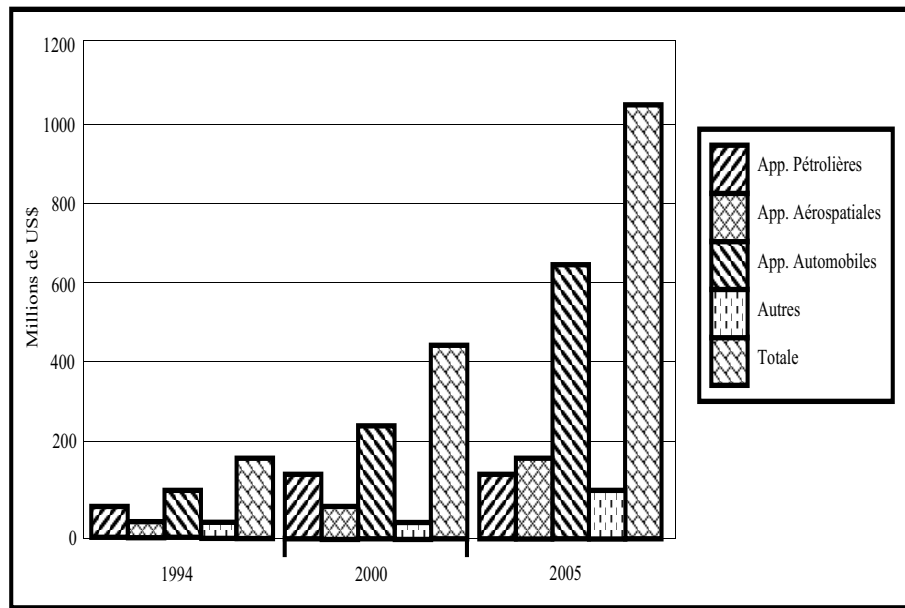


FIGURE 3.1 – Marché mondial de l'électronique à haute température

à long terme.

Les composants destinés pour l'automobile ont une gamme de température de fonctionnement moyenne de -30 à 125°C . Les systèmes de contrôle du moteur, exception faite de l'ABS¹ et de la direction assistée, nécessitent une électronique résistant à 180°C . Mais, il devient de plus en plus difficile de maintenir la température sous le capot lors de valeurs supérieures à 125°C , car l'aérodynamique impose des contraintes de réduction d'espace sous le capot, et les matériaux métalliques lourds sont remplacés par des matériaux composites plus légers, mais moins conducteurs de chaleur [39] et [48].

En 1977, la voiture de taille moyenne contenait 110\$ d'électronique [48]. En 2003, la teneur en électronique était de 1510\$ par véhicule et devrait atteindre 2285\$ en 2013 [39]. Le point tournant dans l'électronique automobile a été la réglementation gouvernementale dans les années 1970 rendant obligatoire le contrôle des émissions et de l'économie du carburant. Le régulateur de carburant requis pour cet effet est très complexe et il ne peut être réalisé en utilisant les systèmes mécaniques traditionnels. C'est donc, à cause de la réglementation gouvernementale couplée à l'augmentation des semi-conducteurs de puissances et de la baisse des coûts qui ont conduit de plus en plus à une large utilisation de l'électronique automobile.

La gamme de température de fonctionnement d'une électronique donnée est fonction de l'emplacement, de la dissipation de puissance par l'électronique et de la conception thermique. L'industrie de l'électronique automobile, définit l'électronique en haute température comme une électronique fonctionnant en dessus de 125°C , et donc une compensation

1. Antilock Braking Systems

en température dédiée aux circuits électroniques est nécessaire. Cependant, la température réelle de l'électronique des divers montages varie considérablement selon leurs emplacements. Delphi Delco Electronic Systems a récemment publié les valeurs des températures maximales, sous le capot, elle sont reproduites dans la figure (3.2) [39].

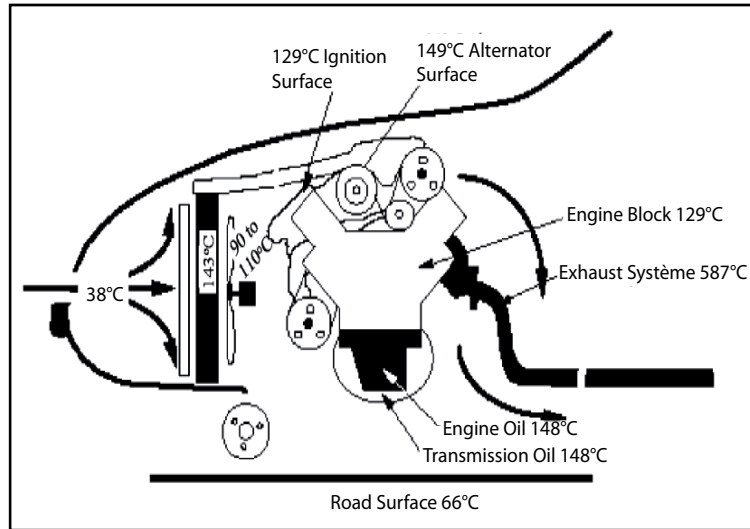


FIGURE 3.2 – Profil du compartiment moteur thermique (Delphi Delco Electronic Systems) [39]

De cette figure (3.2) on déduit que pour un bon fonctionnement des divers circuits électroniques une compensation en température est nécessaire.

3.4 Impact de la température sur l'électronique

La température est un élément important dans le fonctionnement des composants électroniques. Elle est également un facteur perturbateur non négligeable dans le domaine de l'électronique en général et en Micro et Nano électronique en particulier. Elle influe les caractéristiques des composants électroniques. Par exemple, pour le transistor NPN, de la technologie bipolaire, la tension base-émetteur V_{BE} (monté en diode) varie avec la température d'un coefficient de température "CT" négatif d'environ $-2\text{mV}/^\circ\text{C}$. Pour la technologie CMOS la température influence globalement sur deux importants paramètres : la mobilité des électrons μ_n et la tension de seuil V_{th} .

3.4.1 Influence de la température sur les puces électroniques

Dans cette section on va voir la propagation de la température sur les puces électroniques à travers toutes les parties qui la composent ainsi que l'ont soit en analogique (vitesse lente, chauffe peu) ou en numérique (vitesse rapide, chauffe beaucoup). On constate que ces puces électroniques sont influencées par deux types de température, la température "externe" liée à l'environnement de la puce et la température interne liée à l'échauffement

de ses composants.

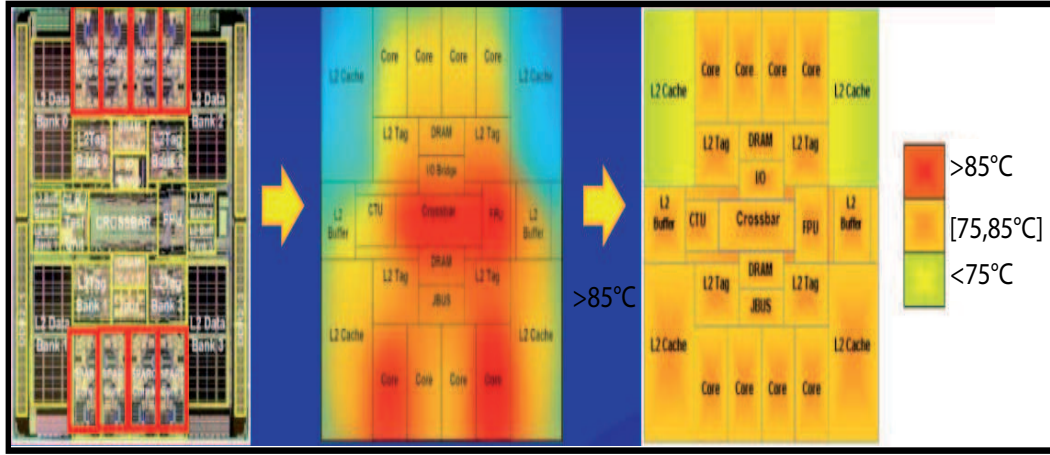


FIGURE 3.3 – Gradient de température sur une puce électronique avant et après une méthode d'Homogénéité du gradient [7]

De la figure (3.3) on constate que les puces micro électroniques de type SOC² contiennent plusieurs types de circuits (analogiques et numériques). Ces différents circuits n'ont pas la même tâche et par conséquent ne fonctionnent pas à la même vitesse. Généralement les circuits analogiques fonctionnent moins vite que les circuits numériques, ce qui implique qu'ils chauffent moins. Par conséquent, cela nous fournit un gradient de température non uniforme sur toute la puce. De ce fait, plusieurs méthodes ont été présentées par [6], [7], [17], [18] et [9] afin de remédier à ce problème et grâce à cela on arrive à obtenir un gradient plus ou moins uniforme sur l'ensemble de la puce.

3.4.2 Les effets de la température sur les paramètres du transistor MOS

Lors du fonctionnement du transistor MOS, la puissance électrique génère une quantité de chaleur par effet Joule. Plus la puissance sera élevée plus la température du canal augmente. Cependant, les paramètres physiques tels que la mobilité μ_n ou encore la tension de seuil V_{th} sont dépendant de la température. Ces paramètres sont liés à la température par les relations décrites dans les trois sections suivantes [24], [19] et [69].

3.4.2.1 La mobilité μ_n

Une augmentation de la température de jonction P-N provoque une augmentation de la résistance thermique, cela génère une diminution de la mobilité des électrons μ_n . L'équation (3.1) donne la variation de la mobilité μ_n en fonction de la température [24], [69] et [24] :

$$\mu_n(T) = \mu_n(T_0) \left(\frac{T}{T_0} \right)^{\alpha_\mu} \quad (3.1)$$

2. System On Chip

Avec : " $\mu_n(T_0)$ " est la mobilité à température ambiante ($T_0 = 300[K]$) [19] et [69]. " α_μ " est un exposant négatif de la température pour la mobilité en technologie AMS $0.35\mu m$, avec α_μ entre 1 et 2.5 [19], [19] et [69].

L'équation (3.1) montre que la mobilité μ_n diminue avec l'augmentation de la température (figure (3.4)) [44].

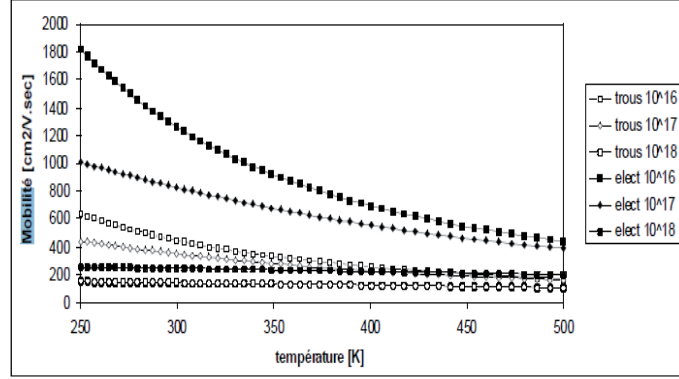


FIGURE 3.4 – Mobilité dans le silicium en fonction de la température et de la densité des impuretés [11]

Cette variation de la mobilité en fonction de la température est aussi dépendante de la technologie de conception du circuit. Elle est différente d'un type de transistor à l'autre (NMOS et PMOS) (figure (3.5)) [44].

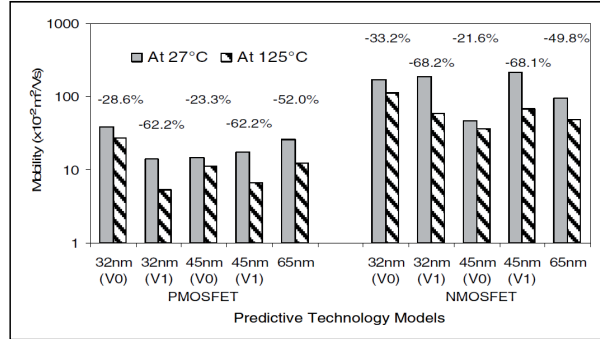


FIGURE 3.5 – Mobilité en fonction de la température pour différentes technologies pour transistors NMOS et PMOS [44]

3.4.2.2 La tension de seuil V_{th}

Elle est dépendante de nombreux paramètres physiques et de la température. La tension V_{th} est modélisée par l'équation suivante :

$$V_{th} = V_{th0} + \nu \left[\sqrt{2|\phi_F| + V_{SB}} - \sqrt{2|\phi_F|} \right] \quad (3.2)$$

Avec : " V_{SB} " tension de la source substrat ; " V_{th0} " tension de seuil à température ambiante, $T_0 = 300[K]$; " ϕ_F " potentiel de Fermi.

Dans l'équation (3.2), le terme température n'apparaît pas du fait que la tension V_{th} ne dépend pas directement de la température mais plutôt du potentiel de Fermi ϕ_F (équation (3.3)) :

$$\phi_F = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{N_{sub}}{n_i} \right) \quad (3.3)$$

Avec : "k" constante de Boltzmann, $k = 1,3806503 \cdot 10^{-23}$ en $[m^2 kg s^{-2} K^{-1}]$; "T" la température absolue du milieu en [K]; "q" la charge de l'électron $q = -1,60217653 \times 10^{-19}$ en [coulomb]; " N_{sub} " la concentration des impuretés dans le canal (dopage moyen du substrat); " n_i " la concentration intrinsèque $n_i = 1.45 \times 10^{-10} [cm^{-3}]$ à la température ambiante, $T_0 = 300[K]$.

Afin de simplifier la relation de la tension de seuil V_{th} en fonction de la température, l'équation (3.4) résume cette relation :

$$V_{th} = V_{th0} + \alpha_{VT} \times (T - T_0) \quad (3.4)$$

Avec : " V_{th0} " = 0,6V la tension de seuil initial à température ambiante 300K ($0.35\mu m$) [24]. " α_{VT} " paramètre dépendant du dopage du substrat durant la fabrication, α_{VT} est entre $-1mV/^{\circ}C$ et $-4mV/^{\circ}C$, [24], généralement on prend $\alpha_{VT} \approx 2.3mV/^{\circ}C$ en technologie AMS $0.35\mu m$ [19] et [69]. "T" la température de l'environnement en [K]. " T_0 " température ambiante $T_0 = 300[K]$.

De l'équation (3.4), on déduit que la tension de seuil diminue linéairement avec l'augmentation de la température (figure (3.6)).

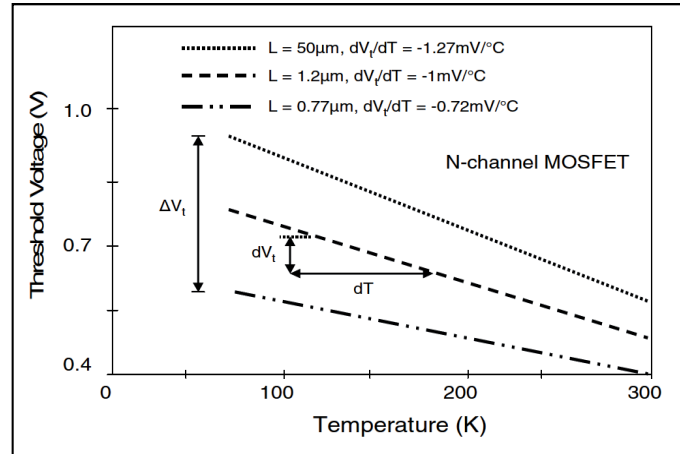


FIGURE 3.6 – La tension de seuil V_{th} en fonction de la température pour différentes valeurs de la longueur du canal (NMOS) [44]

La variation de la tension de seuil en fonction de la température est dépendante de la longueur du canal des transistors (NMOS ou PMOS), plus la longueur du canal est grande

plus la diminution de la tension de seuil V_{th} en température est importante (figure (3.6)).

La variation de la tension de seuil V_{th} en température dans les deux types de transistors, NMOS et PMOS est opposée (figure (3.7)).

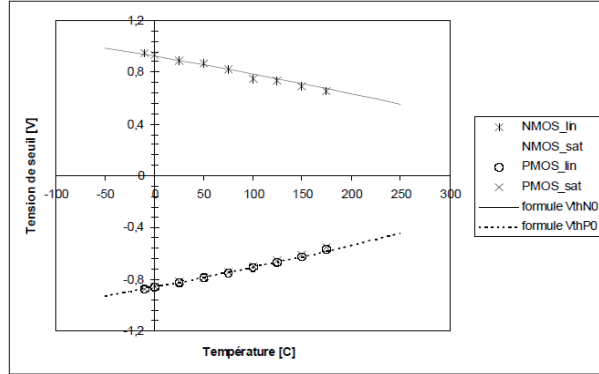


FIGURE 3.7 – La tension de seuil V_{th} en fonction de la température pour des longueurs différentes du canal des transistors NMOS et PMOS [11]

Cette influence de la température sur la tension de seuil dépend également de la technologie utilisée pour la conception du circuit (figure (3.8)) [44].

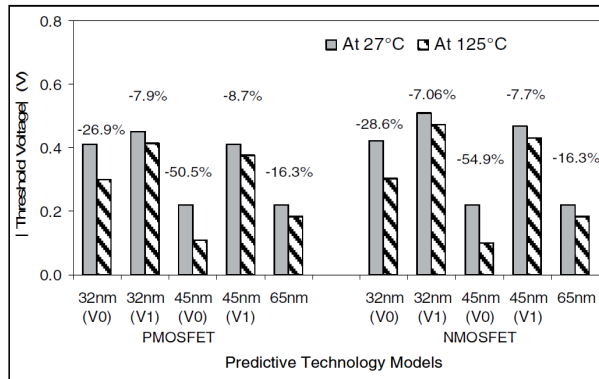


FIGURE 3.8 – La tension de seuil V_{th} en fonction de la température pour différentes technologies et de transistors NMOS et PMOS [44]

3.4.2.3 Le courant I_{DS}

Le courant de drain I_{DS} est dépendant de μ_n et de V_{th} . Comme montré précédemment, ces deux paramètres μ_n et V_{th} sont influencés par la température, par conséquent le courant I_{DS} est également sensible aux variations de température. L'équation (3.5) donne son évolution vis à vis de la température dans la région de saturation [81] :

$$I_{DS} = \left(\frac{\mu_n C_{ox}}{2}\right) \left(\frac{W}{L}\right) [(V_{GS} - V_{th})^2] \quad (3.5)$$

Avec : " C_{ox} " capacité surfacique de l'isolant de grille ; "W" et "L" largeur et longueur du transistors respectivement, " V_{GS} " tension de la grille source du transistor.

En effet, comme le montre l'équation (3.1), la mobilité μ_n dans le canal diminue avec l'augmentation de la température. Cependant, le courant I_{DS} dans la région de saturation (équation (3.5)) diminue avec l'augmentation de la température. Toutefois, lorsque la température augmente, la tension de seuil V_{th} diminue et selon l'équation (3.4), le courant de drain I_{DS} augmente avec la diminution de la tension de seuil V_{th} .

On constate ici deux phénomènes opposés et leur relation détermine le comportement du courant I_{DS} vis à vis de la température.

De ce fait, la réponse est que la variation du courant I_{DS} vis à vis de la température est complexe. D'une part, pour de grandes valeurs de courant I_{DS} , il diminue avec l'augmentation de la température, à savoir que la diminution de la mobilité μ_n est plus influente que la diminution de la tension de seuil V_{th} (figure (3.9)).

D'autre part, pour de faibles valeurs du courant I_{DS} , il augmente avec l'augmentation de la température. Dans cette situation, la diminution de la tension de seuil V_{th} est plus influente que la diminution de la mobilité μ_n (figure (3.9)).

Toutefois, à une certaine valeur de courant I_{DS} , l'influence de la mobilité μ_n et de la tension de seuil V_{th} se compensent l'une et l'autre [81], [74] et [24]. Dans ce cas, le courant I_{DS} est insensible aux variations de température, ce point on l'appelle le point ZTC³ de coefficient de température nul (figure (3.9)). Cette caractéristique sera détaillée et utilisée plus tard pour une compensation en température dédiée au capteur à intégration.

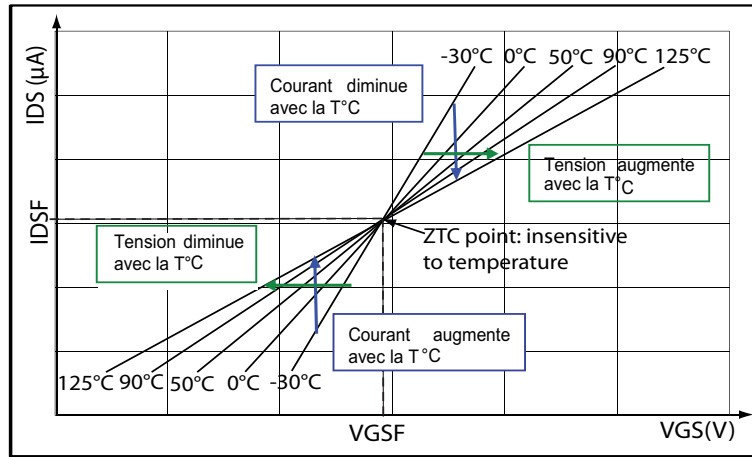
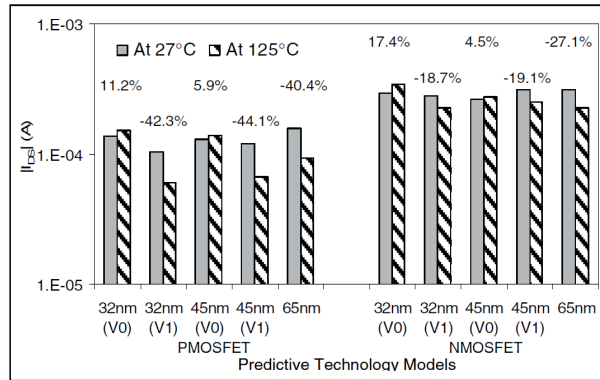
$$I_{DF} = I_{DSF} = \left(\frac{\mu_n(T_0)(T_0^2)C_{ox}}{2} \right) \left(\frac{W}{L} \right) (\alpha_{V_{th}}^2) \quad (3.6)$$

I_{DSF} est le courant de drain I_{DS} , au point ZTC, qui est insensible aux variations de température [24], [43] (figure (3.9)).

$$V_{GS} = V_{GSF} = V_{th}(T_0) - (\alpha_{V_{th}} T_0)^2 \quad (3.7)$$

V_{GSF} est la tension V_{GS} , au point ZTC, également insensible aux variations de température [24] et [43] (figure (3.9)).

Cette influence de la température sur le courant I_{DS} dépend aussi de la technologie utilisée pour la conception du circuit. Par ailleurs, elle est aussi différente d'un type de transistor à un autre, on n'a pas les mêmes caractéristiques pour le NMOS et le PMOS (figure (3.10)) [44].

FIGURE 3.9 – Le courant I_{DS} avec la tension grille source V_{GS} pour plusieurs valeurs de température [24]FIGURE 3.10 – Le courant I_{DS} en fonction de la température pour différentes technologies de conception [44]

3.4.3 La température et la photodiode

La photodiode transforme la lumière (photons) en un courant électrique, elle est constituée d'une jonction P-N. On la représente en général par une source de courant en parallèle avec une capacité (capacité parasite de la photodiode) comme présenté dans son schéma équivalent (figure (3.11)) [64].

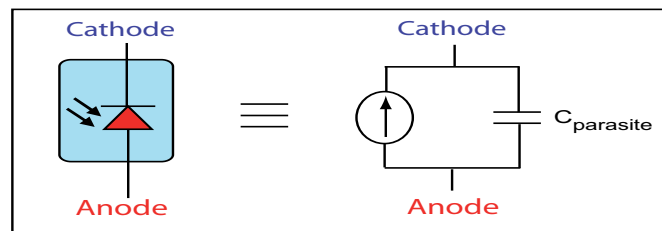


FIGURE 3.11 – Schéma équivalent d'une photodiode jonction PN

Sous éclairage, le bombardement photonique provoque la génération de paires électron-trou qui conduisent à la création d'un photocourant " I_{ph} ".

En revanche, même en l'absence de la lumière, il existe un courant qui traverse la jonction P-N qui est d'origine thermo-ionique. Ce courant est le courant de fuite qu'on appelle le courant d'obscurité " I_{obsc} ", ou " I_{dark} " (figure (3.12)).

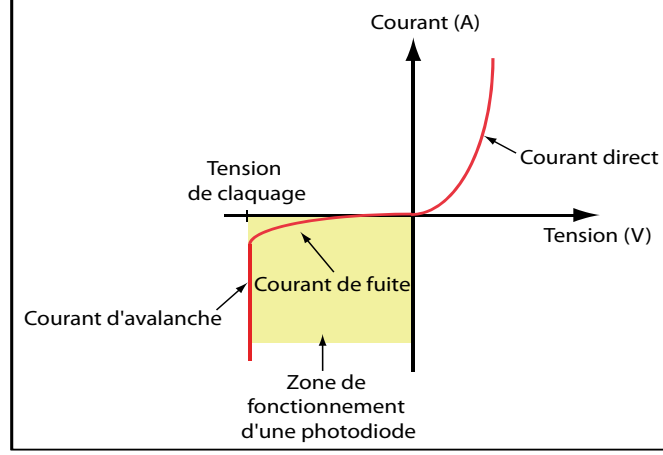


FIGURE 3.12 – Caractéristique de fonctionnement de la photodiode

Le courant total de la photodiode " I_{total} " : est composé de deux courants à savoir le courant photonique " I_{ph} " et le courant d'obscurité " I_{dark} " (équation (3.8)) [51] :

$$I_{total} = I_{ph} + I_{dark} \quad (3.8)$$

Ces deux courants, sont dépendants de la température, en revanche, la dépendance du courant photonique en température est minime par rapport à celle du courant d'obscurité " I_{dark} ". Cela dit, le courant total de la photodiode est dépendant de la température.

Le courant d'obscurité " I_{dark} " : c'est le courant existant dans la photodiode même en absence d'illumination (dans le noir). On l'appelle aussi le courant de fuite, car ce courant existe quelque soit la photodiode et la luminosité, ce courant est gênant et non exploitable par celle-ci. Il est très ennuyant à faible luminosité et les fondeurs font tout pour le minimiser, celui-ci peut être très gênant en haute température. L'équation de ce courant est modélisée dans la relation suivante (3.9) :

$$I_{dark} = I_{sat} \times \left(e^{\frac{qV_d}{kT}} - 1 \right) \quad (3.9)$$

Avec : " q " la charge de l'électron, ($q = 1.6 \times 10^{19}$ [C]); " V_d " la tension aux bornes de la photodiode [V]; " k " la constante de Boltzmann ($k = 1.381 \times 10^{-23}$ [JK⁻¹]); " T " la température du milieu en [K]; " I_{sat} " le courant de saturation inverse de la photodiode donné par l'équation suivante (3.10) :

$$I_{sat} = A_d q n i^2 \left(\frac{D_e}{L_e N_A} + \frac{D_h}{L_h N_D} \right) \quad (3.10)$$

Avec : " I_{sat} " le courant de saturation inverse de la diode ; " Ad " l'aire (surface) de la photodiode ;

Où :

$$ni_{(T)} = ni_{(T_0)} \left(\frac{T}{T_0} \right)^{\frac{3}{2}} e^{\frac{E_g}{2k} \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right)} \quad (3.11)$$

A savoir qu'à température ambiante (300K) : $ni = 1.45e10 cm^{-3}$

$$Eg_{(T)} = Eg_0 - \frac{\alpha T^2}{T + \beta} \quad (3.12)$$

Avec : $\alpha = 4.73 \times 10^{-4}$ [eV/K] et $\beta = 636$ [K] (silicium) : des constantes du matériau.

$$D_h = \left(\frac{kT}{q} \right) \mu_h \quad (3.13)$$

$$D_e = \left(\frac{kT}{q} \right) \mu_e \quad (3.14)$$

$$L_h = \sqrt{D_h \cdot \tau_h} \quad (3.15)$$

$$L_e = \sqrt{D_e \cdot \tau_e} \quad (3.16)$$

Avec : " D_e " le coefficient de diffusion des porteurs minoritaires (électrons dans la région P de la jonction) ; " D_h " le coefficient de diffusion des porteurs minoritaires (trous dans la région N). " L_e " la longueur de diffusion des électrons dans le côté P de la jonction ; " L_h " la longueur de diffusion des trous dans le côté N de la jonction, ; " N_A " la concentration d'atomes accepteurs ; " N_D " la concentration d'atomes donneurs. " μ_h/μ_e " la mobilité des porteurs minoritaires ; " τ_h/τ_e " le temps de vie des porteurs minoritaires ; $\tau_h = 5e - 6[s]$ et $\tau_e = 1e - 6[s]$.

Le courant d'obscurité est donc dépendant de la température et sa valeur double tous les 6 à 8 degrés environ (figure (3.13)).

Cette variation du courant d'obscurité vis-à-vis de la température est aussi fonction de la tension de polarisation inverse aux bornes de la photodiode qu'on appelle "Vreverse".

Des mesures expérimentales de la densité de courant de fuite ont été réalisées pour différents types de photo diodes fabriquées en technologie AMS $0.35\mu m$ [54]. Ces mesures sont disponibles pour différentes valeurs de tension aux bornes de la photodiode et différentes valeurs de température.

La figure (3.13) donne les résultats de ces mesures pour une diode N+/Psubstrate : densité de courant (J) en ordonnée, $1000/\text{Température}$ en abscisse et ce pour différentes valeurs de tension inverse (V_{reverse}).

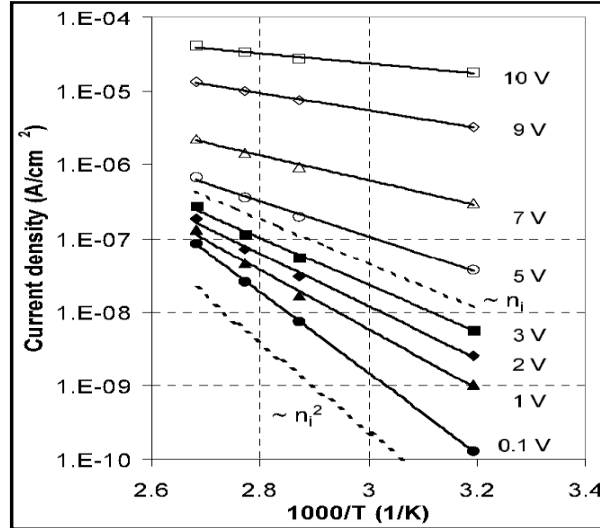


FIGURE 3.13 – Mesures des densités de courant de fuite en fonction de la température et de V_{reverse} [54]

En échelle semi-log, ces courbes sont des droites ce qui suggère qu'en échelle linéaire, des régressions exponentielles doivent relier densité de courant de fuite et $(1000/T)$.

Pour chaque valeur de tension on peut extraire des couples de valeurs J , $1000/T$ et mettre en forme les nuages de points ainsi obtenus. On se limite à une tension V_{reverse} de 3,3V compte tenu des conditions d'utilisation dans les capteurs d'images en technologie AMS $0.35\mu\text{m}$ (figure (3.14)).

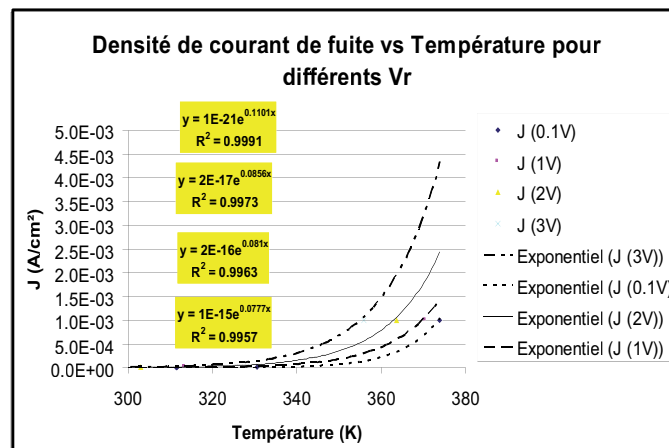


FIGURE 3.14 – Le courant d'obscurité en fonction de la température pour différentes valeurs de V_{reverse}

On déduit de la figure (3.14) que la variation du courant d'obscurité est proportionnelle vis à vis de la température et qu'en même temps cette variation du courant d'obscurité en fonction de la température dépend de la valeur de la tension V_{reverse} aux bornes de la

photodiode. Plus la tension $V_{reverse}$ augmente plus le courant d'obscurité augmente aussi.

Le courant d'obscurité est aussi proportionnellement dépendant de la surface de la photodiode, plus la surface est grande plus le courant d'obscurité est important (figure (3.15)).

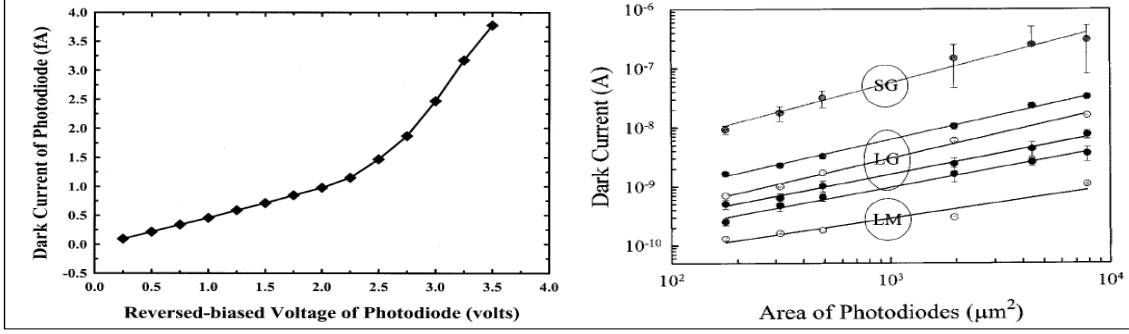


FIGURE 3.15 – a) le courant d'obscurité en fonction de la tension $V_{reverse}$ aux bornes de la photodiode [87], b) le courant d'obscurité en fonction de la surface de la photodiode [37] (résultats expérimentaux)

Le courant photonique "I_{ph}" : c'est le courant de la photodiode qui est dû à la conversion des photons en courant électrique par la photodiode. C'est donc l'information à extraire du pixel.

$$I_{ph} = q \times \eta \times A_d \times \phi \quad (3.17)$$

Avec : "A_d" l'aire de la photodiode ; "q" la charge de l'électron, $q = 1.6 \times 10^{19} [C]$; "η" le rendement quantique, "φ" le flux de la lumière incidente $[(s^{-1}m^{-2})]$ qui est décrit en détail dans l'équation (3.18).

$$\phi = Pl \times \left(\frac{\lambda}{h \times c} \right) \quad (3.18)$$

Avec : "Pl" la puissance lumineuse en $[W/m^2]$; "h" = $6,625 \times 10^{-34} [Js]$ la constante de planck ; "c" = $3.108 \times 10^8 [m/s]$ la vitesse de la lumière.

En conclusion, on déduit que la photodiode est sensible aux variations de température.

3.5 Comportement des différents types d'imageurs en température

3.5.1 Capteur à intégration

Dans cette section nous montrons l'effet de la température sur l'ensemble du capteur à intégration composé d'un pixel à intégration et d'un amplificateur colonne (figure (3.16)). On rappelle que ce type de capteur a été présenté auparavant dans le chapitre 2.

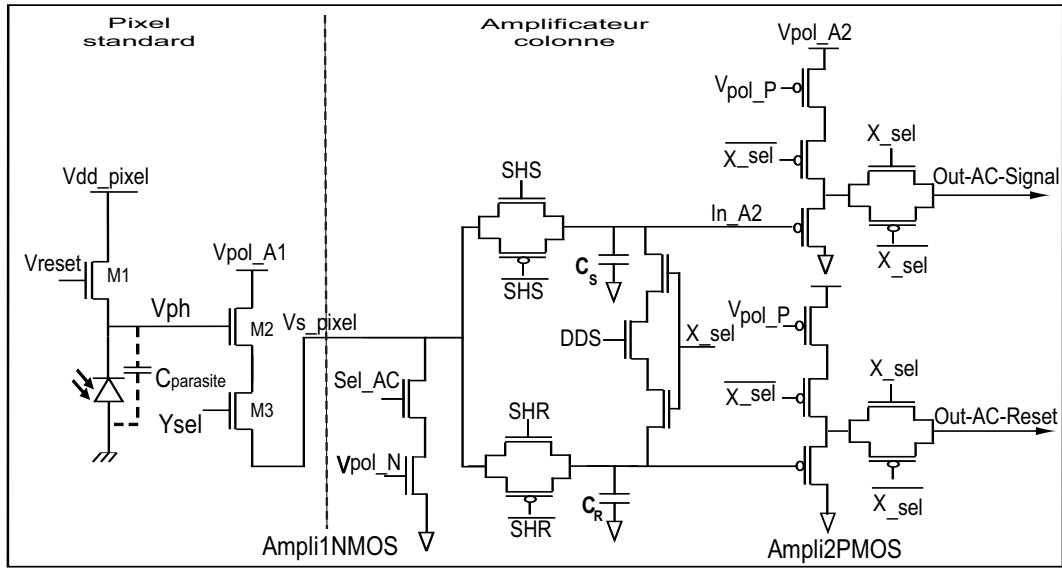


FIGURE 3.16 – Pixel standard plus amplificateur colonne [59]

D'après les équations (3.4), (3.1) et (3.5), le transistor MOS dépend de la température. Cela se confirme avec les simulations électriques montrées dans les figures (3.17) et (3.18). Ces figures montrent l'influence de la température sur la tension de sortie Out-AC-Signal du capteur standard.

En effet, de la figure (3.17) on constate que la tension de sortie du capteur augmente dans la partie d'initialisation et dans la partie d'intégration lorsque la température augmente.

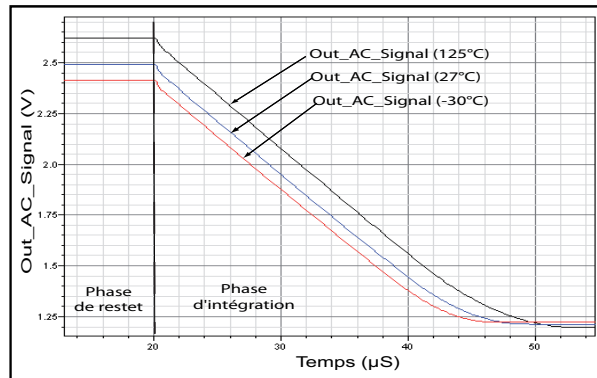


FIGURE 3.17 – Variation de la tension de sortie en fonction du temps d'intégration pour différentes valeurs de température (-30°C, 27°C et 125°C)

La dynamique de fonctionnement en tension à la sortie du capteur est également différente d'une température à une autre. Plus la température augmente plus la dynamique augmente (figure (3.18)). La figure (3.19) illustre que la tension de sortie augmente linéairement avec l'augmentation de la température. Cependant, plus la luminosité augmente plus la sensibilité en température diminue.

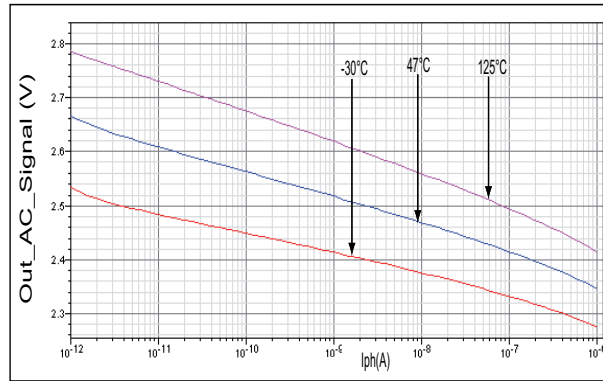


FIGURE 3.18 – Tension de sortie de l'amplificateur colonne pour différentes valeurs de température

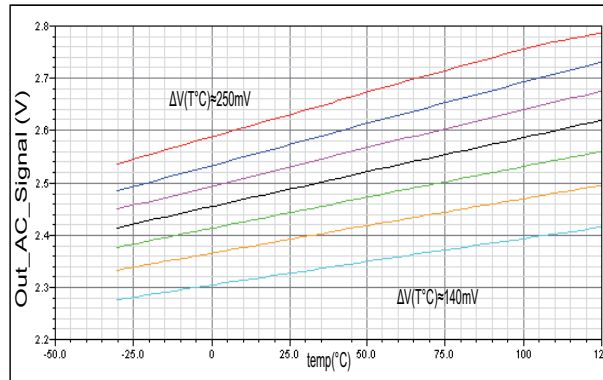


FIGURE 3.19 – Tension de sortie du capteur en fonction de la température pour différentes valeurs de la luminosité

Des figures (3.17), (3.18) et (3.19), on constate que le capteur standard est perturbé par la variation de température. Nous concluons aussi que la tension de sortie de ce type de capteur varie proportionnellement et linéairement avec la température, comme indiqué dans la figure (3.19). De la figure (3.18), on voit qu'il existe aussi une variation de l'offset et de la pente de la tension de sortie vis à vis de la température. D'après ce qui a été cité auparavant, on conclut que le capteur standard est perturbé par la variation de température et nous constatons que sans une compensation en température son fonctionnement sera perturbé [21].

3.5.2 Capteur à réponse logarithmique

Dans cette section nous montrons l'effet de la température sur l'ensemble du capteur logarithmique composé d'un pixel logarithmique (fonctionnement continu) et d'un amplificateur colonne (figure (3.20)). On rappelle que ce type de capteur a été présenté auparavant dans le chapitre 2.

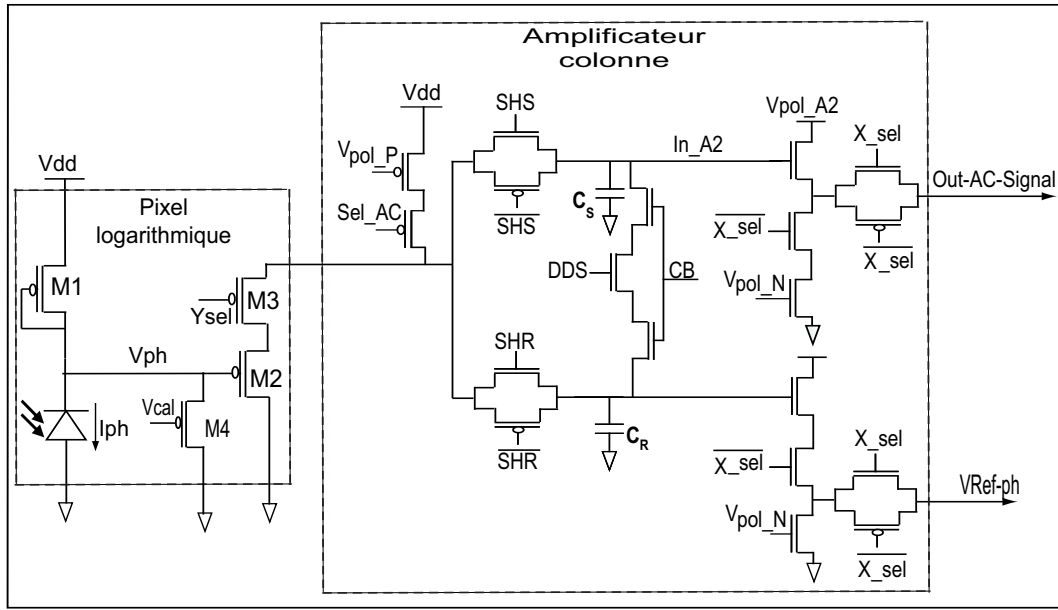
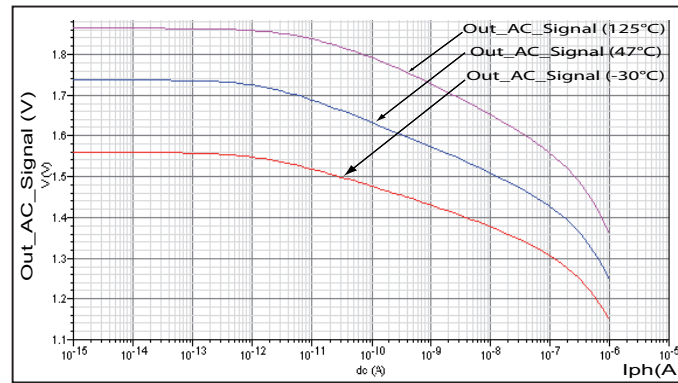


FIGURE 3.20 – Pixel logarithmique plus amplificateur colonne

Les résultats de simulation du capteur logarithmique sous l'effet de la température sont présentés dans les figures (3.21) et (3.22).

FIGURE 3.21 – La tension de sortie Out-AC-Signal en fonction du courant photonique (I_{ph}) pour différentes valeurs de température (-30°C, 47°C et 125°C)

De la figure (3.21), on constate que pour toutes les luminosités on a une variation en température (de -30 à 125°C) différente en gain et en offset de la tension de sortie du capteur (Out-AC-Signal). Cela est plus clair dans la figure (3.22).

De -30 à 125°C la dynamique de fonctionnement diminue par contre le gain (pente) augmente (figure (3.22)). La variation en température de la tension de sortie du capteur en fonction de la température est linéaire pour toute la gamme de luminosité par contre elle est différente d'une luminosité à une autre. Plus la luminosité diminue plus la variation en température de la tension de sortie augmente.

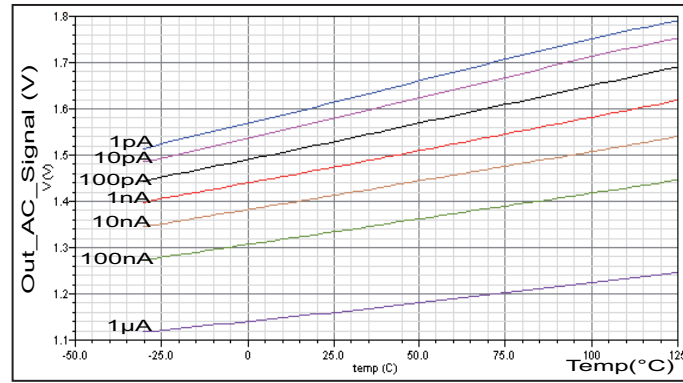


FIGURE 3.22 – La tension de sortie Out-AC-Signal en fonction de la température pour différentes valeurs du courant photonique (I_{ph})

D'après les résultats obtenus, on constate que plus on diminue la température moins on a de dynamique de sortie en tension, par contre plus on augmente la température plus on a de dynamique de sortie en tension. De -30 à 125°C , la dynamique de sortie diminue par contre le gain (pente) augmente.

A noter que la tension de référence (tension de calibration) ($V_{\text{Ref-ph}}$) du capteur (fourni via le transistor M4 et qui permet une compensation du FPN) a une variation de température constante car elle ne dépend que d'une valeur constante du courant (autour de 100nA) contrairement à la tension du signal Out-AC-Signal qui dépend de toute la gamme de luminosité (entre 1pA et 100nA).

3.5.3 Capteur à double compresseur logarithmique

Dans cette section nous montrons l'impact de la température sur l'ensemble du deuxième type du capteur logarithmique, sur lequel nous travaillons, qui est le capteur composé d'un pixel à double compresseur logarithmique (fonctionnement continu avec deux fois la dynamique de sortie en tension du pixel logarithmique typique [4]) et d'un amplificateur colonne (figure (3.23)). On rappelle que ce type de capteur a été présenté auparavant dans le chapitre 2.

D'après les simulations effectuées de cette architecture (figure (3.23)) avec une variation en température, on a obtenu les résultats présentés dans les deux figures (3.24) et (3.25).

La dynamique de fonctionnement en tension à la sortie du capteur est différente d'une température à une autre, plus la température augmente plus la dynamique augmente (3.24). La variation en température est presque deux fois plus grande que celle du capteur logarithmique standard.

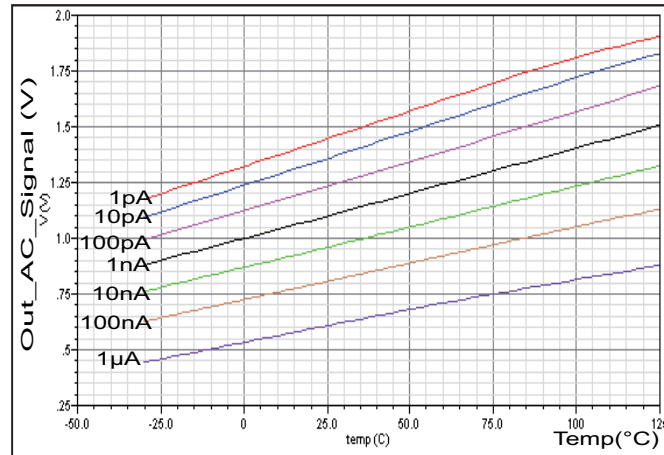


FIGURE 3.25 – La tension de sortie Out-AC-Signal en fonction de la température pour différentes valeurs du courant photonique (I_{ph})

A noter que la tension de référence (tension de calibration) (V_{Ref-ph}) du capteur a une variation de température constante car elle ne dépend que d'une valeur constante du courant.

3.6 Conclusions

La figure (3.26) montre que pour différentes valeurs de température on n'a pas les mêmes caractéristiques et l'image est dégradée plus l'on augmente la température.

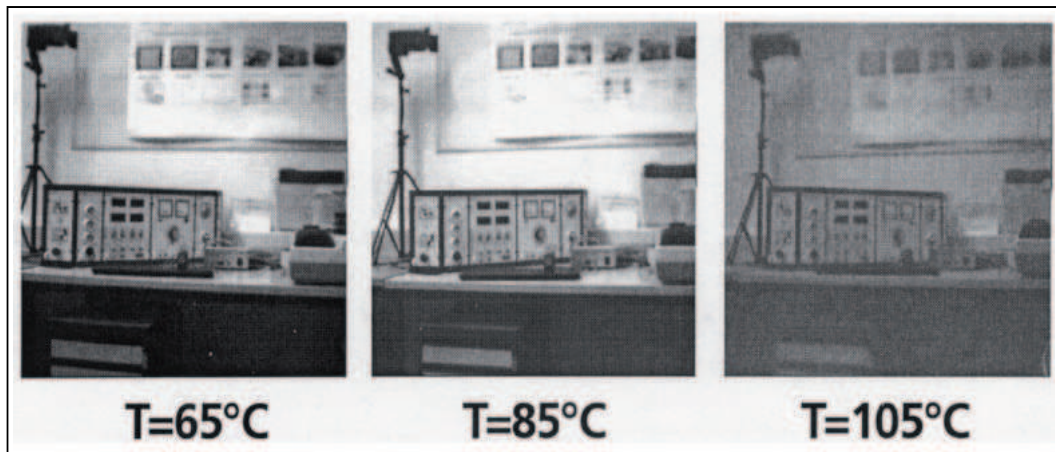


FIGURE 3.26 – Images obtenue pour différentes valeurs de températures [34]

Dans ce chapitre, on a présenté l'impact de la température sur les composants électroniques en général et en particulier sur les paramètres des transistors. On a montré également, l'influence de la température sur les paramètres de la photodiode et sur les différentes composantes de bruit. Ensuite, on a présenté le comportement des deux types de capteurs d'images (à intégration et logarithmique) vis à vis des variations de température de -30 à 125°C. Finalement, un bilan de l'impact de la température sur les différents types

des imageurs CMOS a été fait.

Nous déduisons de cette étude de l'influence de la température sur les différents types d'imageurs qu'ils sont influencés par la variation de température et qu'une compensation en température est requise pour remédier à ce problème. C'est ce qu'on va voir dans le chapitre suivant où on présentera les deux premières méthodes de compensation dédiée au capteur à intégration.

Chapitre 4

Etat de l'art sur les méthodes de compensation en température

Sommaire

4.1	La tension de référence bandgap conventionnelle	74
4.1.1	Principe de fonctionnement	74
4.1.2	Tension de référence bandgap bipolaire	76
4.1.3	Tension de référence bandgap CMOS	77
4.2	Les systèmes de compensation en température	79
4.2.1	Principe de fonctionnement	79
4.2.2	Compensation en température via les systèmes de compensation	79
4.3	la méthode ZTC (Zero Temperature Coefficient)	82
4.3.1	Principe de fonctionnement	82
4.3.2	Utilisation de la méthode ZTC	83
4.4	Etat de l'art sur la compensation du courant d'obscurité	88
4.5	Conclusions	95

Introduction

Dans ce chapitre, un état de l'art sur les méthodes de compensation en température sera présenté. On évoquera aussi les différentes méthodes existantes dans la littérature afin de remédier aux dérives dues aux variations de température.

Parmi ces méthodes, on détaillera la méthode de la tension de référence bandgap qui est un circuit optimisé pour fournir une tension ou un courant DC stable en fonction de la température.

On expliquera également les systèmes de compensation composés de plusieurs circuits tels que les capteurs de température. Ces systèmes captent la température du milieu et

ensuite utilisent une boucle de contre réaction pour pouvoir garder le même fonctionnement que celui de la température ambiante.

La troisième méthode qu'on évoquera sera la technique ZTC (Zero Temperature Coefficient). On donnera quelques exemples d'utilisation de cette méthode dans différents circuits.

Finalement, plusieurs méthodes seront présentées dans le but de compenser le courant d'obscurité de la photodiode.

4.1 La tension de référence bandgap conventionnelle

L'utilisation dans les circuits intégrés analogiques de générateurs de tension continue de référence, stable en température, est capitale. En effet, il n'est pas envisageable que la polarisation de ces systèmes soit dépendante de la température. Il existe des circuits de tension de référence appelés "bandgap" très stables vis-à-vis des variations de température. Le schéma synoptique d'un tel circuit est donné en figure (4.1).

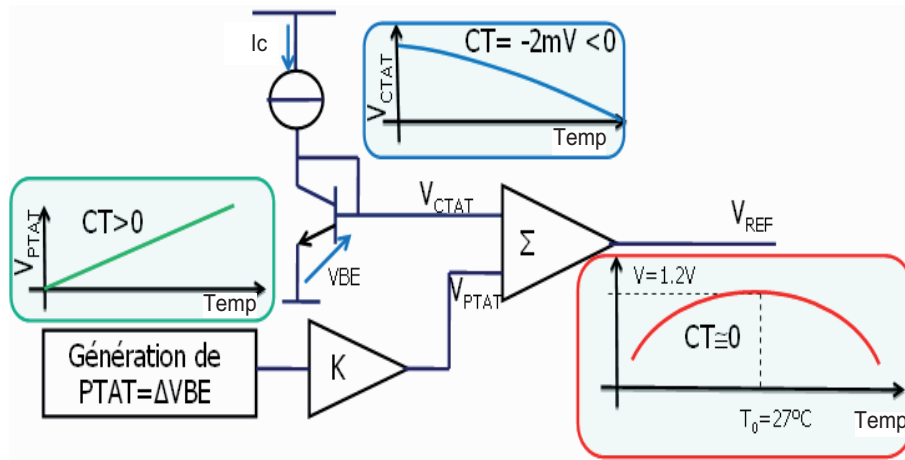


FIGURE 4.1 – Schéma synoptique d'une référence de tension bandgap

Les tensions de référence bandgap sont des circuits qui permettent d'avoir à leurs sorties des tensions ou des courants stables vis à vis des variations de température [63], [5], [69] et [19].

4.1.1 Principe de fonctionnement

Le principe d'une tension de référence bandgap est de compenser le coefficient de température négatif d'une jonction p-n par le coefficient de température positif de la tension thermodynamique V_T donnée par l'équation (4.1).

$$V_T = \frac{kT}{q} \quad (4.1)$$

Avec : "k" la constante de Boltzmann ($k = 1.381 \times 10^{-23} [J/K]$); "T" la température du milieu [K]; "q" la charge de l'électron, ($q = 1.6 \times 10^{19} [C]$).

Il fonctionne selon un principe très simple illustré en figure (4.1). Son fonctionnement est basé sur le principe de compensation, en température, de la tension $V_{BE}(T)$ ¹, qui a un coefficient de température négative, (TC = -2mv/°C) [8]. Sa variation en fonction de la température est montrée, figure (4.1). Cette tension V_{BE} que l'on l'appelle V_{CTAT} ² est générée par le transistor bipolaire connecté en diode et polarisé par le courant I_C . Cette variation de la tension V_{CTAT} est compensée par une tension thermodynamique qui varie linéairement en fonction de la température et a un coefficient de température positif (TC>0), cette tension on l'appelle V_{PTAT} ³. La somme des deux tensions nous donne une tension résultante $V_{REF}(T)$ stable en température et qui a un coefficient de température nul (TC=0) à la température de référence qui est généralement la température ambiante $T_{REF} = 27^\circ C$.

Concernant les bandgaps en technologie CMOS, c'est le même principe de fonctionnement, sauf qu'à la place de la tension $V_{BE}(T)$ on a la tension $V_{GS}(T)$, et de la même manière on compense $V_{GS}(T)$ pour avoir à la sortie une tension de référence invariante vis à vis de la température [5].

La tension de référence à la sortie du circuit bandgap est de la forme suivante (équation (4.2)) :

$$V_{REF} = V_{CTAT} + V_{PTAT} \quad (4.2)$$

A la sortie, on obtient une courbe en cloche pour $V_{REF}(T)$ (figure (4.1)). Ceci est la caractéristique typique d'une tension de référence bandgap.

La structure la plus simple est basée sur le concept illustré en figure (4.2). Les transistors Q_1 et Q_2 fonctionnent à différentes densités de courant pour produire une tension proportionnelle à la température par l'intermédiaire de R_1 et de R_2 .

Afin de bien comprendre le principe de fonctionnement et l'importance d'une bonne connaissance de la technologie et des paramètres correspondant pour le concepteur des références bandgap, nous allons développer quelques équations théoriques relatives au cir-

-
1. Tension de Base Emetteur
 2. Voltage Complimentary To Absolute Temperature
 3. Voltage Proportional To Absolute Temperature

cuit de la figure (4.2) mais qui restent valables pour les autres architectures.

Commençons par écrire la relation $I_C(V_{BE})$ des transistors Q_1 et Q_2 telles que [19] :

$$I_C = I_S e^{\frac{qV_{BE}}{kT}} \quad (4.3)$$

Avec : I_S le courant de saturation du transistor et "k" la constante de Boltzmann.

Ecrivons maintenant la tension de base émetteur V_{BE} en fonction du courant du collecteur I_C et de la température [14] et [84] :

$$V_{BE} = V_{G0} \left(1 - \frac{T}{T_0}\right) + V_{BE0} \frac{T}{T_0} + \frac{mkT}{q} \ln \left(\frac{T}{T_0}\right) + \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{J_C}{J_{C0}}\right) \quad (4.4)$$

Ici : " V_{G0} " est la tension bandgap du silicium à 0°K ($\approx 1.206V$) ; "m" une constante de température ($m \approx 2.3$) ; " J_C " et "T" sont la densité du courant du collecteur et la température respectivement, sachant que le terme "0" désigne une valeur à la température de référence " T_0 ".

A noter que le courant est relié à la densité de courant selon l'équation (4.5).

$$I_C = A_E J_C \quad (4.5)$$

Où : " A_E " est la surface de jonction base émetteur.

En utilisant l'équation (4.4), dans le cas où on a deux jonctions de base émetteur polarisées par deux courants J_2 et J_1 , la différence entre ces deux jonctions est donnée dans l'équation suivante :

$$\Delta V_{BE} = V_2 - V_1 = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{J_2}{J_1}\right) \quad (4.6)$$

4.1.2 Tension de référence bandgap bipolaire

De la figure (4.2) la tension de référence :

$$V_{REF} = V_{BE2} + V_{R1} \quad (4.7)$$

Aussi :

$$V_{R1} = I_{R1} R_1 = 2I_{R2} R_1 \quad (4.8)$$

Mais :

$$I_{R2} = \frac{V_{R2}}{R_2} = \frac{V_{BE2} - V_{BE1}}{R_2} = \frac{\Delta V_{BE}}{R_2} \quad (4.9)$$

Remplaçant équation (4.8) et (4.9) dans (4.7) :

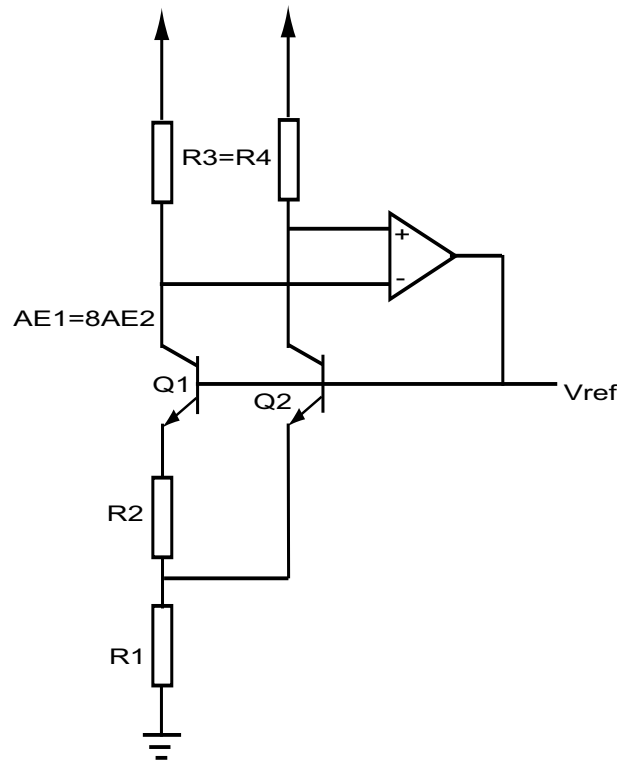


FIGURE 4.2 – Schéma simplifié d'une bandgap bipolaire [19]

$$V_{REF} = V_{BE2} + \frac{2R_1}{R_2} \Delta V_{BE} \quad (4.10)$$

4.1.3 Tension de référence bandgap CMOS

Une tension de référence en fonction des caractéristiques MOS est introduite dans cette section.

Une tension de référence peut être implémentée en utilisant uniquement des transistors MOS. Ce type de tension de référence repose sur la dépendance en température de la tension de seuil V_{th} . La tension de seuil est linéairement dépendante de la température, et les dépendances en température des transistors NMOS et PMOS sont différents selon les technologies, comme illustré dans la figure (4.3).

Il est difficile d'extraire V_{th} par des circuits simples. Au lieu de cela, la tension V_{GS} est utilisée dans la conception de [49] et [78]. La figure (4.4) présente le circuit simple pour former une tension de référence insensible à la température basée sur les variation de la tension V_{GS} des transistors NMOS et PMOS.

La tension de référence à la sortie du circuit est donnée dans l'équation (4.11) :

$$V_{REF}(T) = \left[1 + \frac{R_1}{R_2} \right] V_{GSN} - |V_{GSP}| \quad (4.11)$$

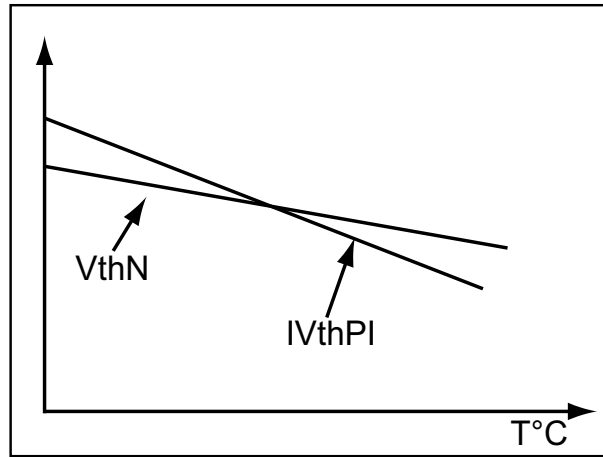


FIGURE 4.3 – Dependence en température de la tension de seuil V_{th} pour NMOS et PMOS [49], [78]

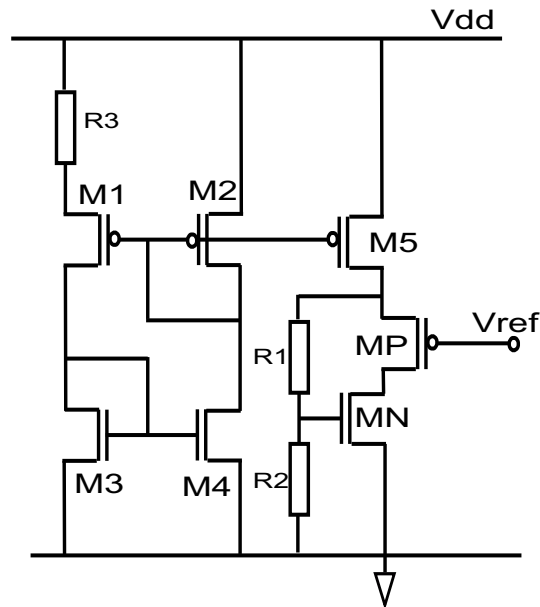


FIGURE 4.4 – Une tension de référence en technologies CMOS standard proposée par [49], [78]

Lorsque $R1$ et $R2$ sont grandes, le courant dans ces deux résistances est négligeable. On trouve que le circuit peut être optimisé par le ratio de résistance de $R1/R2$ et le ratio des tailles des transistors NMOS et PMOS.

En se basant sur ce principe, on va travailler plutôt sur des solutions permettant de compenser en température la réponse du capteur que d'avoir une tension de référence comme c'est le cas dans les circuits à base de bandgaps.

4.2 Les systèmes de compensation en température

4.2.1 Principe de fonctionnement

Les systèmes de compensation en température sont utilisés pour réaliser des compensations en température de différents dispositifs électroniques dont la variation en température est critique. Ces systèmes de compensation se composent de plusieurs circuits, généralement de capteurs de température pour mesurer la température du milieu où se trouve le circuit à compenser, de l'électronique utilisée pour adapter la tension (information) reçue du capteur de température afin de corriger la dérive de cette réponse causée par les variations de température et ainsi préserver la réponse du circuit à compenser. Pour effectuer des compensations en température, on trouve également, dans les systèmes de compensation, des circuits qui nous permettront de faire cela tels que des amplificateurs, des suiveurs, des générateurs de fonctions, des CAN, CNA, etc.

En fait, le principe de fonctionnement de ces systèmes de compensation revient à celui des circuits des tensions de références bandgap qui est basé sur la génération d'une tension V_{PTAT} pour compenser la réponse du capteur.

4.2.2 Compensation en température via les systèmes de compensation

Dans son travail, [83] propose une méthode pour obtenir une compensation en température quasi-continu d'un synthétiseur numérique direct (Direct Digital Synthesiser (DDS)). La méthode proposée en figure (4.5) utilise une compensation en température entièrement numérique de la fréquence de sortie du DDS. Une bonne stabilité en température est obtenue avec un coefficient de température (TC) meilleur que $0,2 \text{ ppm}^4$ dans la gamme de température allant de -45 jusqu'à 85°C pour une gamme de fréquences extrêmement large (10Hz à 140MHz (figure (4.6))).

La figure (4.6) (a) montre la fréquence de sortie du synthétiseur non compensée en fonction de la température, ce signal représente la tension V_{CTAT} qui a un coefficient de température positif ($\text{TC} > 0$). La figure (4.6) (b) présente le signal de compensation de la sortie du synthétiseur en fonction de la température. Ce signal est appelé V_{PTAT} et il a un coefficient en température négative ($\text{TC} < 0$). Ce dernier a été généré de manière à obtenir la même variation de température mais opposée à celle de V_{CTAT} . Le signal V_{PTAT} sera additionné au premier signal V_{CTAT} pour obtenir un signal de sortie insensible aux variations de température qui est présenté en figure (4.6) (c).

Un autre système de compensation est présenté par [35] (figure (4.7)) pour améliorer la dépendance de la fréquence de sortie en fonction de la température. Cette conception

4. partie par million

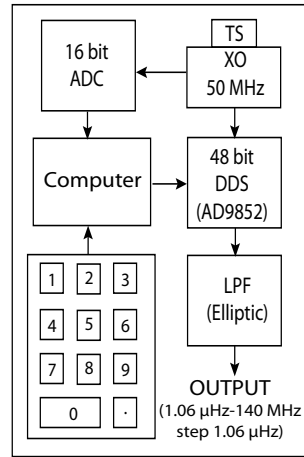


FIGURE 4.5 – Principe de fonctionnement du système de compensation proposé [83]

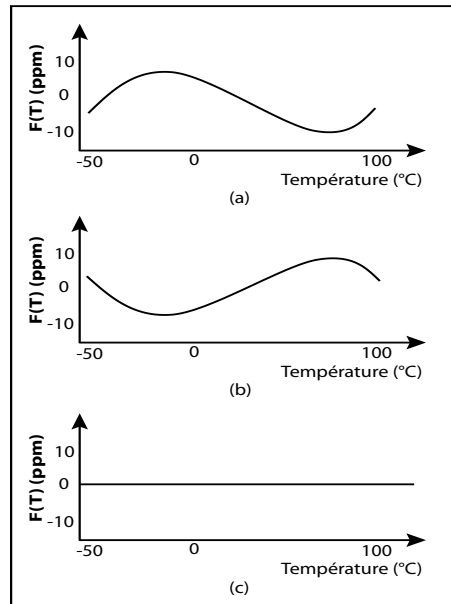


FIGURE 4.6 – Système de compensation en température utilisant le principe des bandgaps [83]

utilise un oscillateur à quartz 100MHz avec un deuxième oscillateur VCXO à 20MHz. A la sortie le signal 120MHz est acquis à travers le filtre (figure (4.7)). Dans cette conception, le microprocesseur AT89S52 est choisi pour le contrôle et la fourniture de la tension de compensation dont le VCXO à 20MHz a besoin, par conséquent, que les écarts de fréquence entre deux oscillateurs à quartz soient compensés de sorte que le signal 120MHz à la sortie soit stable vis à vis des variations de température dans la plage de -30 à 70°C.

Le but de la compensation est de réduire les écarts de fréquence de l'ensemble du système dues aux variations de température. Lorsque la température varie, le signal de la sortie V_{CTAT} de l'oscillateur 100MHz varie aussi avec la température. En fonction de l'information reçue du capteur de température, le microprocesseur peut calculer les valeurs du signal V_{PTAT} nécessaires pour compenser le signal V_{CTAT} . Ces valeurs sont transférées

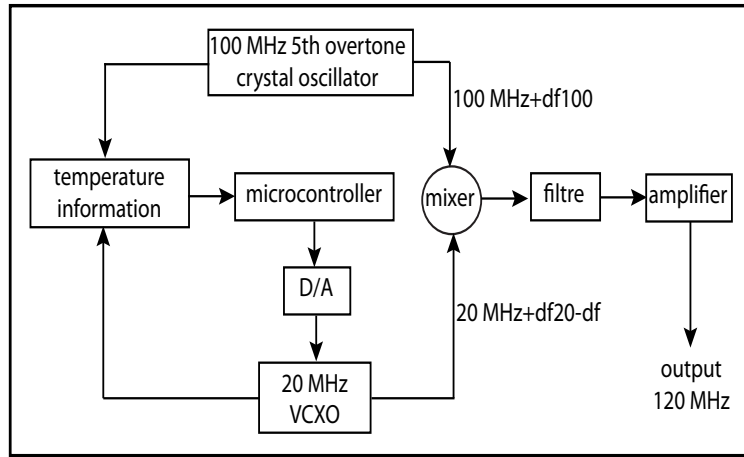


FIGURE 4.7 – Schéma fonctionnel d'un système de compensation dédié à un oscillateur 120MHz [35]

sous forme binaire du microcontrôleur au CNA. Le convertisseur les convertit puis les transfère à l'oscillateur 20MHz qui génère le signal V_{PTAT} à 20MHz. Ces deux signaux V_{CTAT} à 100MHz et V_{PTAT} à 20MHz sont additionnés et en fonction de ces valeurs, la tension de compensation ainsi acquise permet d'obtenir une fréquence à 120MHz compensée en température. La fréquence parasite due au mélange des deux signaux est éliminée par le filtre (figure (4.7)). Nous obtenons ainsi un signal de sortie stable en fonction de la température qui sera finalement amplifié à la sortie. Les résultats expérimentaux sont présentés dans la figure (4.8).

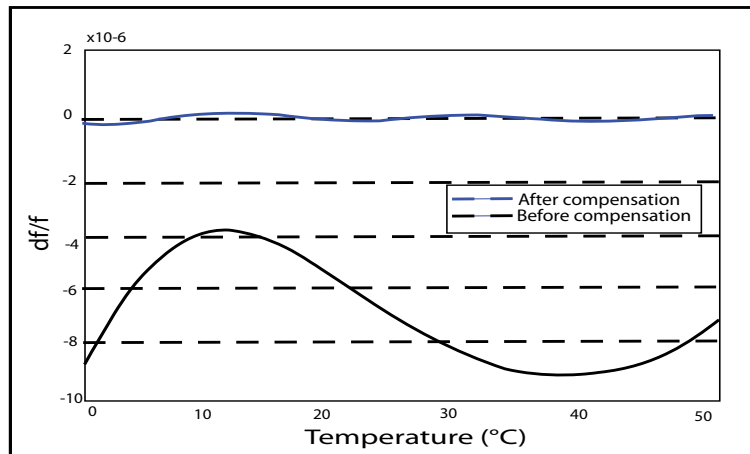


FIGURE 4.8 – Fréquence de sortie avant et après la compensation [35]

Par contre, [32] propose une compensation en température totalement numérique dédiée à un capteur de gaz. Cette compensation utilise les réseaux de neurones afin de stabiliser la réponse du capteur de gaz en température. Le principe de fonctionnement de la méthode proposée est présenté en figure (4.9).

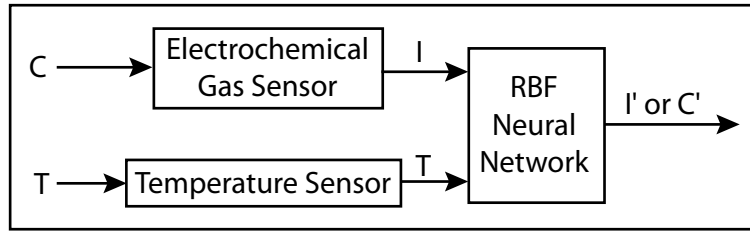


FIGURE 4.9 – Schéma diagramme du principe de fonctionnement de la compensation [32]

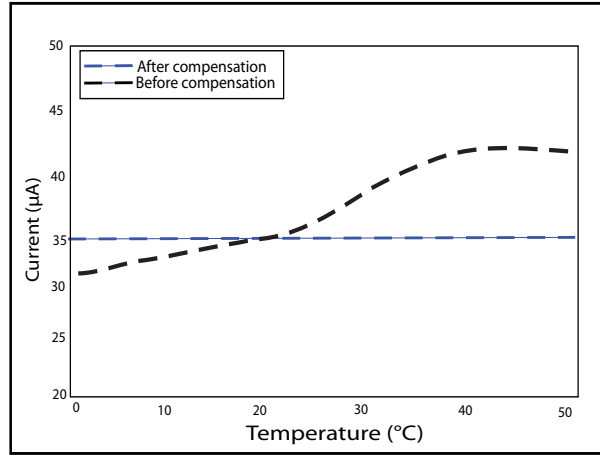


FIGURE 4.10 – Le courant de sortie avant et après la compensation [32]

Cette figure (4.9) montre qu'en fonction de la réponse du capteur de gaz (courant) et celle du capteur de température, le réseau de neurones calcule et compense les dérives de la réponse du capteur de gaz dus aux variations de température. La figure (4.10) montre qu'après la compensation un courant stable en température est obtenu.

4.3 la méthode ZTC (Zero Temperature Coefficient)

4.3.1 Principe de fonctionnement

La température influe sur le courant I_{DS} à travers la mobilité des électrons μ_n et la tension de seuil V_{th} . La puissance électrique génère de la chaleur comme une conséquence de l'effet Joule lors du fonctionnement du transistor MOS. La température du canal du transistor augmente en raison de l'augmentation de la puissance. Toutefois, les paramètres physiques tels que la mobilité μ_n , la tension de seuil V_{th} et par conséquent le courant de drain I_{DS} dépendent de la température. Ces trois paramètres sont liés à la température par les relations décrites dans les relations ci dessous [81], [74] et [26].

Comme il a été précisé dans le chapitre précédent, la diminution de la mobilité des électrons μ_n est provoquée par l'augmentation de la température de jonction P-N qui entraîne une augmentation de la résistance thermique. Il a été montré également que la

tension de seuil diminue linéairement avec l'augmentation de la température [19] et [69].

Ces deux variations de la mobilité et de la tension de seuil en fonction de la température influent sur l'évolution du courant de drain I_{DS} en température [81].

Comme il a été montré dans le chapitre 3, la mobilité μ_n dans le canal diminue avec l'augmentation de la température. Cependant, le courant I_{DS} dans la région de saturation (équation (3.5)) diminue avec l'augmentation de la température. Toutefois, lorsque la température augmente, la tension de seuil V_{th} diminue et selon l'équation (3.4), le courant de drain I_{DS} augmente avec la diminution de la tension de seuil V_{th} . On constate donc deux phénomènes opposés et leur relation détermine si le courant I_{DS} augmente ou diminue avec l'augmentation de la température.

Le fait est que la variation du courant I_{DS} vis à vis de la température est dépendante de sa propre valeur. Pour de grandes valeurs de courant I_{DS} , I_{DS} diminue avec l'augmentation de la température, à savoir que la diminution de la mobilité μ_n est plus influente que la diminution de la tension de seuil V_{th} (figure (3.9)).

D'autre part, pour de faibles valeurs du courant I_{DS} , le courant I_{DS} augmente avec l'augmentation de la température, dans ce cas, la diminution de la tension de seuil V_{th} est plus influente par rapport à la diminution de la mobilité μ_n .

De ce fait, à une certaine valeur de courant I_{DS} , l'influence de la mobilité μ_n et de la tension de seuil V_{th} , se compense l'une et l'autre [81], [74] et [24]. Dans ce cas là, le courant I_{DS} reste insensible aux variations de température, ce point est appelé le point ZTC (figure (3.9)).

Le courant de drain I_{DS} au point ZTC, c'est à dire lorsqu'il est insensible aux variations de la température, est appelé I_{DSF} [24] et [43]. V_{GSF} est la tension V_{GS} , au point ZTC, également insensible aux variations de température [24] et [43].

4.3.2 Utilisation de la méthode ZTC

Cette méthode de ZTC est utilisée dans de nombreuses applications, on en citera quelques unes ci-dessous.

4.3.2.1 Tension ou courant de référence à l'aide de la technique ZTC

Dans son travail [25], pour réaliser une tension ou un courant de référence en température, utilise les conditions sous lesquelles se produit l'effet de la stabilité de ce point de polarisation ZTC, et également la dépendance en température de la tension de sortie d'un

transistor connecté en diode opérant dans le voisinage du point ZTC. Quelques applications possibles de cet effet sont les capteurs de température grâce à la variation linéaire de la tension de sortie en fonction de la température, et également les circuits de tension et de courant de référence.

Des équations citées dans la section précédente, on déduit la relation de la tension V_{GS} en fonction du courant de drain :

$$V_{GS} = V_{GSF} + \alpha_{Vth} T \left(1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{DF}}} \right) \quad (4.12)$$

On constate de l'équation (4.12) que la variation de la tension V_{GS} en fonction de la température est dépendante de la valeur du courant de drain I_D . Cette dépendance est montrée clairement en figure (4.11) [25].

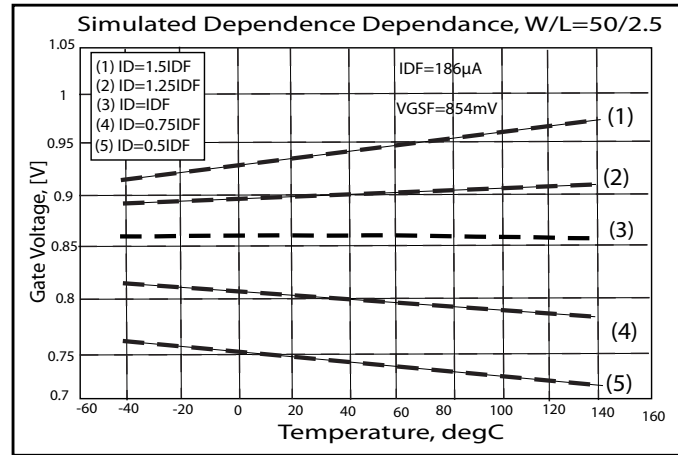


FIGURE 4.11 – Dépendance de la tension V_{GS} en fonction de la température pour différentes valeurs du courant de drain [25]

De cette figure on remarque que la variation de la tension V_{GS} en fonction de la température augmente ou diminue selon la valeur du courant de drain I_D . On constate aussi que pour une valeur du courant de drain I_{DF} (courant de drain au point ZTC), la tension V_{GS} est stable vis à vis de la température.

Le circuit de stabilisation du courant en fonction de la température est représenté sur la figure (4.12). Il contient un amplificateur opérationnel (OA), un transistor connecté en diode Q_1 , un transistor de sortie Q_2 , et un miroir de courant à transistors appariés formé par Q_3 et Q_4 . Le circuit fonctionne de la manière suivante : l'amplificateur opérationnel maintient la tension V_D de Q_1 égale à V_R , et le miroir de courant prévoit l'égalité de $I_D = I_R$ tel que ces deux courants ne varient pas avec la température. Puis la tension V_D varie linéairement avec la température. Si la variation de la résistance $R = R_N + R_P$ vis à vis de la température est aussi linéaire, alors V_R varie d'une manière linéaire. Lorsque

les coefficients de température de V_D et V_R coïncident, alors les deux courants, I_D et I_R , seront, en conséquence, indépendants de la température.

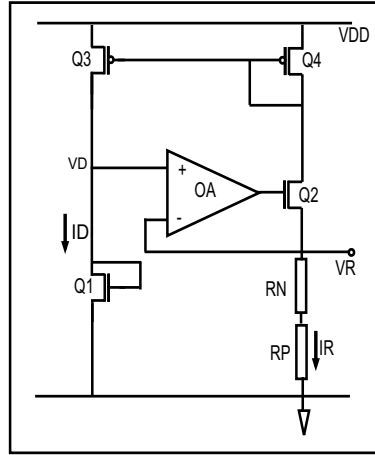


FIGURE 4.12 – Circuit de stabilisation en température d'un courant et d'une tension de sortie [25]

[25] a utilisé trois différents circuits de bandgap et les résultats de simulation sont présentés dans la figure (4.13) qui nous montre que, en effet, une stabilisation de la tension et du courant de sortie est atteinte. Par ailleurs, dans la gamme de température allant de -50 à 150°C , la variation du courant I_R (et I_D) est inférieure à $3\mu\text{A}$ pour le premier et le second circuit, et moins de $4\mu\text{A}$ pour le troisième (figure (4.13)). Le courant stabilisé peut être pris à l'aide d'un transistor supplémentaire relié à un miroir de courant. La figure (4.13) (a) montre que la tension V_R (respectivement V_D) à la sortie du premier et second circuit décroît linéairement avec la température, et que ces circuits peuvent être utilisés comme étant des capteurs de température (le circuit 2 a une meilleure linéarité quand il est utilisé dans cette application). Par contre, la tension à la sortie du troisième circuit est stable en température, sa variation en température est inférieure à 5mV .

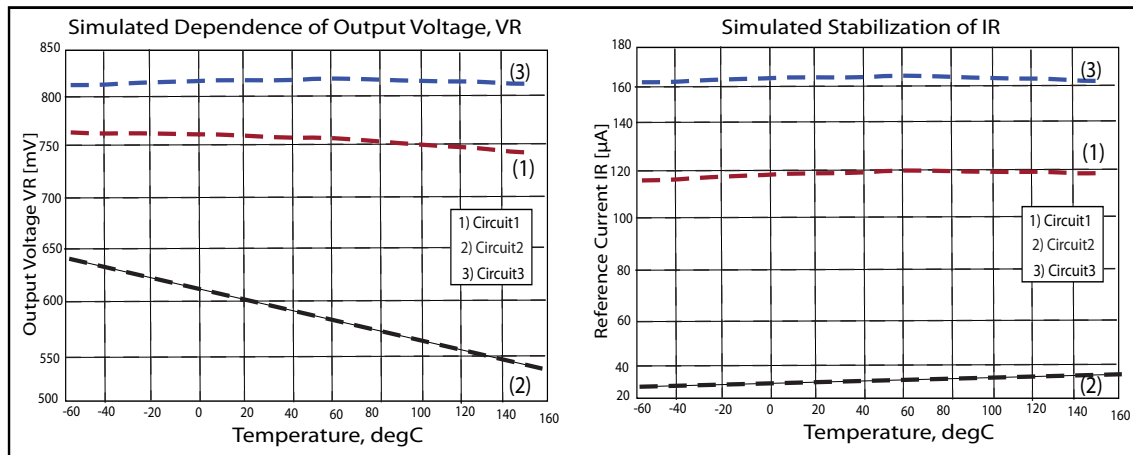


FIGURE 4.13 – Tension ou courant de référence insensible aux variations de température [25]

4.3.2.2 Compensation en température via la méthode ZTC

Dans son travail [23] a étudié la possibilité de régler le point de coefficient de température zéro (ZTC) en fonction de la polarisation de la tension bulk-source (V_{BS}) et V_{GS} . Il se trouve que la variation de la tension de seuil (V_{th}) et la tension V_{BS} ont une influence sur le point ZTC. Ce qui est montré dans la figure (4.14) concernant le point ZTC de la transconductance (ZTC_{G_M}). De cette figure, on voit bien qu'en variant la valeur de la tension V_{GS} on peut définir la dérive de la transconductance en température. En outre, la variation de la tension V_{bulk} décale le point ZTC. A une valeur fixe de V_{GS} correspondante au point ZTC_{G_M} , on obtient une transconductance insensible aux variations de température, c'est cette caractéristique qui sera utilisée dans le montage de la figure (4.14) pour réduire l'effet de la température sur le gain du circuit.

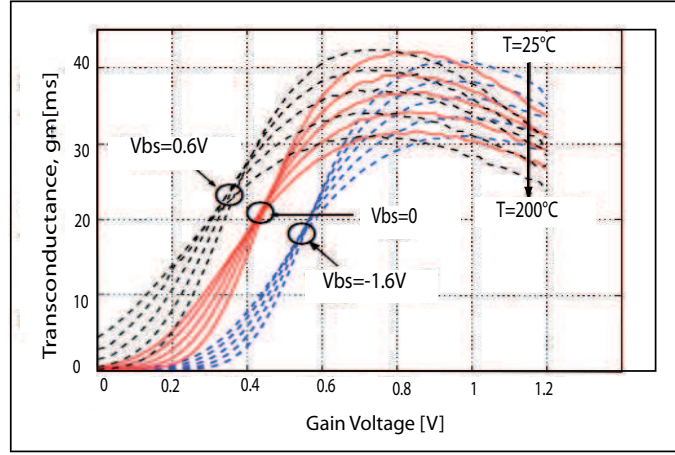


FIGURE 4.14 – Caractéristique $G_M - V_{GS}$ mesurée pour $V_{DS} = 0,6V$, à diverses températures et différentes tensions bulk-source (V_{BS}) [23]

La figure (4.14) présente un exemple d'application du point ZTC dans un circuit d'amplificateur très bas bruit (LNA : Low Noise Amplifier) à haute fréquence (RF) conçu pour des applications à 2,4 GHz. En fixant les deux tensions de polarisation V_{GS} et V_{BS} on arrive à atteindre les points ZTC_{G_M} et $ZTC_{I_{DS}}$ insensibles à la température. Cela nous offre de bonnes conditions de fonctionnement avec de bonnes caractéristiques comme un G_M stable à hautes températures.

Le circuit LNA intégrant cette méthode a un gain de puissance de 10dB à 2,4GHz et à température ambiante. Grâce au point ZTC_{G_M} , la dégradation du gain due à la température est réduite : moins de 1dB entre les températures extrêmes correspondant à une dégradation de moins de 9%, le résultat est montré en figure (4.15).

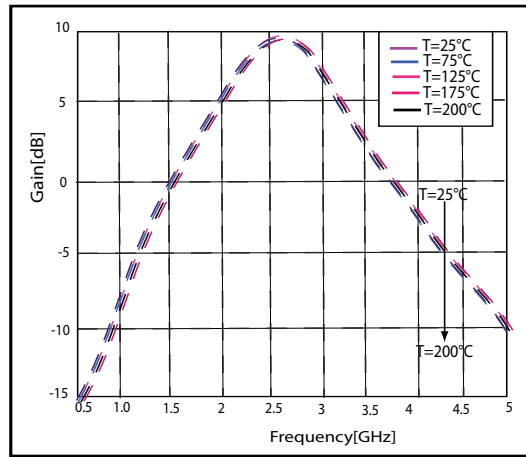


FIGURE 4.15 – Gain mesuré du LNA conçu en utilisant des transistors à substrat commun ($V_{BS}=0V$) pour différentes températures et polarisé au point ZTC de la transconductance (ZTC_{G_M}) [23]

4.3.2.3 Amélioration du test des circuits intégrés à l'aide du point ZTC

Dans cette section, on évoquera un autre domaine d'utilisation de la méthode ZTC : le domaine de test des circuits intégrés (CI). Le travail de [52] vise à améliorer la qualité de test en prenant en compte la température avec un rendement du CI dans l'espace à trois dimensions défini par la tension de polarisation (V_{DD}), la fréquence de fonctionnement et la température de l'environnement. Le but est d'améliorer l'efficacité du test des CI en connaissant le point ZTC (figure (4.16) et (4.17)) de la technologie utilisée.

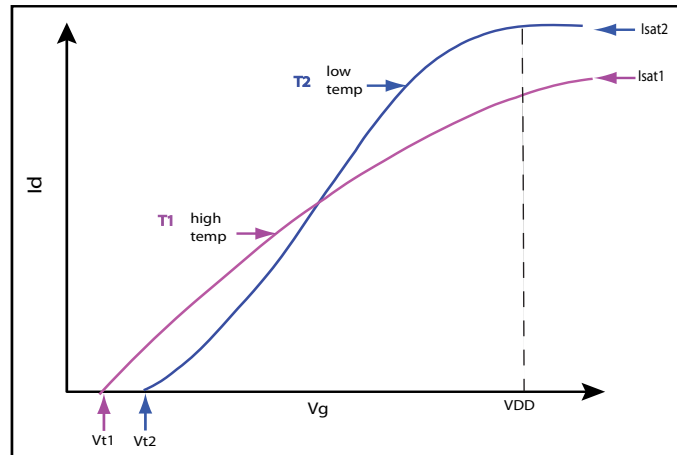


FIGURE 4.16 – L'effet de la température sur la courbe courant-tension (IV) du transistor [52]

Etant donné que la température a un impact direct sur les caractéristiques de fonctionnement et les performances d'un circuit intégré (figure (4.16) et (4.17)), la comparaison des mesures paramétriques effectuées à différentes températures peut faire nettement la distinction entre un CI défectueux et fiable, dans certains cas où la différence n'aurait pas été détectée avec des mesures à une seule température. En outre, des défauts peuvent être détectés facilement par un choix judicieux de la tension de polarisation et de la valeur de

la fréquence de fonctionnement.

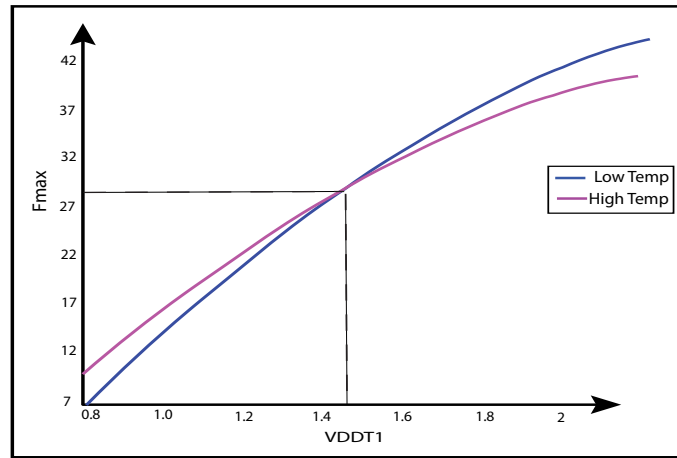


FIGURE 4.17 – Fréquence maximale (F_{max} en fonction de la tension V_{DD} pour différentes valeurs de la température [52]

Tester en dessous de V_{VDDTI} , valeur correspondante à la tension de polarisation au point ZTC, sera efficace pour détecter les défauts qui sont atténués par la baisse de température. Par contre, tester au-dessus de V_{VDDTI} sera efficace pour détecter les défauts qui sont aggravés par des températures plus basses. Par ailleurs, des tests au niveau ou à proximité de la V_{VDDTI} permettent de détecter tous les types de défauts sensibles à la température.

Lorsque la température est basse, un CI peut avoir une amélioration de la performance. Pour des valeurs faibles de V_{DD} , le même circuit peut par contre avoir une diminution des performances. Par contre, au point ZTC c'est à dire à V_{VDDTI} , le CI n'aura pas de changement des performances. Une méthode particulièrement efficace est de lier une panoplie de données de test prises à une certaine température basse, par exemple 0°C avec une autre panoplie de données de test prises eux à une température élevée, par exemple, 75°C . De cette façon, plusieurs données de test de température sont mises à disposition pour les nouvelles méthodes de test sans aucun temps de test supplémentaire. En outre, tester avec des températures multiples est optimisé lorsque la différence de température est plus grande. Une grande plage de température augmentera la distance entre les comportements défectueux et ceux qui ne le sont pas. L'efficacité du test est nettement améliorée plus l'espace du test de performances est grand. Grâce à la connaissance du point ZTC on arrive à améliorer le test des CI en choisissant les bonnes valeurs pour de bon tests de performances.

4.4 Etat de l'art sur la compensation du courant d'obscurité

Comme il a été évoqué auparavant dans le chapitre 2, le courant photogénéré par la photodiode se compose de deux courants, à savoir le courant photonique (I_{ph}) et le cou-

rant d'obscurité (I_{obs}). Ce dernier est un courant gênant pour la photodiode, et sa valeur perturbe la réponse de la photodiode. Ce courant est dépendant de plusieurs paramètres et plus que tout de la température [71].

Dans la littérature, il existe plusieurs travaux effectués dans le but de minimiser ce courant d'obscurité et même plus de le supprimer complètement. On trouve plusieurs méthodes de compensation du courant d'obscurité. Ces méthodes sont basées sur deux façons différentes de compensation : soit en intervenant au niveau de l'architecture du pixel ; soit sur les techniques de fabrication de la photodiode et du pixel. Certaines de ces méthodes seront détaillées dans cette section.

[67] propose une méthode pour supprimer le courant d'obscurité en utilisant une seconde photodiode en plus dans le pixel. Dans cette méthode, montrée en figure (4.18), on trouve un pixel à intégration avec une photodiode en plus "D2" entre la tension d'alimentation V_{DD} et la photodiode du pixel "D1".

- La première photodiode "D1" est la photodiode d'origine, utilisée dans le pixel pour la collecte des photons et la génération du courant photonique. Cette photodiode produit aussi, en même temps que le courant photonique, un courant d'obscurité qu'on cherche à compenser.
- La deuxième photodiode "D2" est la photodiode à rajouter pour compenser le courant d'obscurité de la photodiode "D1". Il est très important de préciser que la deuxième photodiode "D2" est une photodiode "noire" qui est utilisée dans le but de ne produire que le courant d'obscurité. Par ailleurs, les deux photodiodes ont les mêmes caractéristiques et par conséquent le même courant d'obscurité.

D'après la figure (4.18) on constate que les deux photodiodes sont placées d'une manière permettant de faire passer le courant de la photodiode " I_{D1} " dans le même sens que celui de la deuxième photodiode " I_{D2} ".

De ce fait, au noeud "N" le courant vaut :

$$I_{ph} = I_{D2} - I_{D1} \quad (4.13)$$

On sait que :

$$I_{D1} = I_{ph1} + I_{obs1} \quad (4.14)$$

Étant donné que la photodiode D2 est noire donc :

$$I_{D2} = I_{obs2} \quad (4.15)$$

Comme les deux photodiodes ont les mêmes caractéristiques (taille et type), alors on a la même valeur pour le courant d'obscurité :

$$I_{obs1} = I_{obs2} \quad (4.16)$$

En remplaçant l'équation (4.14) et (4.15) dans (4.13) on trouve :

$$I_{ph} = I_{obs2} - (I_{ph1} + I_{obs1}) \quad (4.17)$$

Et (4.16) dans (4.17) :

$$I_{ph} = I_{obs1} - I_{ph2} - I_{obs1} = I_{ph2} \quad (4.18)$$

De l'équation (4.18) on constate que le courant d'obscurité (I_{obs1}) est finalement supprimé grâce à la photodiode D2.

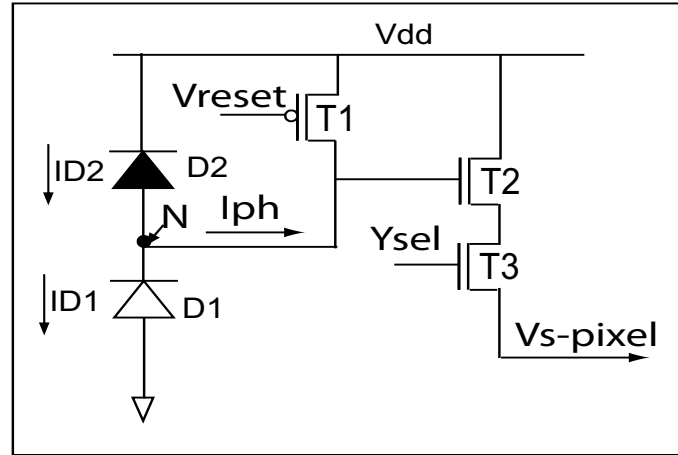


FIGURE 4.18 – Compensation du courant d'obscurité [67]

Malgré son bon fonctionnement, cette méthode reste très coûteuse en surface du fait d'ajouter une deuxième photodiode noire pour chaque pixel, doubler ainsi la surface de pixel réduit le facteur de remplissage. Pour éviter cela une deuxième méthode est présentée par [68].

Dans cette deuxième architecture, l'idée de [68] est d'ajouter un miroir de courant pour recopier le courant d'obscurité de la photodiode noire "PD2" et l'injecter dans la première photodiode "PD1" qui est utilisée dans le pixel. Le principe de fonctionnement reste toujours le même que celui de la première méthode décrite juste avant.

Grâce à cette méthode on évite l'ajout d'une photodiode pour chaque pixel en utilisant juste une photodiode noire avec un miroir de courant composé du transistor M4 du pixel noir et celui du pixel normal ici M1. Ce miroir de courant a pour objectif de recopier le courant de la photodiode noire pour tous les pixels. Par conséquent, la com-

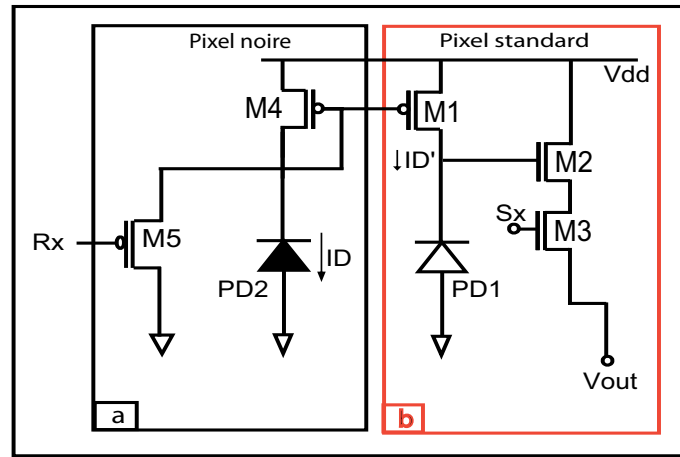


FIGURE 4.19 – Compensation du courant d'obscurité [68]

compensation a besoin seulement d'un petit circuit (pixel noir) présenté en figure (4.20) (a) composé de deux transistors (M4 et M5) et d'une photodiode noire "PD2", pour toute la matrice de pixel. Le pixel noir contient aussi un transistor de reset qui est le transistor M5.

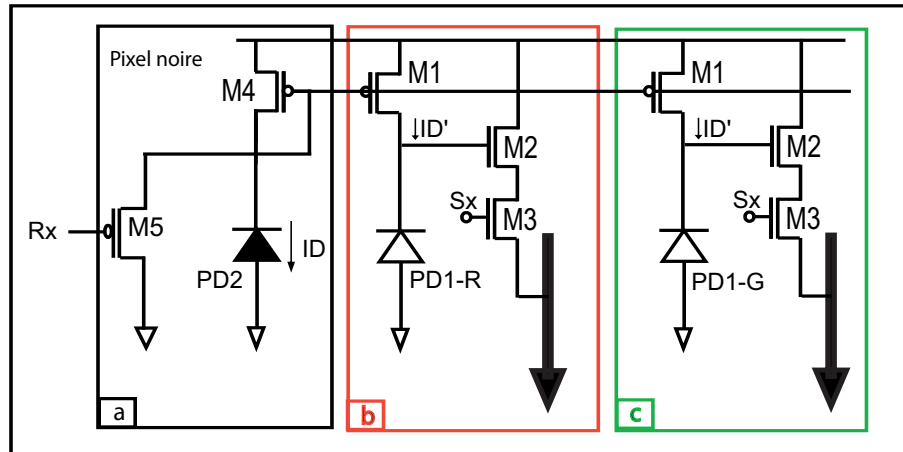


FIGURE 4.20 – Compensation du courant d'obscurité (a) photodiode noire, (b) et (c) pixel à intégration [68]

Ni le nombre de pixels photo détecteur connecté à un seul pixel noir ni la position du pixel noir ne sont limités. La figure (4.21) montre quelques exemples de structure.

Dans la figure (4.21) (a), quatre pixels photo détecteur (deux verts, un rouge et un bleu) en forme de "L" sont disposés autour d'un pixel rectangulaire noir au centre. Une autre forme est présentée en figure (4.21) (b) où des pixels photo détecteur de forme hexagonale sont organisés autour d'un pixel noir de forme hexagonale aussi.

Une autre méthode présentée par [10] est basée également sur l'ajout d'un pixel noir pour chaque ligne de pixel de la matrice de pixel. Il présente l'architecture d'un pixel visant à compenser les effets du courant d'obscurité. Le schéma conceptuel du circuit proposé est

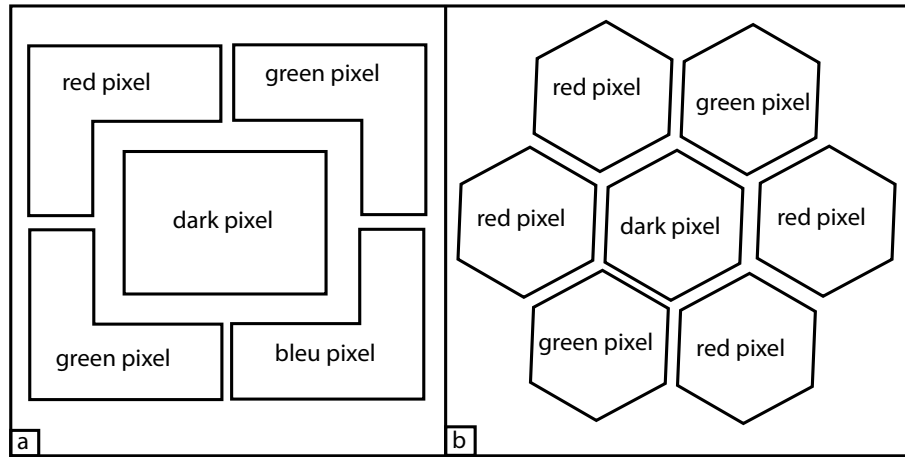


FIGURE 4.21 – Disposition du pixel noir dans la matrice de pixel, (a) forme carré, (b) forme hexagonale [68]

donné en figure (4.22).

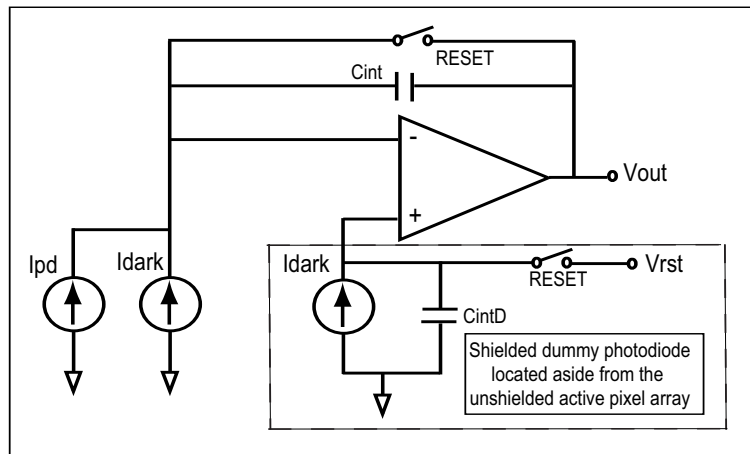


FIGURE 4.22 – schéma conceptuel du circuit proposé [10]

Le schéma transistors est présenté en figure (4.23).

La figure (4.24) montre les valeurs du courant d'obscurité avant et après compensation. De cette figure, on constate clairement qu'avant la compensation on a un courant d'obscurité considérable, par contre après compensation, le courant d'obscurité est fortement réduit à une valeur raisonnable.

[30] propose une autre méthode basée sur le contrôle de la tension inverse aux bornes de la photodiode ($V_{reverse}$). La méthode utilise une boucle de rétroaction pour maintenir la tension de polarisation inverse de la photodiode à une valeur constante, afin de réduire le courant d'obscurité. Afin de préserver la surface de pixel, l'amplificateur nécessaire dans la boucle de rétroaction est situé en partie dans le pixel et en partie dans le circuit de lecture.

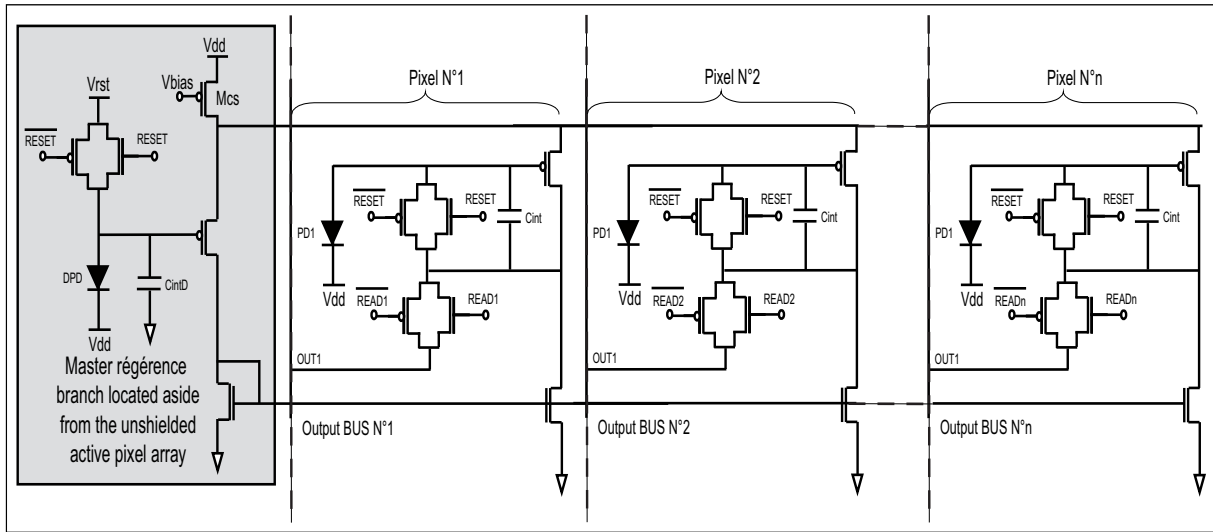


FIGURE 4.23 – Schéma transistor de la mise en oeuvre au cours d'une ligne de n pixels [10]

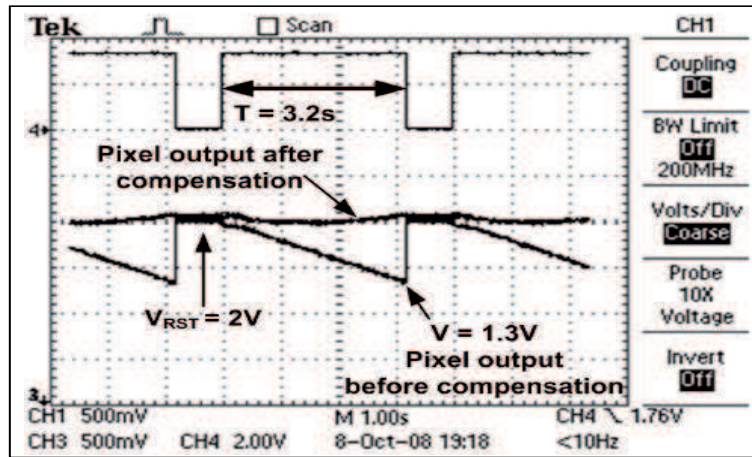


FIGURE 4.24 – Résultats expérimentaux [10]

Comme montré dans la figure (4.25), la valeur du courant photonique est dépendante de celle de la tension inverse aux bornes de la photodiode V_D . L'idée proposée par [30] est de fixer la valeur de la tension inverse aux bornes de la photodiode V_D dans le but d'avoir une valeur minimale du courant d'obscurité.

Une meilleure solution pour contrôler la tension inverse V_D de la photodiode est d'utiliser un amplificateur de rétroaction dans chaque pixel, tel qu'il a été suggéré par [85]. La figure (4.25) (a) montre que la mise en oeuvre d'un amplificateur opérationnel dans chaque pixel est prohibitive, car une grande surface pixel sera occupée par l'amplificateur et la consommation du pixel sera très grande. La solution est d'implémenter une petite partie dans le pixel et le reste sera dans l'amplificateur colonne.

Le pixel final a été implémentée dans une technologie $0,6\mu m$ avec une surface de $15 \times 15\mu m^2$ et un facteur de remplissage d'environ 27% avec un courant d'obscurité négli-

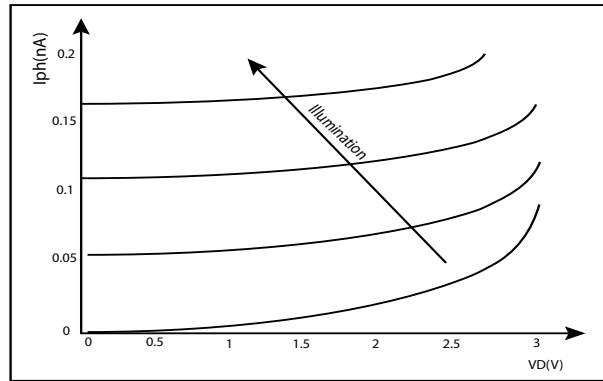


FIGURE 4.25 – Le courant photonique en fonction de la tension inverse (V_D) aux bornes de la photodiode [30]

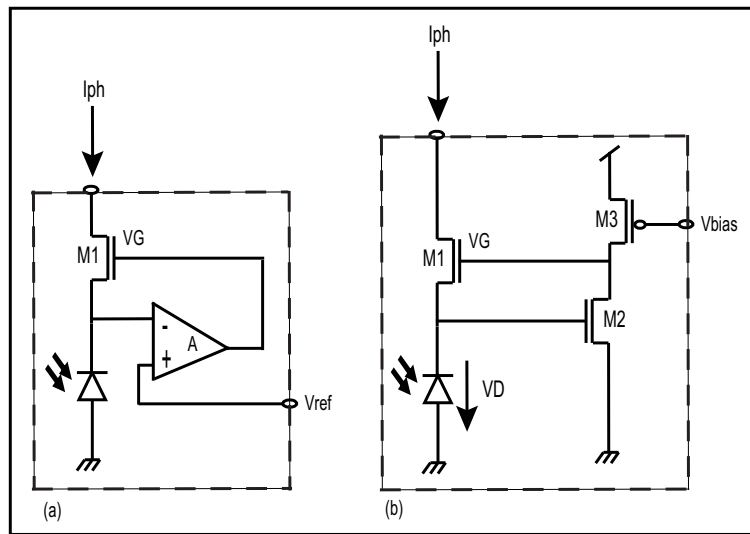


FIGURE 4.26 – Réalisations d'amplificateurs rétroaction pour contrôler la tension inverse (V_D) aux bornes de la photodiode [30]

geable devant le courant photonique.

[1] propose une méthode de suppression du courant d'obscurité pour les pixels utilisant des photodétecteurs à base de phototransistors. Cette méthode est basée également sur l'ajout d'un pixel noir à base de phototransistor.

La figure (4.27) montre les valeurs du courant d'obscurité avant et après la compensation. Sans la compensation, une valeur considérable du courant d'obscurité est trouvée à la sortie du phototransistor. En revanche, après la compensation le courant d'obscurité est fortement réduit à une valeur très petite.

On trouve d'autres travaux dans la même optique c'est à dire compenser le courant d'obscurité en utilisant des méthodes basées sur de nouvelles architectures du pixel parmi

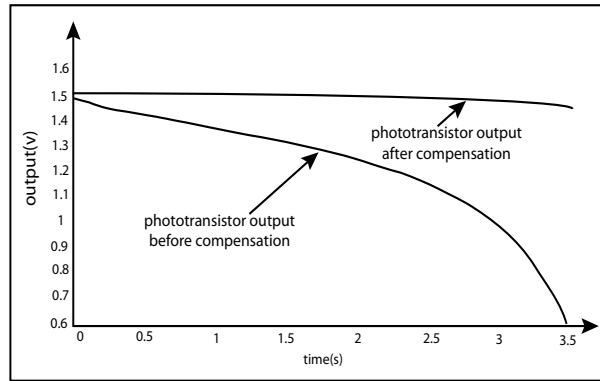


FIGURE 4.27 – Courant d’obscurité du phototransistor avant et après la compensation [1]

eux [73], [16] et [38].

Il est à noter qu’il existe aussi un autre moyen de minimiser ce courant d’obscurité, cette fois-ci en utilisant des techniques de fabrications spéciales de la photodiode comme présenté par [31], un pixel avec un faible courant d’obscurité peut être mis en oeuvre en utilisant une technologie CMOS standard sans aucune modification du processus. A savoir que le courant d’obscurité est principalement généré par la zone IST (Shallow Trench Isolation) et la région active. Le pixel proposé peut réduire le courant d’obscurité en séparant la région d’ITS d’une photodiode, en utilisant une modification simple enfermant la jonction photodiode avec le P-well. Un réseau de capteurs de test a été fabriqué en utilisant la technologie 0,18 μm . Le courant d’obscurité du pixel proposé a été mesuré à 0.93fA par pixel, ce qui est plus petite d’un facteur de deux que celui d’une conception classique, d’autres travaux sur ce thème ont été aussi présentés parmi eux [45].

4.5 Conclusions

Un état de l’art sur les méthodes de compensation en température a été fait dans ce chapitre. On a évoqué les différentes méthodes existantes dans la littérature afin de remédier aux dérives dues aux variations de température.

Parmi ces méthodes, la méthode de la tension de référence bandgap est optimisée pour fournir une tension ou un courant DC invariant vis à vis des variations de température.

On trouve aussi des systèmes de compensation composés de plusieurs circuits tels que les capteurs de température. Ces systèmes captent la température du milieu et ensuite utilisent une boucle de contre réaction pour pouvoir garder toujours le fonctionnement de celui à la température ambiante.

La troisième méthode évoquée est l'utilisation de la technique ZTC afin de réaliser des tensions ou courants de référence insensibles aux variations de température.

Finalement, différentes méthodes ont été présentées dans le but de compenser le courant d'obscurité de la photodiode.

Dans le chapitre suivant on présentera les deux méthodes dédiées à la compensation du capteur à intégration vis à vis des variations de température.

Chapitre 5

Compensation en température du capteur standard

Sommaire

5.1	Compensation en température via un système de compensation	98
5.1.1	Les différents points de compensation du circuit en température	98
5.1.2	Système de compensation proposé	100
5.1.3	Résultats et discussions	101
5.2	Compensation en température en utilisant la méthode ZTC	102
5.2.1	Application de la méthode ZTC au capteur standard	102
5.2.2	Résultats et discussions	105
5.3	Prototype d'implémentation	106
5.3.1	Architecture de la matrice	106
5.3.2	Décodeur Vreset	107
5.4	Conclusions générales	108

Introduction

La principale contribution de ce travail est l'amélioration des capteurs d'images CMOS standard, en les rendant plus robustes et moins sensibles aux perturbations internes et externes liés à la température. Jusqu'à présent, aucune solution intégrée n'a été proposée pour pallier cette lacune. Afin de régler ce défaut, nous proposons dans ce chapitre, deux méthodes de compensation en température. La première est basée sur un système de rétroaction. La deuxième est fondée sur l'application de la méthode ZTC. Cette méthode de compensation est intégrée au sein du capteur afin de gagner en consommation d'énergie et en temps d'exécution.

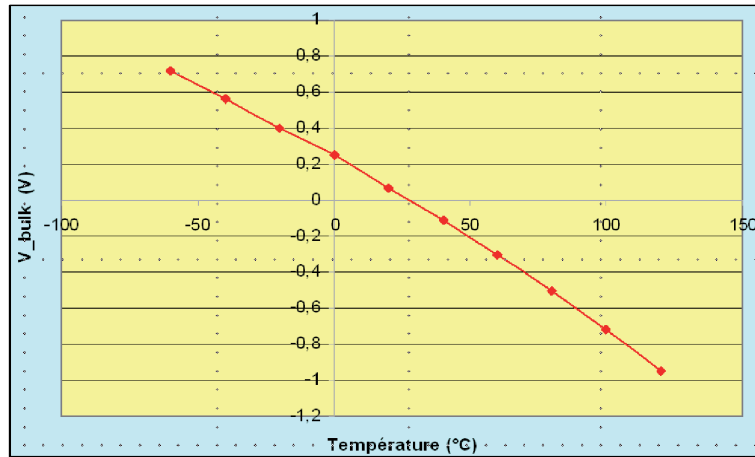
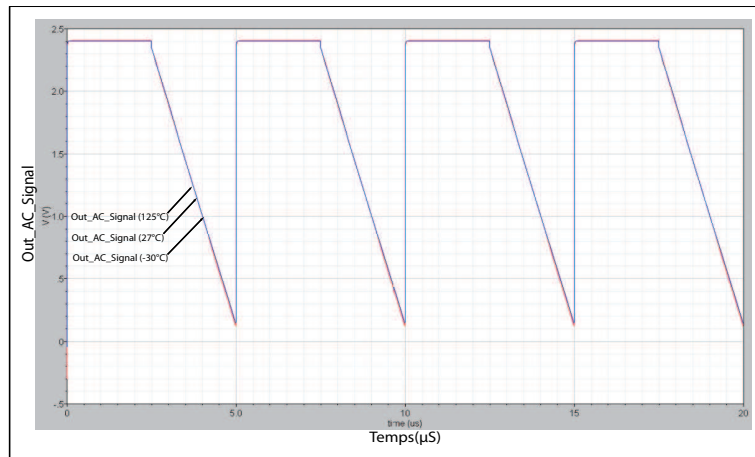
FIGURE 5.2 – Valeurs de V_{bulk} en fonction de la température

FIGURE 5.3 – Réponse transitoire du capteur après la compensation en température

En revanche, le problème avec cette tension est de contrôler chaque tension V_{bulk} du transistor reset. Cela est structurellement impossible dans une technologie comme la CMOS 0.35 μm d'AMS où tous les transistors NMOS ont leur bulk à la masse. Cela ne peut se faire qu'avec des technologies proposant du "triple well" et cela impactera la surface de pixel à cause de la distance à respecter entre chaque caisson. Pour ces raisons, une compensation via cette tension a dû être écartée.

Nous avons étudié les autres points d'entrées du circuit et la gamme des valeurs nécessaires pour obtenir une compensation en température de -30 à 125°C. Nous avons également étudié la linéarité de la relation entre ces valeurs de compensation et la température. La précision (meilleure compensation) obtenue avec chacune de ces tensions d'entrées possibles pour une compensation en température est présentée dans le tableau (5.1).

Du tableau (5.1), on a quatre entrées capables d'effectuer une compensation en température. Par ailleurs, on remarque que la tension d'entrée qui est la plus pratique en raison de sa réponse linéaire et sa précision pour effectuer une compensation en température est

Tensions	Vreset	Vdd-pixel	Vpol-N	Vpol-A2
Valeurs(V)	2.95 à 3.3	2.3 à 3.3	0.7 à 1.8	2.4 à 2.54
Linéarité	oui	non	non	non
Précision	+++++	+++	++	+

TABLE 5.1 – Comparaison entre les tensions de compensation

la tension Vreset. Cette entrée est la tension de grille du transistor reset qui se trouve dans le pixel. Les autres tensions montrées dans le tableau (5.1) présentent une non linéarité des valeurs de compensation et une précision moins bonne par rapport à la tension Vreset. Nous choisissons donc l'entrée Vreset pour notre compensation en température.

5.1.2 Système de compensation proposé

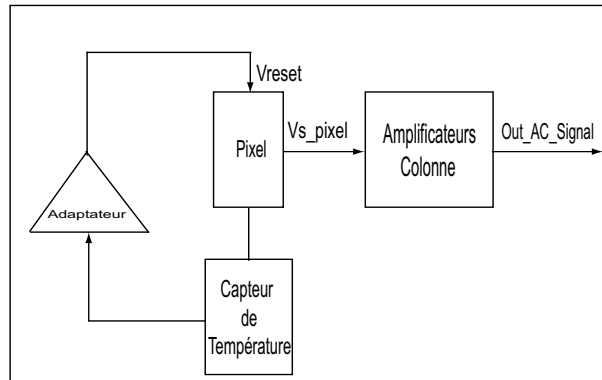


FIGURE 5.4 – Schéma diagramme du système de compensation

Le système de compensation présenté à la figure (5.4), est composé de :

Tout d'abord, d'un capteur de vision CMOS (pixel standard et amplificateur colonne) qui est le circuit à compenser en température.

Deuxièmement, d'un capteur de température utilisé pour détecter la température de la puce. Il est à noter que ce capteur de température est composé d'un pixel noir qui, grâce à la variation du courant d'obscurité, nous permettra d'avoir l'information sur la température du capteur (de -30 à 125°C).

Troisièmement, d'un adaptateur qui adapte, selon l'information reçues du capteur de température, la plage de valeurs de courant d'obscurité à la gamme des valeurs de tension d'entrée Vreset (figure (5.4)). Ce mécanisme de compensation nous permet de réguler la tension de sortie du capteur (Out-AC-Signal) à la température ambiante.

5.1.3 Résultats et discussions

Par la variation de la tension Vreset, une compensation de la variation en température de -30 à 125°C pour le capteur de vision CMOS standard est obtenue. Ces résultats sont présentés dans les deux figures (figure 5.5) et (figure 5.6).

La figure 5.5 montre les trois courbes transitoires de la tension de sortie du capteur (Out-AC-Signal) obtenues pour les valeurs de température -30°C , 27°C et 125°C . Nous obtenons quasiment la même courbe de la tension de sortie pour les trois valeurs de température.

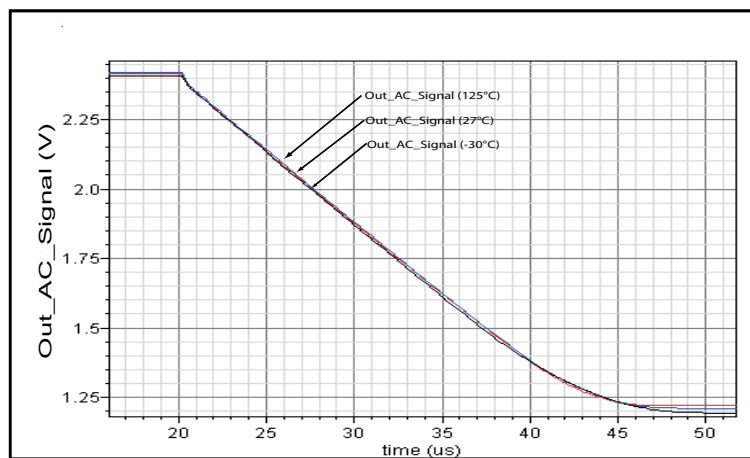


FIGURE 5.5 – Réponse transitoire du capteur après la compensation en température

La figure (5.6) montre les deux courbes de la tension de sortie du capteur (Out-AC-Signal) obtenues avec et sans système de compensation. On peut conclure clairement qu'après compensation en température, nous avons obtenu une réponse du capteur stable vis à vis de la température.

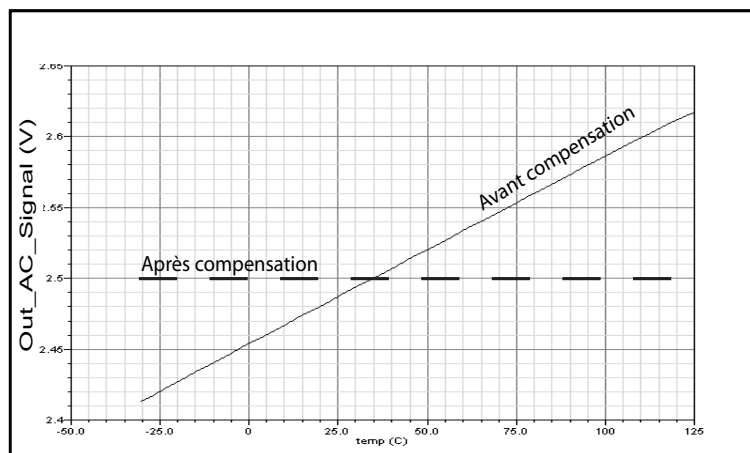


FIGURE 5.6 – Courbe compensée et non compensée de la tension Out-AC-Signal à $T = 20\mu\text{s}$ (figure (5.5))

Plus précisément, nous obtenons moins de 1mV de variation de la tension de sortie dans la plage de température de -30 à 125°C. Lorsque nous comparons entre les deux figures (figure (3.17)) et (figure (5.5)), on déduit que la variation de la tension de sortie du capteur dans la phase d'initialisation et d'intégration est réduite de 205mV et de 181mV respectivement, à moins de 1mV. Par conséquent, avec ce système de compensation, nous réduisons la variation de la tension de sortie en température de 98% de la variation totale. Le principal avantage de cette méthode est la conservation de toutes les caractéristiques du capteur comme la dynamique de fonctionnement (DR) et la surface du pixel.

5.2 Compensation en température en utilisant la méthode ZTC

Dans cette partie on présentera une deuxième méthode de compensation en température dédiée aux capteurs d'images CMOS à intégration.

La méthode de compensation proposée est inspirée, à la fois, de la technique de la tension de référence bandgap ainsi que des caractéristiques du courant I_{DS} en fonction de la température tel que le point de coefficient de température zéro (ZTC) du transistor MOS [25].

5.2.1 Application de la méthode ZTC au capteur standard

La solution proposée est montrée en figure (5.7). Cette méthode consiste en une source de courant externe I_{Comp} , permettant de contrôler la variation de la tension de sortie du capteur (Out-AC-Signal) avec la température comme le montre la figure (5.7).

La figure (5.8) présente les valeurs du courant I_{Comp} correspondantes aux différentes valeurs de température (allant de -30 jusqu'à 125°C) nécessaires pour réaliser une compensation en température du capteur standard. Cette compensation sera effectuée par le biais d'un système de compensation comme celui cité dans la première partie de ce chapitre sauf qu'au lieu que l'intervention soit au niveau du pixel elle sera au niveau du premier amplificateur de l'amplificateur colonne.

Les valeurs de I_{Comp} évoluent linéairement de 0 à $8\mu A$, ce qui facilitera la réalisation de la compensation. Grâce à ces valeurs du I_{Comp} présentées en figure (5.8), on trouve les mêmes résultats de compensation que la première méthode présentée précédemment dans ce chapitre. Cette méthode nécessite quand même tout un système de compensation.

Comme il a été évoqué auparavant dans le chapitre 4, [25] utilise les caractéristiques du courant I_{DS} en fonction de la température (le point ZTC) pour réaliser des tensions

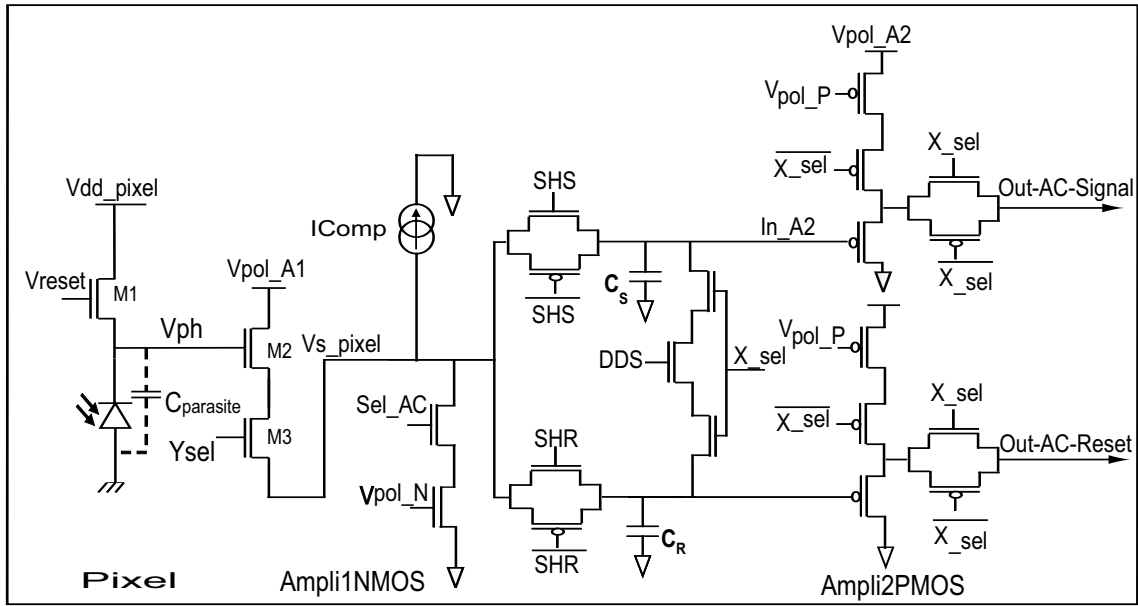


FIGURE 5.7 – Schéma du capteur standard (pixel 3T plus un amplificateur colonne) avec la compensation en courant I_{Comp}

de référence bandgap. En variant le courant, la dépendance en température de la tension de sortie change (voir chapitre 4). De ce fait, l'étude du comportement en température de la tension à la sortie du premier amplificateur pour différentes valeurs du courant I_{Comp} a été faite.

La figure (5.9) montre les tensions de sorties en fonction de la température correspondantes aux différentes valeurs du courant I_{Comp} .

Cette figure correspond à celle trouvée par [25] pour réaliser la tension et le courant de référence stable en température.

On constate de cette figure que la variation de la tension de sortie en fonction de la température est dépendante de la valeur du courant I_{Comp} . Pour de faibles valeurs du courant I_{Comp} , la tension augmente avec l'augmentation de la température. En revanche, elle diminue avec l'augmentation de la température pour les fortes valeurs. Par ailleurs, pour une certaine gamme de courant, cette tension de sortie est stable vis à vis de la température.

L'idée est d'obtenir une tension stable à la sortie du capteur. Cela pourra se faire grâce à I_{Comp} , autrement dit, avec le courant I_{Comp} on contrôle la dépendance de la tension de sortie du capteur (Out-AC-Signal) en fonction de la température.

Nous en déduisons, des simulations électriques, qu'un courant extérieur $I_{Comp} \approx 30\mu A$ est nécessaire en vue d'obtenir moins de 1mV de variation en température de la tension

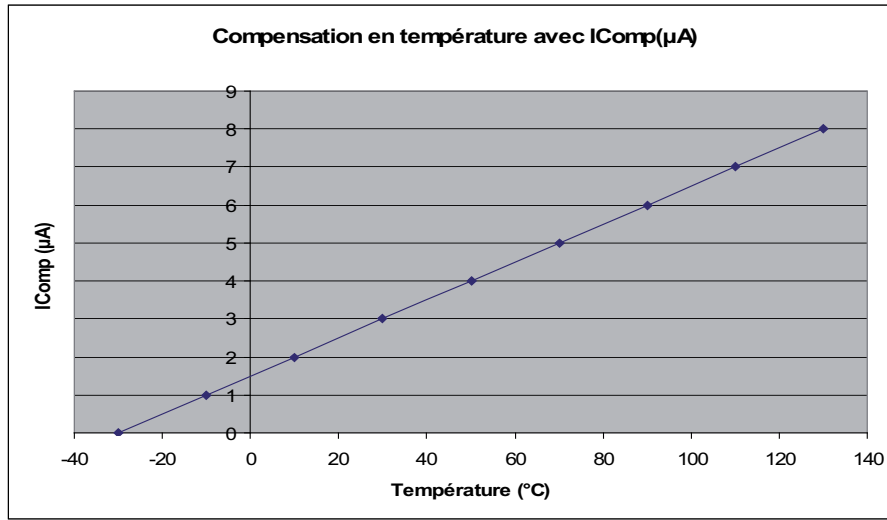


FIGURE 5.8 – Valeur du courant de compensation I_{Comp} correspondante pour chaque température

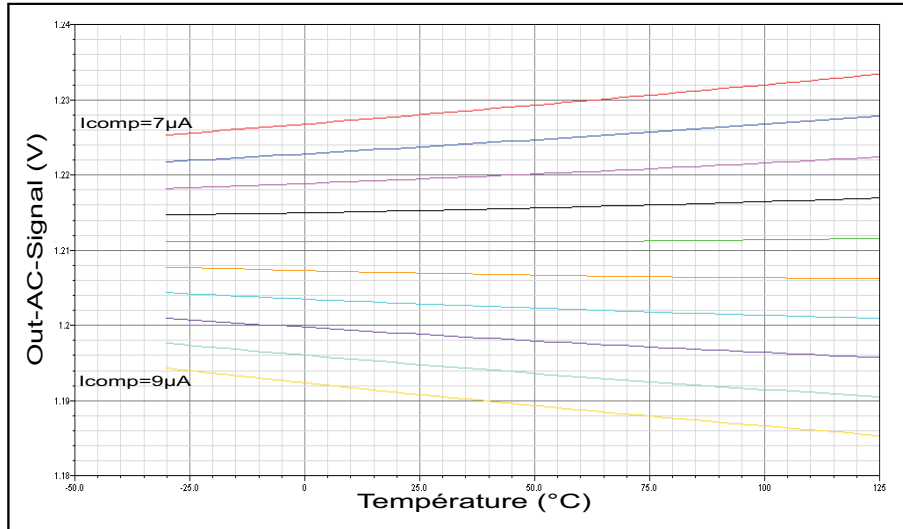


FIGURE 5.9 – Variation de la tension de sortie en fonction de la température pour différentes valeurs du courant I_{Comp}

de sortie du capteur. Avec cette méthode, on réduit d'environ 98% la variation en température de la tension de sortie du capteur.

En revanche, une grande valeur de I_{Comp} est incompatible avec la consommation d'énergie globale de l'amplificateur colonne qui est d'environ $60\mu A$. Dans ce cas, nous augmentons la consommation électrique du capteur d'environ 48% de la consommation totale. Par conséquent, il est impératif de réduire la valeur de I_{Comp} . Afin de réduire cette valeur de I_{Comp} , nous utilisons le point ZTC du transistor de reset du pixel. Pour cela nous avons besoin de $V_{dd} - pixel = 2.0V$, au lieu de $3.3V$. Nous réduisons ainsi à moins de $1mV$ la variation en température de la tension à la sortie du pixel (V_{ph}) (figure (5.7)). Nous réduisons ensuite de 96% la variation de la tension de sortie du premier amplificateur avec la température. En conséquence, il nous faut maintenant juste un courant extérieur

$I_{Comp} = 5\mu A$ au lieu de $30\mu A$ pour compenser la totalité du circuit. L'augmentation de la consommation électrique du capteur passe ainsi de 48% à seulement 8% de la consommation totale avant la compensation.

5.2.2 Résultats et discussions

Grâce à l'application de cette méthode de ZTC au capteur standard, la tension de sortie du capteur d'images CMOS standard, a une bonne compensation en température entre -30 à $125^\circ C$, ces résultats sont présentés en figure (5.10) et (5.11).

La figure (5.10) montre les trois courbes transitoires de la tension de sortie du capteur (Out-AC-Signal) obtenues avec les différentes valeurs de température $-30^\circ C$, $27^\circ C$ et $125^\circ C$. Selon ces résultats, nous obtenons des courbes très similaires de la tension de sortie pour ces valeurs extrêmes de la température.

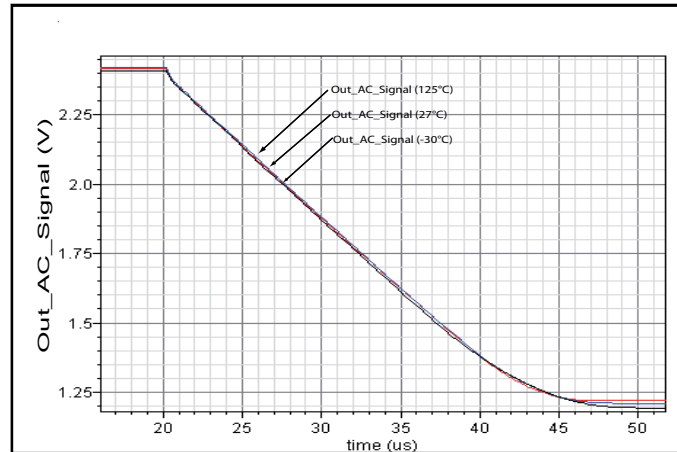


FIGURE 5.10 – Réponse du capteur stable dans la plage de température (de -30 à $125^\circ C$)

La figure (5.11) montre les deux courbes de la réponse du capteur (Out-AC-Signal) obtenues avant et après la compensation.

Nous obtenons moins de 1mV de variation de la tension de sortie dans la gamme de température de -30 à $125^\circ C$. Lorsque nous comparons entre la figure (1.4) et la figure (5.10). Nous déduisons que nous avons réduit la variation de la tension de sortie du capteur dans la phase d'initialisation et la phase d'intégration de 205mV et 181mV respectivement, à moins de 1mV. Par conséquent, avec cette méthode de compensation, nous réduisons l'effet de la température sur la tension de sortie d'environ 98% de la variation totale.

Le contrôle de ce courant I_{Comp} pourra se faire grâce à un courant de référence band-gap, qui pourra nous fournir le courant nécessaire invariant vis à vis des variations de la

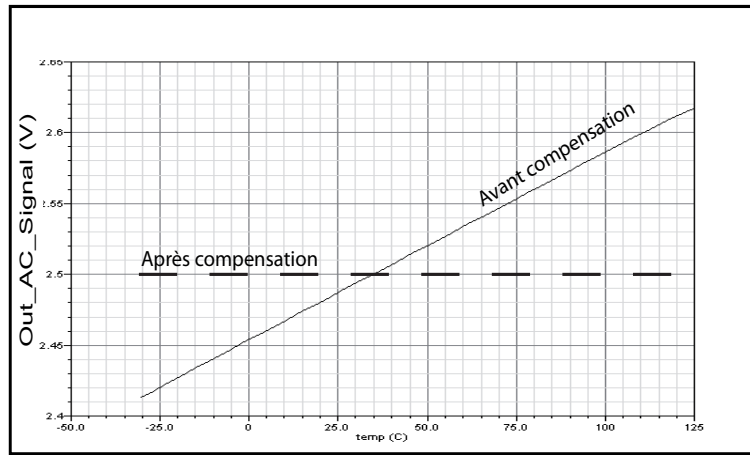


FIGURE 5.11 – Courbes de la tension compensée et non compensée (Out-AC-Signal) à $T = 20\mu s$ (figure (5.10))

température.

5.3 Prototype d'implémentation

Les méthodes présentées ont été implémentées dans le circuit présenté en figure (5.13). La technologie de fabrication est celle de AMS $0.35\mu m$. Le circuit a été fabriqué également par le fondeur austriamicrosystèmes.

5.3.1 Architecture de la matrice

Les méthodes sont intégrées dans un capteur à intégration destiné à la validation et aux tests de nombreuses méthodes. Il est constitué d'un capteur principal et de plusieurs blocs de test. Le capteur principal comprend une matrice de 128 colonnes et 128 lignes.

Cette matrice est composée de pixels à trois transistors comme présenté à la figure (2.12).

La figure (5.12) présente le pixel noir de référence qui est composé d'un pixel normal avec une couche de métal au dessus pour empêcher la lumière d'atteindre la photodiode afin de n'avoir que le courant d'obscurité.

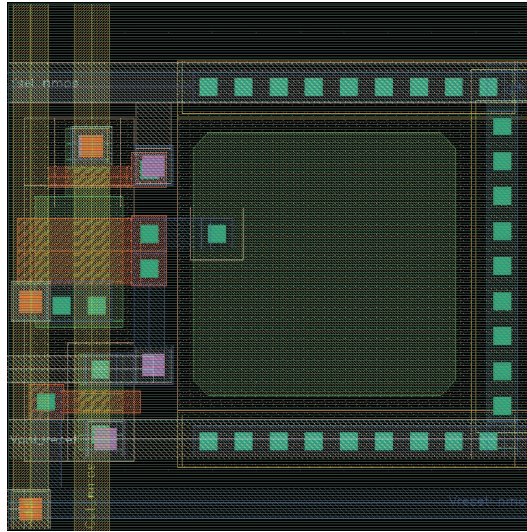


FIGURE 5.12 – Le layout du pixel noir utilisé comme capteur de température

5.3.2 Décodeur Vreset

L'adaptation aux variations de température se fait notamment en modifiant la tension de grille du transistor de reset des pixels. Dans ce circuit, un décodeur dédié permettra d'appliquer la tension analogique désirée ($V_{rst-mat}$) sur les grilles des transistors de reset, tout en permettant de déclencher l'intégration des pixels.

La prise en compte de la variation de la température exige notamment de pouvoir ajuster la tension appliquée sur les grilles des transistors de reset. Il a été décidé que cette tension sera la même pour tous les transistors de la matrice.

D'un point de vue du bloc numérique, pour pouvoir démarrer la phase d'intégration (mais une seule ligne sera active en même temps), le bloc recevra en entrée l'adresse de la ligne de transistors reset que l'on désire activer et passera à l'état haut la sortie correspondante.

Le schéma du circuit final est présenté en figure (5.13).

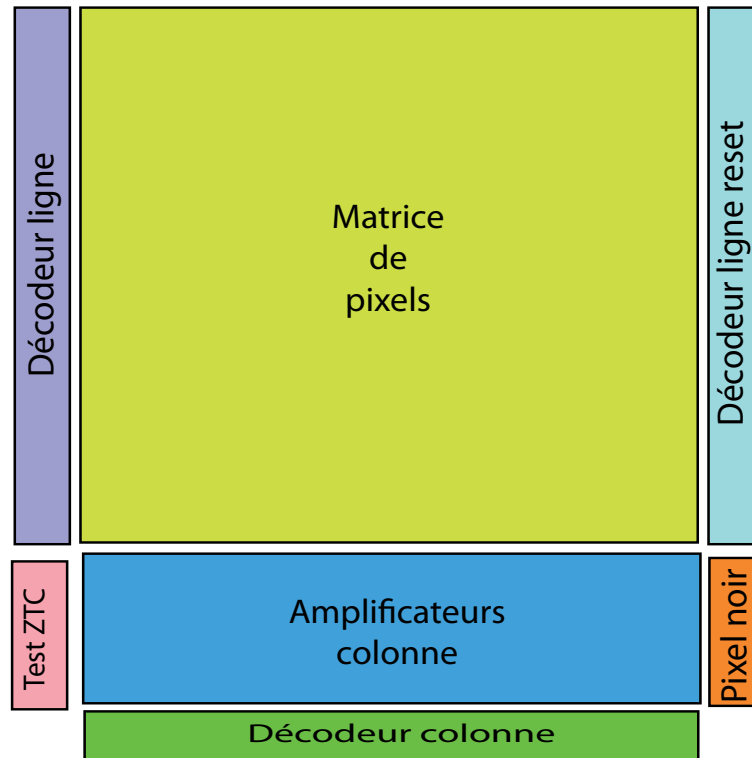


FIGURE 5.13 – Layout du circuit complet du capteur à intégration compensée en température

5.4 Conclusions générales

Dans ce chapitre, deux méthodes de compensation en température dédiées aux capteurs d'images CMOS à intégration ont été présentées. La première est basée sur un système de compensation en température en modulant la tension de grille du transistor reset du pixel.

La deuxième utilise la méthode du point ZTC et compense la variation de la température via un générateur de courant ajouté dans l'amplificateur colonne et une polarisation spécifique du transistor de reset.

Ensuite, on a détaillé l'application de ces deux méthodes pour les capteurs standard ainsi que les résultats obtenus. On a vu que grâce à ces méthodes, on a réduit l'effet de la température sur le capteur standard et nous obtenons une bonne stabilité en température de la réponse du capteur. L'avantage de ces méthodes est la faible consommation ainsi que la facilité de réalisation. En outre, on conserve les caractéristiques de la réponse du capteur ainsi que les mêmes dimensions de pixel. Finalement, on a présenté le circuit d'implémentation des deux méthodes ainsi que les différentes parties composant ce circuit.

Dans le chapitre suivant, on présentera deux méthodes de compensation en température dédiée au deuxième type de capteurs d'images CMOS qu'est le capteur logarithmique ou à fonctionnement continu.

Chapitre 6

Compensation en température du capteur logarithmique typique

Sommaire

6.1	Application de la méthode de bandgap au capteur logarithmique . . .	110
6.1.1	Architecture	110
6.1.2	Résultats et discussions	112
6.2	Compensation pour toute la gamme de luminosité	114
6.2.1	Architecture	114
6.2.2	Résultats et discussions	117
6.3	Conclusions	120
6.4	Compensation du capteur double compresseur logarithmique	120
6.4.1	Architecture	120
6.4.2	Résultats et discussions	123
6.4.3	Conclusions	124
6.5	Circuit d'implémentation	125
6.5.1	Architecture de la matrice	125
6.5.2	Les amplificateurs colonnes	125
6.6	Conclusions générales	127

Introduction

Les capteurs d'images CMOS sont divisés en deux types d'imageurs : les capteurs à intégration ou standard et les capteurs logarithmiques ou à fonctionnement continu. Les capteurs logarithmiques sont composés d'une photodiode et de trois ou quatre transistors PMOS [58] et [46]. Ces capteurs ont l'avantage d'offrir une grande dynamique de fonctionnement (DR) d'entrée, d'environ 120dB [58] et [46]. Cette grande dynamique est nécessaire dans de nombreuses applications industrielles, par exemple, dans la sécurité automobile ou à la surveillance qui exige une grande dynamique afin de détecter, à la fois,

des détails dans des zones de scène à hautes luminosités et des plus sombres. Ces capteurs on les appelle aussi des capteurs à fonctionnement continu à cause de leur courbe de fonctionnement continue (ces capteurs fournissent une tension de sortie logarithmiquement dépendante de la valeur du photo courant I_{ph} [46]).

Comme il a été évoqué dans le chapitre 2, deux types de ces capteurs ont été étudiés dans le groupe CIS : le logarithmique typique et le double compresseur logarithmique. L'objectif de ce dernier est de doubler la dynamique de sortie en tension, dans le but d'avoir une meilleure précision pour le convertisseur analogique numérique.

Dans ce chapitre, on présentera deux méthodes de compensation en température. La première est dédiée au capteur logarithmique typique et la deuxième est dédiée au double compresseur logarithmique.

La compensation du capteur logarithmique typique est divisée en deux sous méthodes, dans la première, la compensation sera présentée pour une seule luminosité donnée, la deuxième méthode sera élargie pour toute la gamme de luminosité du courant photonique en utilisant un pixel plus complexe, donc plus gros.

Les deux méthodes proposées pour les deux types de capteur logarithmique, sont inspirées du principe de fonctionnement des tensions de référence bandgap qui a été détaillée également dans le chapitre 4.

6.1 Application de la méthode de bandgap au capteur logarithmique

La première méthode de compensation pour le capteur logarithmique typique utilise des circuits simples situés dans l'amplificateur colonne. Comme c'est le cas dans les tensions de références bandgaps, les circuits de compensation génèrent deux tensions V_{PTAT1} et V_{PTAT2} afin de compenser les variations de température de la tension de sortie du signal du capteur (Out-AC-Signal) que nous appelons V_{CTAT1} et la tension de sortie de référence (V_{Ref-ph}) (permettant la compensation FPN) que nous appelons V_{CTAT2} .

6.1.1 Architecture

Notre méthode de compensation en température est inspirée de la technique de la tension de référence bandgap. Avec cette méthode, on compense la variation en température de la tension de sortie du capteur d'images CMOS logarithmique V_{CTAT} via une tension V_{PTAT} qui est générée par un circuit dédié (figure (6.1)).

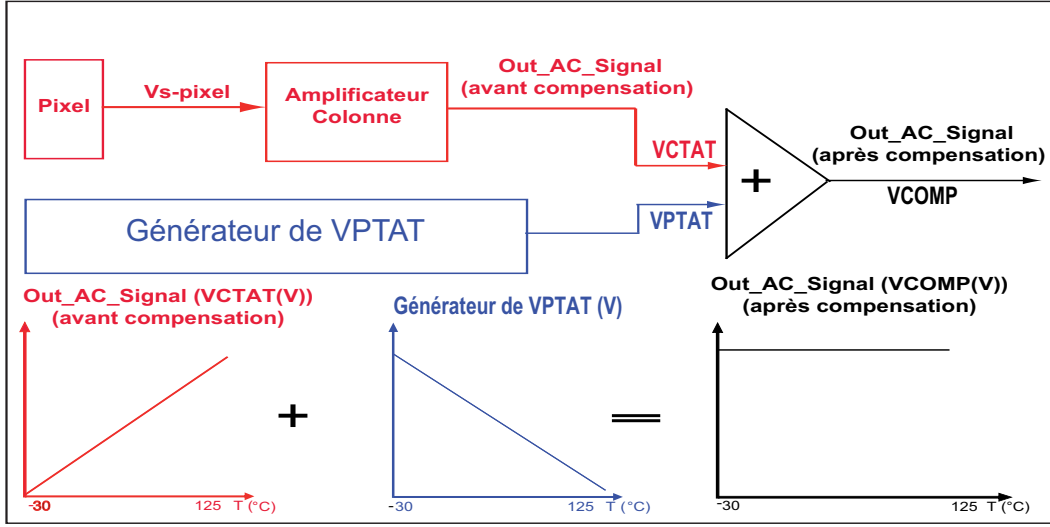


FIGURE 6.1 – Principe de fonctionnement de la méthode de compensation

A noter que la tension compensée V_{COMP} pourrait être écrite sous la forme présentée en équations (6.1) comme indiqué également en figure (6.1). Le principe de fonctionnement de cette compensation est également représenté sur cette figure.

$$V_{COMP} = V_{CTAT} + V_{PTAT} \quad (6.1)$$

Nous précisons que, la même méthode est appliquée pour la tension de référence du capteur V_{Ref-ph} . Comme indiqué ci-dessus, la variation en température de la tension Out-AC-Signal et V_{Ref-ph} n'est pas la même, c'est pour cette raison que nous sommes dans l'obligation d'utiliser deux circuits générateurs de V_{PTAT} (figure 6.2). Pour être clair, nous pouvons renommer la tension Out-AC-Signal en V_{CTAT1} et V_{Ref-ph} en V_{CTAT2} ainsi que leurs tensions de compensation V_{PTAT1} et V_{PTAT2} respectivement. Le schéma transistor du circuit global est présenté en figure (6.2).

La difficulté de cette compensation est d'obtenir des tensions de sortie insensibles aux variations de température sans changer le fonctionnement du capteur. Par conséquent, les deux circuits représentés en figure (6.2) sont utilisés. Le choix de ces deux circuits, très simples, est fait de manière à fournir deux tensions V_{PTAT1} et V_{PTAT2} qui ont une dérive en température égale mais opposée aux deux tensions de sortie V_{CTAT1} et V_{CTAT2} respectivement.

L'avantage de cette méthode est que le pixel n'est pas impacté en surface et qu'elle utilise seulement deux circuits, dans l'amplificateur colonne, générant V_{PTAT1} et V_{PTAT2} afin de réaliser cette compensation pour l'ensemble des tensions de sortie de tous les pixels du capteur. Des additionneurs analogiques sont placés à proximité des amplificateurs colonne pour recevoir les tensions : Out-AC-Signal et V_{Ref-ph} , via le décodeur colonne ainsi

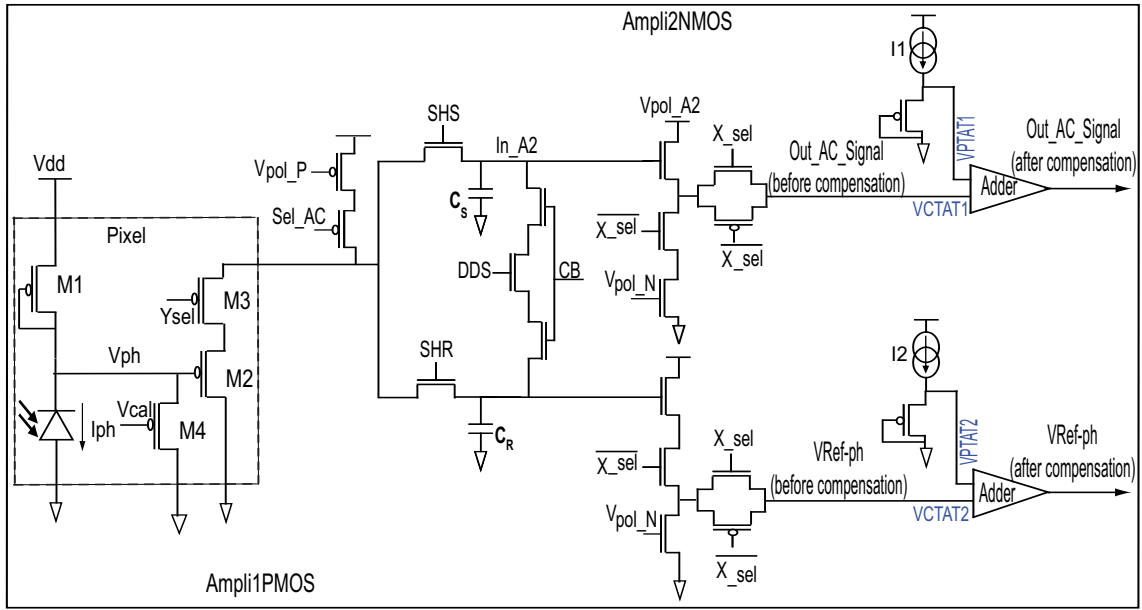


FIGURE 6.2 – Schéma transistor du circuit global de compensation

que V_{PTAT1} et V_{PTAT2} via les deux circuits de générateur de V_{PTAT} . Le schéma final global est représenté en figure (6.3).

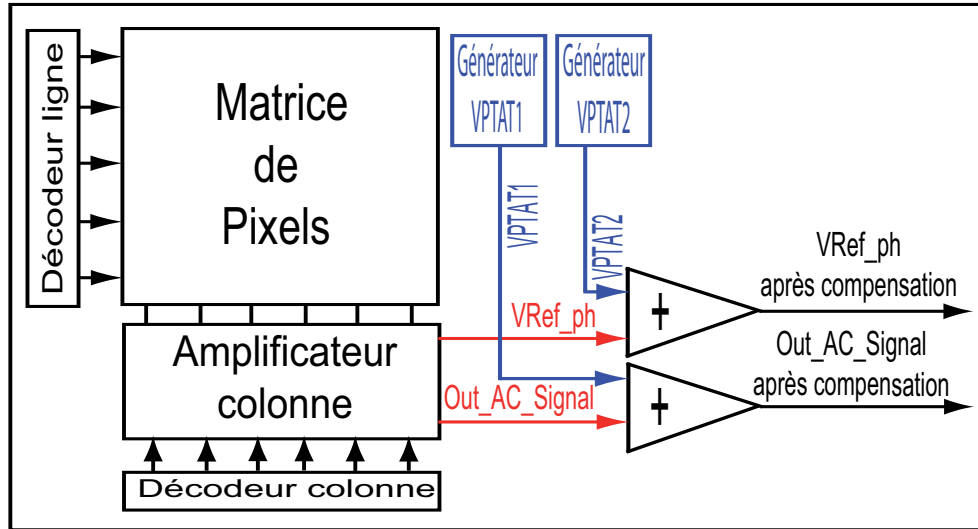


FIGURE 6.3 – Diagramme fonctionnel final global du circuit compensé en température

6.1.2 Résultats et discussions

En appliquant cette méthode, nous avons réussi à obtenir une compensation en température de -30 à 125°C pour le capteur logarithmique comme le montre les figures (6.4) et (6.5).

La figure (6.4) montre les trois courbes de la tension de sortie du capteur (Out-AC-Signal) obtenues pour les différentes valeurs de température -30°C , 47°C et 125°C avant et

après la compensation. Les courbes correspondantes de V_{PTAT1} sont également présentées. En regardant ces résultats on constate qu'après la compensation nous avons obtenu des courbes de la tension de sortie du capteur similaires dans la gamme de température choisie.

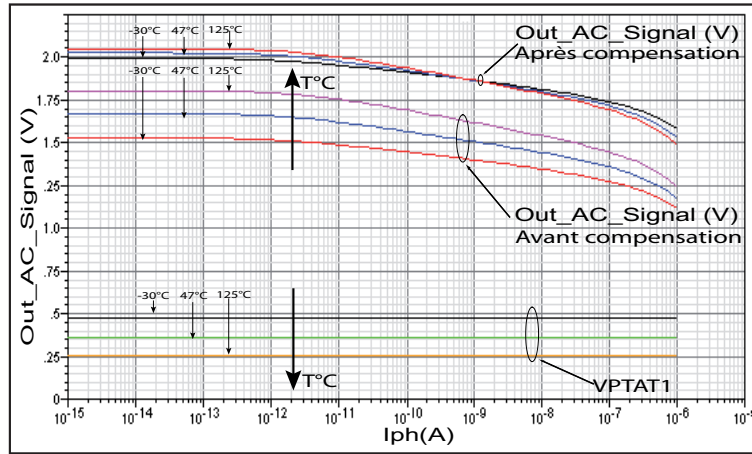


FIGURE 6.4 – La réponse de capteur avant et après la compensation avec la tension V_{PTAT1}

Nous constatons un décalage de la courbe de tension de sortie de 500mV vers le haut. Ce changement ne change rien dans le fonctionnement du capteur vu que nous conservons toujours les caractéristiques de fonctionnement de ce dernier.

La figure (6.5) montre les deux courbes de la tension de sortie du capteur Out-AC-Signal obtenues avec et sans compensation optimisé pour $I_{ph} = 1nA$ (le choix de cette valeur correspond au milieu de la gamme de luminosité minimisant ainsi la variation des autres luminosités). Nous concluons clairement qu'après compensation la courbe de tension de sortie reste insensible aux variations de température.

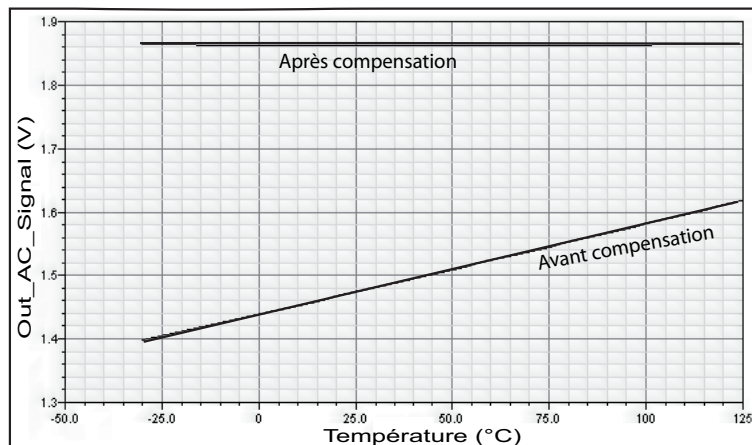


FIGURE 6.5 – La courbe de la tension de sortie compensée et non compensée pour $I_{ph}=1nA$ (figure 6.4)

Cela se traduit par une variation de moins de 1mV de la tension de sortie de -30 à 125°C pour $I_{ph} = 1nA$, au lieu de 200mV. Cependant, lorsque nous nous éloignons de cette valeur, nous compensons moins bien en température qu'en $I_{ph} = 1nA$. En dépit des variations de pente, la compensation reste bénéfique et nous obtenons moins de 16mV de variation de 45 à 125°C au lieu de 110mV. Et moins de 25mV à partir de 45 à -30°C au lieu de 165mV pour $I_{ph} = 1pA$. En conclusion, la variation de la tension de sortie du capteur est réduite au maximum de 96% et au minimum de 78% (figure (6.6)). Noter que ces valeurs obtenues ci-dessus concerne la différence entre les deux tensions de sortie Out-AC-Signal et V_{Ref-ph} (soit après compensation du FPN) lorsque la température varie de -30 à 125°C.

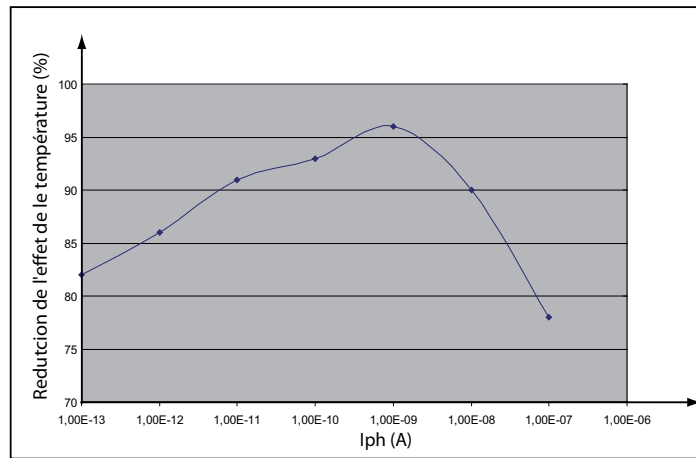


FIGURE 6.6 – Réduction de l'effet de la température sur la tension de sortie du capteur (Out-AC-Signal)

Par conséquent, avec cette méthode nous obtenons une réponse de capteur beaucoup moins sensible aux variations de température. L'avantage principal de cette méthode est qu'elle conserve toutes les caractéristiques du capteur logarithmique, comme la dynamique de fonctionnement, la surface du pixel et une valeur raisonnable du FPN de l'ordre de $\approx 3.8\%$.

6.2 Compensation pour toute la gamme de luminosité

6.2.1 Architecture

Le principe de fonctionnement de la méthode proposée dans cette deuxième partie est le même que celui de la première méthode dans le sens où on applique toujours le principe des tensions de références bandgap. Sauf que cette méthode fonctionne pour toute la gamme de luminosité. Cela se passe en trois modifications : Utiliser le pixel double compresseur logarithmique (M1 et M2) pour générer une dynamique de sortie en tension deux fois plus grande que celle du pixel typique. Ensuite, copier le courant photonique I_{ph} (M1 et M5) pour pouvoir avoir une réponse de V_{PTAT} fonction de I_{ph} . Puis ajouter une

branche de l'amplificateur colonne pour avoir une variation en température égale à celle de la sortie du capteur à compenser en occurrence Out-AC-Signal.

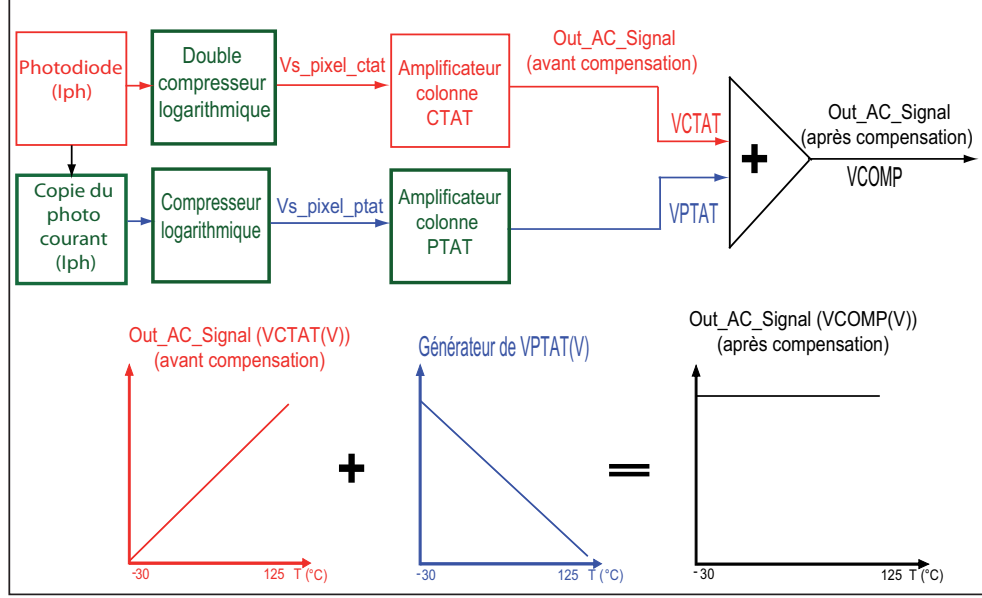


FIGURE 6.7 – Principe de fonctionnement de la méthode de compensation

Le principe de fonctionnement de cette méthode est représenté sur la figure (6.7).

En effet, tel que présenté précédemment, la variation en température de la réponse du capteur V_{CTAT} est très différente d'un photo courant à un autre. Par conséquent, afin d'obtenir une meilleure compensation nous devons avoir une tension V_{PTAT} dépendante de la variation de température mais aussi du courant photo généré comme c'est le cas pour la réponse du capteur V_{CTAT} . La solution est de prendre en compte la valeur du photo courant dans le circuit de génération de la tension V_{PTAT} , via les deux transistors PMOS M1 et M5 (figure 6.8) qui se retrouve dans le pixel. Ces deux transistors permettent de copier la valeur du courant photonique (I_{ph}). L'équation obtenue avec cette structure est la suivante (6.2) :

$$V_{SM6} = (n - 1)V_{dd} + nU_t \ln \left(\frac{I_{ph}}{I_0} \right) \quad (6.2)$$

Ainsi illustré dans la figure (6.7), dans cette deuxième méthode, on utilisera le deuxième type de capteur logarithmique c'est à dire le double compresseur logarithmique. Ce dernier comme expliqué au chapitre 2 (section 1.3.2) permet d'obtenir l'équation de la tension de sa sortie sous la forme suivante :

$$V_{ph} = V_{G2} = V_{dd} - n(1 + n)U_t \ln \left(\frac{I_{DS}}{I_{D0}} \right) \quad (6.3)$$

Afin d'obtenir une bonne compensation en température, il est nécessaire d'avoir la même variation en température mais opposée entre les deux tensions V_{CTAT1} et V_{PTAT1} .

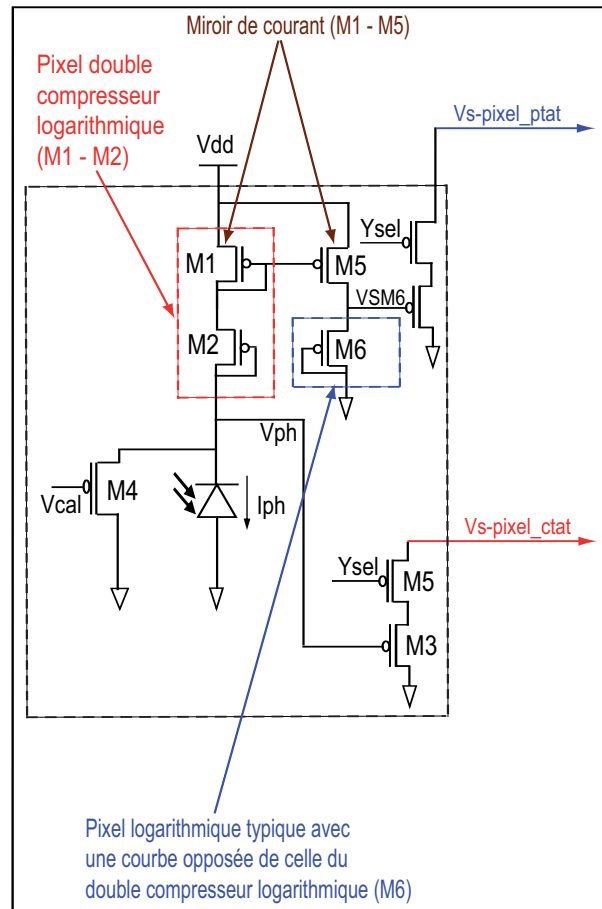


FIGURE 6.8 – Architecture du pixel à double compresseur logarithmique utilisé pour la compensation en température

L'équation (6.2) offre une sensibilité en température opposée en fonction de la sortie du pixel logarithmique. De ce fait la même architecture du système de lecture du capteur (pixel dont amplificateur suiveur et amplificateur colonne) peut être utilisé (figure (6.9)).

L'utilisation de pixel double compresseur logarithmique pour V_{CTAT1} est dans le but d'obtenir à la fin la réponse du capteur logarithmique typique. Car à la fin cette tension de sortie du double compresseur logarithmique V_{CTAT1} sera additionnée à la tension qui a une fois la dynamique de sortie en tension V_{PTAT1} réagissant dans le sens contraire de celle du double compresseur logarithmique (figure (6.9)).

Comme indiqué précédemment, la tension V_{Ref-ph} ne dépend pas du courant photovoltaïque, il n'est donc pas nécessaire de prendre en compte le photo courant dans le circuit générateur de V_{PTAT2} . Le circuit générateur de V_{PTAT2} est présenté dans la figure (6.9) où le schéma transistor du circuit global est également détaillé.

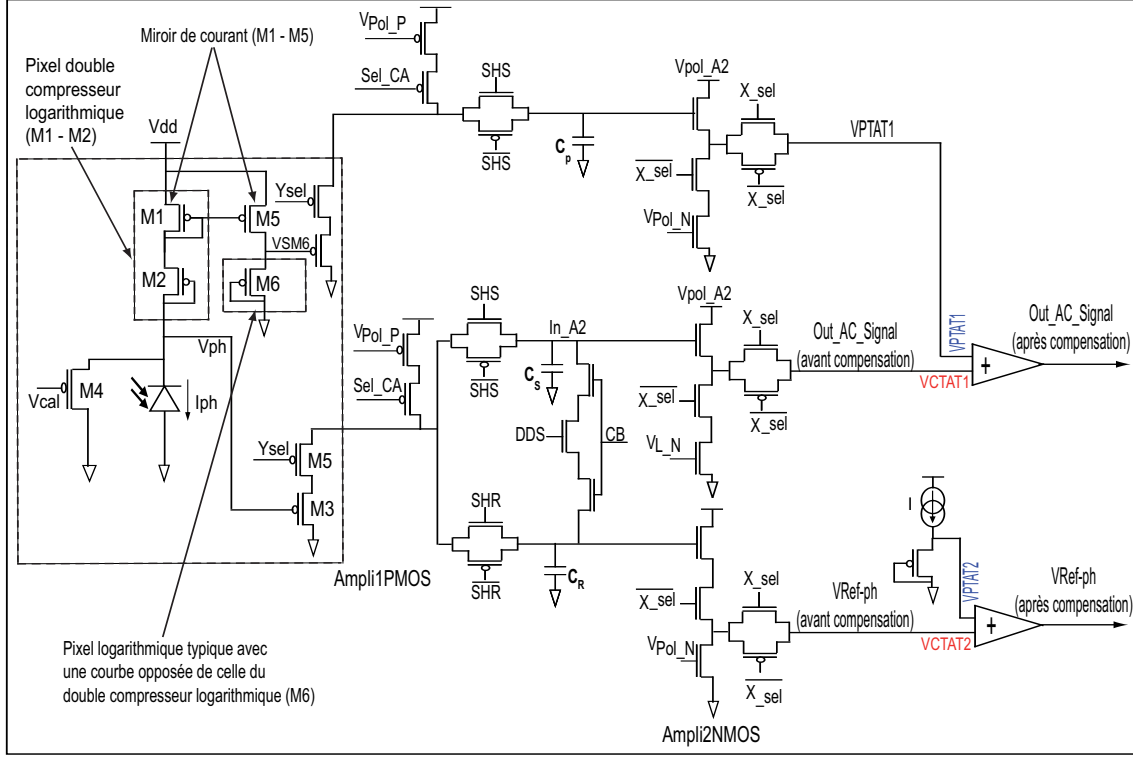


FIGURE 6.9 – Le schéma transistor du capteur logarithmique compensé en température

A la fin, on additionne les deux tensions V_{CTAT1} et V_{PTAT1} et on obtient une tension du signal de sortie qui a une fois la dynamique de fonctionnement de sortie la même que celle du pixel logarithmique typique (l'équation (6.4)) (figure (6.11)).

$$V_{ph} + V_{SM6} = n \left[V_{dd} - nU_t \ln \left(\frac{I_{ph}}{I_0} \right) \right] \quad (6.4)$$

Avec :

$$V_{SM6} = (n - 1)V_{dd} + nU_t \ln \left(\frac{I_{ph}}{I_0} \right) \quad (6.5)$$

Le diagramme final est représenté en figure (6.10).

6.2.2 Résultats et discussions

En utilisant cette méthode, nous parvenons à avoir une bonne compensation en température de -30 à 125°C pour le capteur de vision CMOS logarithmique (figures (6.11) et (6.12)).

Figure (6.11) (a) montre les trois courbes de la tension de sortie du capteur (Out-AC-Signal) obtenues avec les valeurs de température -30°C , 47°C et 125°C avant et après compensation, la courbe correspondante de V_{PTAT1} est également indiquée. En examinant ces résultats, nous avons obtenu après compensation, des tensions de sortie très proches

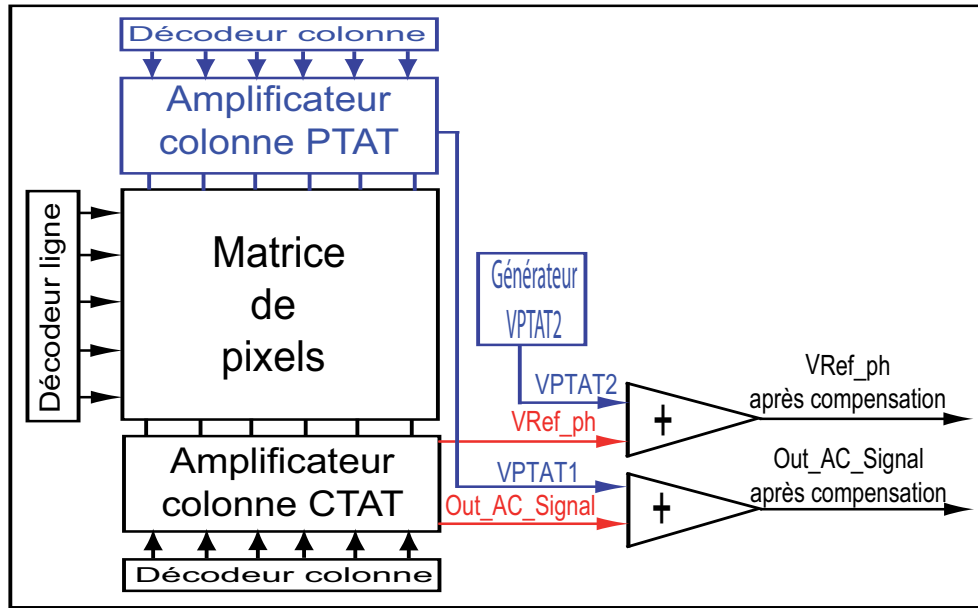
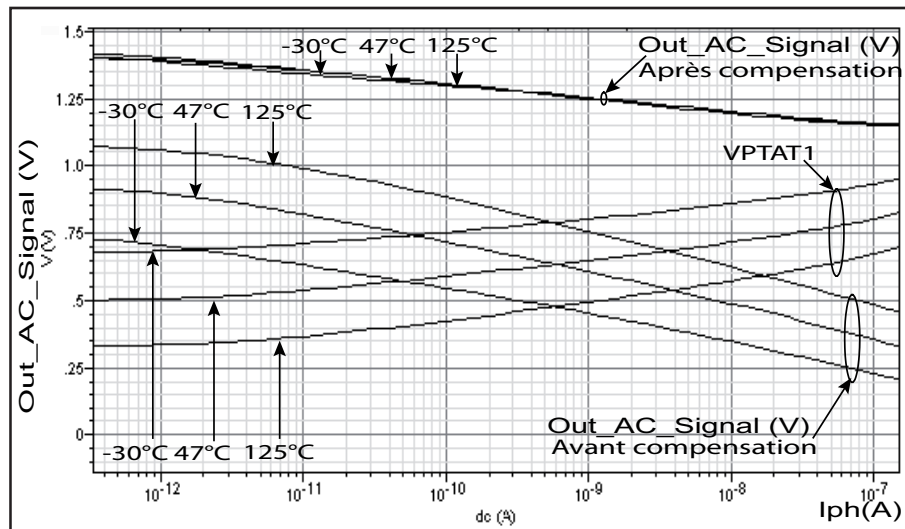


FIGURE 6.10 – Diagramme fonctionnel du circuit global compensé en température

dans la plage de température de -30 à 125°C .

FIGURE 6.11 – La réponse du capteur avant et après la compensation avec la tension V_{PTAT1}

En outre, nous conservons les caractéristiques de la réponse du capteur logarithmique typique comme la dynamique d'entrée ($\approx 120\text{dB}$) et la dynamique de sortie en tension ($\approx 310\text{mV}$).

La figure (6.12) montre les deux courbes de la variation en température de la tension de sortie du capteur (Out-AC-Signal) avant et après la compensation. On constate clairement qu'après la compensation de la variation en température, la variation de la tension de sortie du capteur (Out-AC-Signal) est fortement réduite. Nous obtenons moins de 2mV

de variation de la tension de sortie de -30 à 125°C pour $I_{ph} = 1\text{nA}$ au lieu de 260mV avant la compensation (figure (6.12)). D'autre part, nous obtenons une variation en température maximale inférieure à 10mV pour le reste des valeurs du photocourant, mis à part pour les deux valeurs 100fA et 1pA où on a environ 25mV de variation. Nous avons réduit la variation en température de la tension de sortie du capteur d'au moins 90% et d'au plus 98% pour toutes les valeurs photo courant (figure (6.12)).

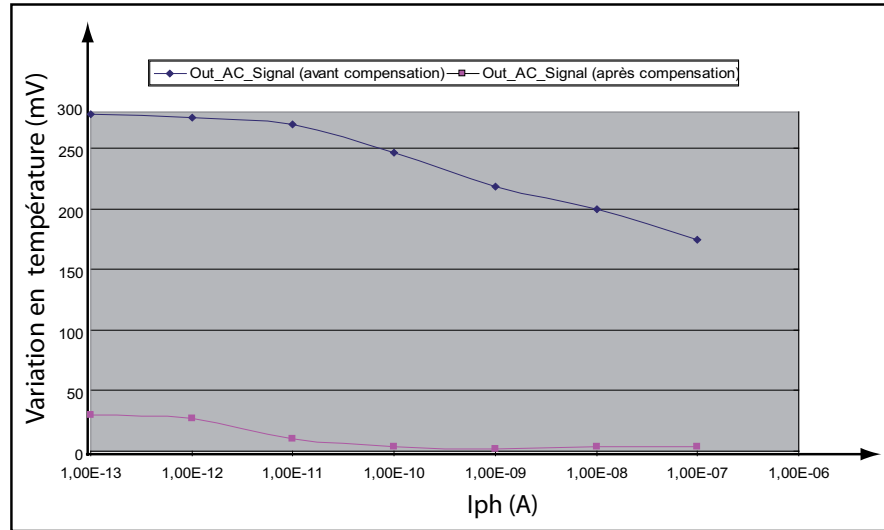


FIGURE 6.12 – Variation en température de la tension de sortie (Out-AC-Signal) avant et après compensation

À la sortie du capteur, la tension de référence V_{Ref-ph} est fortement compensée d'environ 98% . La raison de cette forte compensation revient à la non dépendance de la tension de référence V_{Ref-ph} du courant photo généré (I_{ph}).

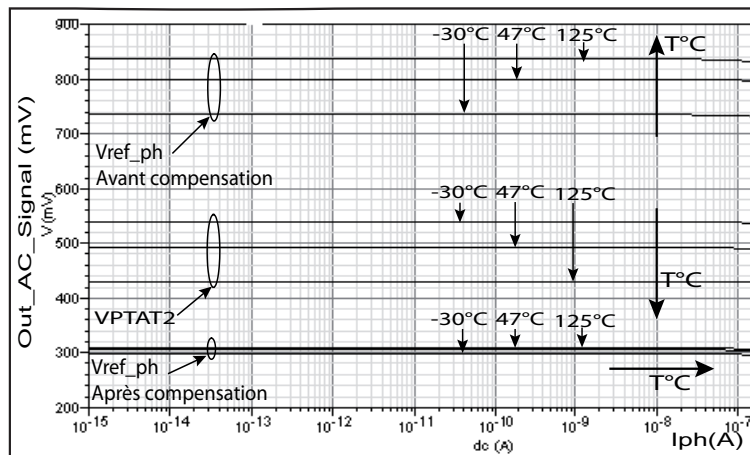


FIGURE 6.13 – La courbe de la tension de référence V_{Ref-ph} compensée et celle non compensée ainsi que celle de V_{PTAT2}

Cette méthode a été implémentée dans un circuit, présenté à la fin de ce chapitre en figure (6.21) et (6.20), en technologie CMOS AMS $0.35\mu m$ et a été fabriqué par le fondeur austriamicrosystems.

6.3 Conclusions

Dans ce chapitre, deux méthodes de compensation en température dédiées au capteur d'images CMOS logarithmique ont été présentées. Dans la première méthode, la compensation est optimisée pour une luminosité centrée sur la dynamique, mais dès qu'on s'éloigne de cette luminosité, on compense moins bien. Par contre, dans la deuxième la compensation est dépendante de la luminosité. On a utilisé dans cette méthode un pixel à double compresseur logarithmique incluant un miroir de courant qui permet de prendre en compte la luminosité pour faire la compensation. Grâce à cette méthode une bonne compensation en température est obtenue pour toute la gamme de luminosité.

6.4 Compensation du capteur double compresseur logarithmique

Étant donné que le capteur double compresseur logarithmique est également perturbé par les variations de la température comme le reste des différents capteurs évoqués précédemment, nous présentons, dans cette partie, une méthode de compensation en température consacrée à ce type de capteur. Nous utilisons également, dans cette méthode, le principe de fonctionnement de la tension de référence bandgap. Cette méthode de compensation est adaptée pour toutes les valeurs du courant photonique. Le circuit de compensation proposé génère les deux tensions V_{PTAT1} et V_{PTAT2} afin de compenser les variations en température de la tension du signal du capteur (Out-AC-Signal) que nous appelons V_{CTAT1} et de la tension de référence (V_{Ref-ph}) que nous appelons V_{CTAT2} .

6.4.1 Architecture

Le principe de fonctionnement de cette méthode est représenté dans la figure (6.14).

Toutefois, tel que présenté précédemment, la variation en température de la réponse du capteur V_{CTAT} est très différente d'un photo courant à un autre. Ainsi, pour obtenir une forte compensation en température pour toute la gamme de luminosité, nous devons avoir un circuit générateur de la tension V_{PTAT} dépendant, à la fois, des variations de température mais aussi du courant photonique comme c'est le cas pour la réponse du capteur V_{CTAT} . Ici, la solution est de prendre en compte la valeur du photo courant dans le circuit générateur de tension V_{PTAT} , par l'intermédiaire de l'introduction de la tension de réponse du capteur (Out-AC-Signal) dans le circuit générateur de tension V_{PTAT} (figure

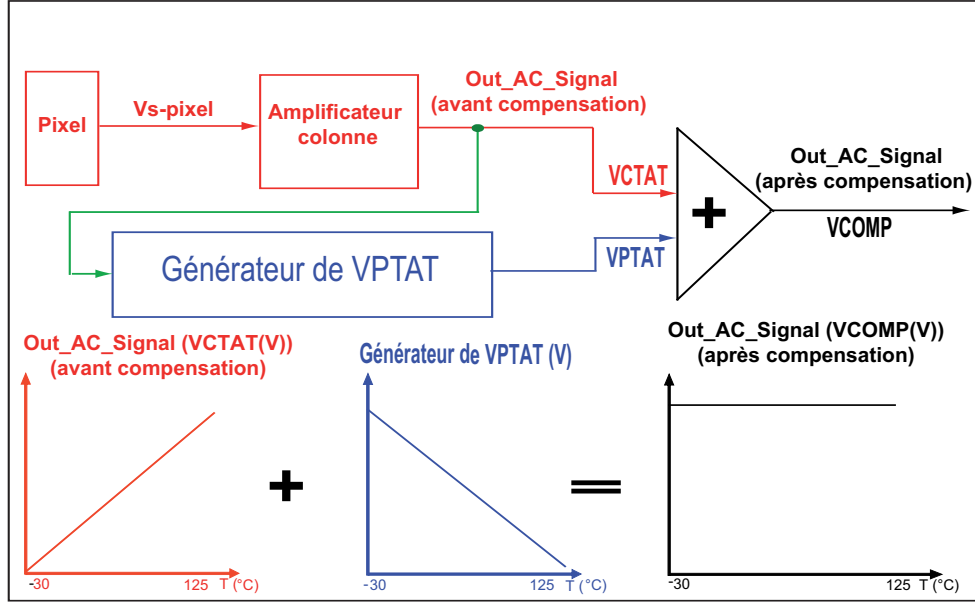


FIGURE 6.14 – Diagramme de la méthode de compensation proposée

(6.14) et figure (6.15)).

Etant donnée que la tension de sortie de la réponse du capteur double compresseur logarithmique est dépendante du courant photo généré I_{ph} , on obtient une tension V_{PTAT} également dépendante du courant de la photonique I_{ph} .

Afin d'obtenir une bonne compensation en température, il est nécessaire d'avoir la même dérive en température, mais dans un sens contraire pour ici V_{CTAT1} et V_{PTAT1} .

Comme indiqué dans le chapitre 3, les deux tensions Out-AC-Signal et V_{Ref-ph} ont deux types de variations en température. De ce fait, nous sommes dans l'obligation d'utiliser deux circuits générateurs de tension V_{PTAT} , un pour chacune d'elles (figure (6.15)). Pour paraître plus clair, nous pouvons renommer la tension Out-AC-Signal par V_{CTAT1} , la tension V_{Ref-ph} par V_{CTAT2} et leurs tensions de compensation, V_{PTAT1} et V_{PTAT2} respectivement.

L'idée d'introduire la tension de sortie du capteur Out-AC-Signal dans le circuit de compensation (figure (6.14) et (6.15)) est apparu à cause de l'impossibilité d'appliquer la méthode proposée dans le chapitre précédent 6. On rappelle que cette méthode nécessite d'utiliser un pixel ayant une dynamique de sortie en tension double de celle du capteur à compenser. Pour le capteur logarithmique typique on utilise justement un pixel double compresseur logarithmique, nous fournissant le double de dynamique de sortie en tension nécessaire. Par contre, pour compenser le capteur à double compresseur logarithmique, il nous faut un pixel qui nous fournirait quatre fois la dynamique, et cela est impossible de l'avoir. D'où la nécessité de réfléchir à une autre méthode de compensation pour ce type

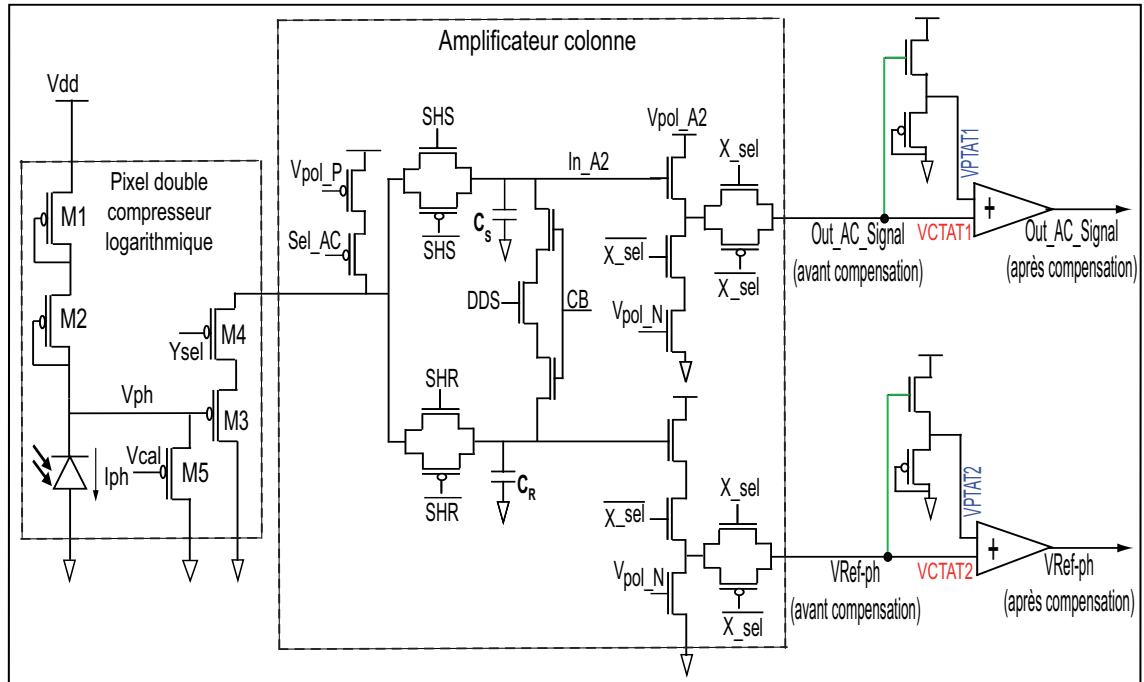


FIGURE 6.15 – Schéma transistor global du circuit de compensation

de capteur.

Le schéma final est présenté en figure (6.16). Il est à noter qu'un seul circuit générateur de V_{PTAT1} et de V_{PTAT2} est nécessaire afin d'effectuer cette compensation en température de la réponse du capteur Out-AC-Signal et de la tension de référence V_{Ref-ph} pour la totalité des pixels du capteur d'images.

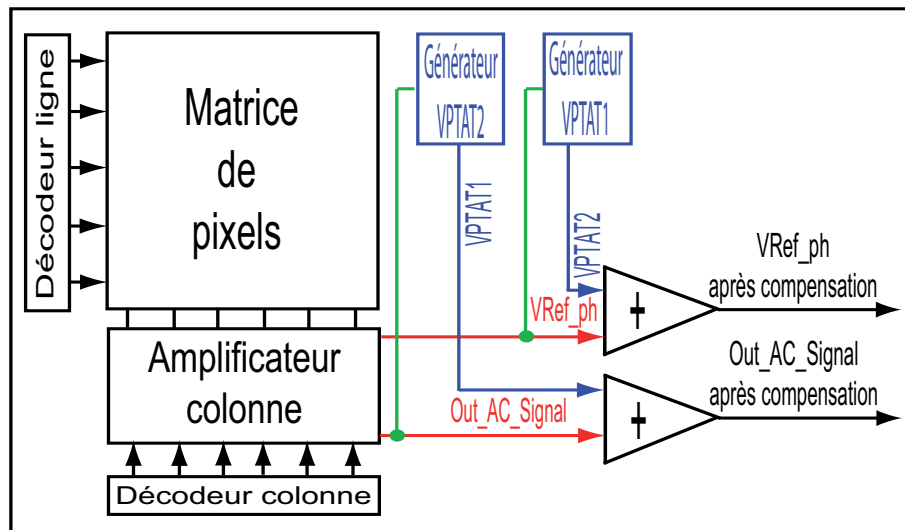


FIGURE 6.16 – Diagramme fonctionnel final du circuit compensé en température

De la figure (6.15), on constate que le grand avantage de cette méthode est qu'elle n'impacte pas du tout la surface du pixel.

6.4.2 Résultats et discussions

En utilisant cette méthode, nous parvenons à trouver une bonne compensation en température de -30 à 125°C pour une tension de sortie du capteur double compresseur logarithmique comme montré dans les deux figures (6.17) et (6.18).

La figure (6.17) illustre les trois courbes de la tension de sortie du capteur (Out-AC-Signal) obtenus avec les différentes valeurs de température -30°C , 47°C et 125°C avant et après compensation. Les courbes correspondantes à V_{PTAT1} sont également indiquées. En examinant ces résultats, nous concluons que nous avons obtenu, après compensation, des courbes très proches de la tension de sortie du capteur dans la gamme de température allant de -30 à 125°C .

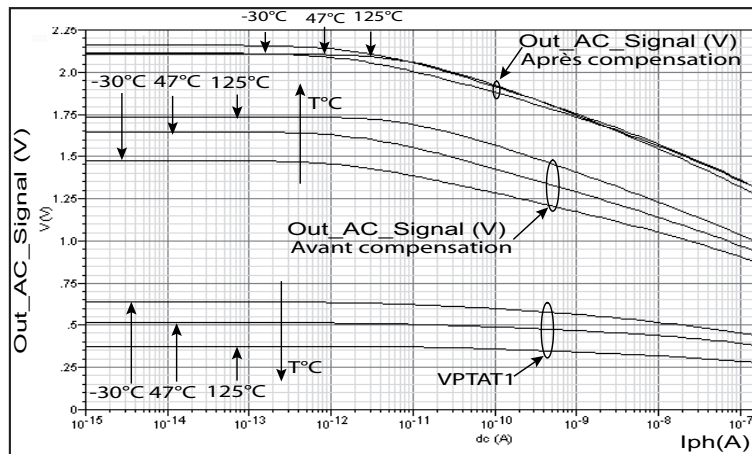


FIGURE 6.17 – La courbe de la tension de sortie compensée et non compensée pour toute la gamme de luminosité ainsi que celle de V_{PTAT1}

Par ailleurs, les caractéristiques de la réponse du capteur double compresseur logarithmique sont les mêmes sans et avec compensation. En conclusion, nous avons obtenu une bonne compensation en température pour la réponse du capteur sans avoir perturbé le fonctionnement de ce dernier.

De plus, nous obtenons une variation en température de la tension (Ou-AC-Signal) maximale inférieure à 30mV au lieu de 250mV . Nous avons réduit la dépendance en température de la tension de sortie du capteur d'au moins de 84% et au maximum de 88% sur toute la gamme du photocourant.

En outre, nous conservons les caractéristiques de la réponse du capteur comme la dynamique d'entrée ($\approx 120dB$) et la dynamique de sortie en tension ($\approx 710mV$).

La figure (6.18) montre la tension V_{Ref-ph} compensée et celle non compensée pour toutes les valeurs du photo courant avant et après compensation ainsi que sa tension de compensation V_{PTAT2} .

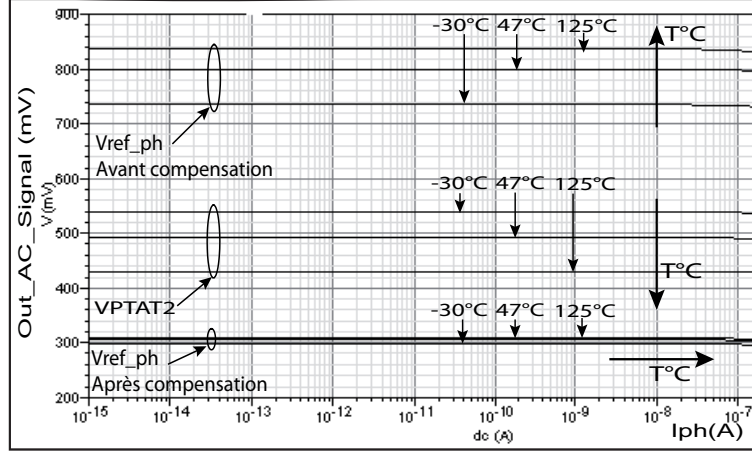


FIGURE 6.18 – La courbe de la tension de référence V_{Ref-ph} compensée et celle non compensée ainsi que celle de V_{PTAT2}

Concernant la tension de référence du capteur (V_{Ref-ph}), on obtient une bonne compensation en température et nous réduisons de 95% l'effet de la température sur cette tension comme il a été précisé auparavant, cette tension ne dépend pas du courant photonique I_{ph} .

Cette méthode a été implémentée dans le circuit, présenté à la fin de ce chapitre, en technologie CMOS AMS $0.35\mu m$ et il a été fabriqué par le fondeur austriamicrosystems.

6.4.3 Conclusions

Une méthode de compensation en température consacrée au capteur d'images CMOS double compresseur logarithmique a été présenté. Cette méthode est décrite en détail et les résultats associés sont également présentés. Grâce à cette méthode, nous avons réduit la sensibilité de la réponse du capteur vis à vis de la température et une bonne stabilité en température des deux réponses du capteur (Out-AC-Signal et V_{Ref-ph}) est obtenue.

Le principal avantage de cette méthode est qu'elle n'impacte pas la surface du pixel et qu'elle conserve les mêmes caractéristiques de base de la réponse du capteur, tel que la grande dynamique de sortie et d'entrée. En outre, elle a besoin de seulement deux circuits pour compenser l'ensemble des tensions de sorties Out-AC-Signal et V_{Ref-ph} du capteur.

Dans la section suivante on détaillera le circuit d'implémentation des deux méthodes évoquées dans ce chapitre.

6.5 Circuit d'implémentation

Les deux méthodes présentées ont été implémentées dans le circuit présenté en figure (6.20) en technologie AMS $0.35\mu m$ et le circuit a été fabriqué également par le fondeur austriamicrosystèmes.

6.5.1 Architecture de la matrice

La matrice comportera 64 colonnes et 64 lignes. Le capteur comporte deux parties, notre partie concernant la compensation en température et une deuxième partie concernant une autre thèse en cours sur la réduction du flot de données en sortie de matrice. Le pixel présenté en figure (6.19).

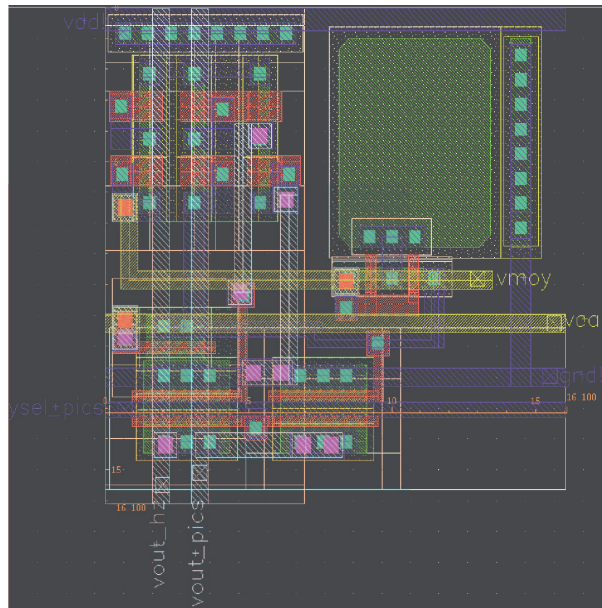


FIGURE 6.19 – Dessin des masques du pixel à compresseur logarithmique et compensé en température

Le pixel se compose d'une photodiode de type N+-P, le dessin du pixel, illustré en figure (6.19), mesure $16.1\mu m \times 16.1\mu m$. Le facteur de remplissage est de 17.6%.

6.5.2 Les amplificateurs colonnes

La compensation en température exige la prise en compte du courant photonique, c'est ce que a été fait dans le pixel via les deux transistors de miroir de courant pour pouvoir dupliquer le courant photogénéré. A la sortie du pixel on a deux sorties, Vs-pixel-ctat qui est la sortie de notre pixel à compenser ; et Vs-pixel-ptat qui est la tension nécessaire pour

compenser la tension de sortie du pixel d'origine.

Mais dans le but d'avoir les mêmes valeurs de variations en température des deux tensions à la sortie des deux circuits CTAT et PTAT, on est dans l'obligation de rajouter un amplificateur colonne dédié à la tension VPTAT. C'est pour cette raison qu'on a deux amplificateurs colonnes dans le capteur.

Le schéma du circuit final est montré en figure (6.20).

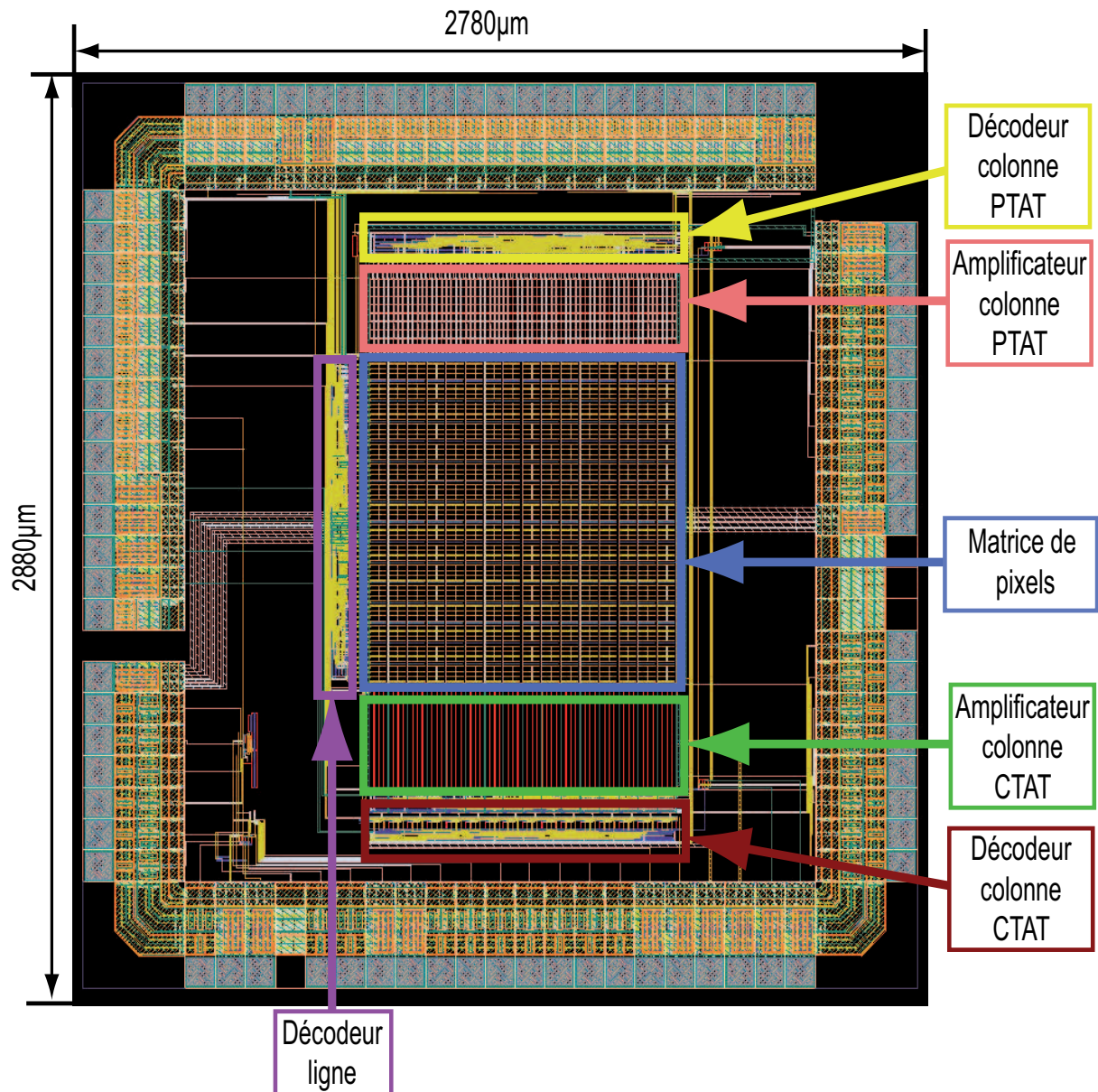


FIGURE 6.20 – Photographie du layout du circuit Réalisé

Le circuit imbrique aussi la méthode de compensation dédiée au capteur double compresseur logarithmique ainsi que plusieurs circuits de test. Sa taille finale est de : $2880\mu m \times 2780\mu m$.

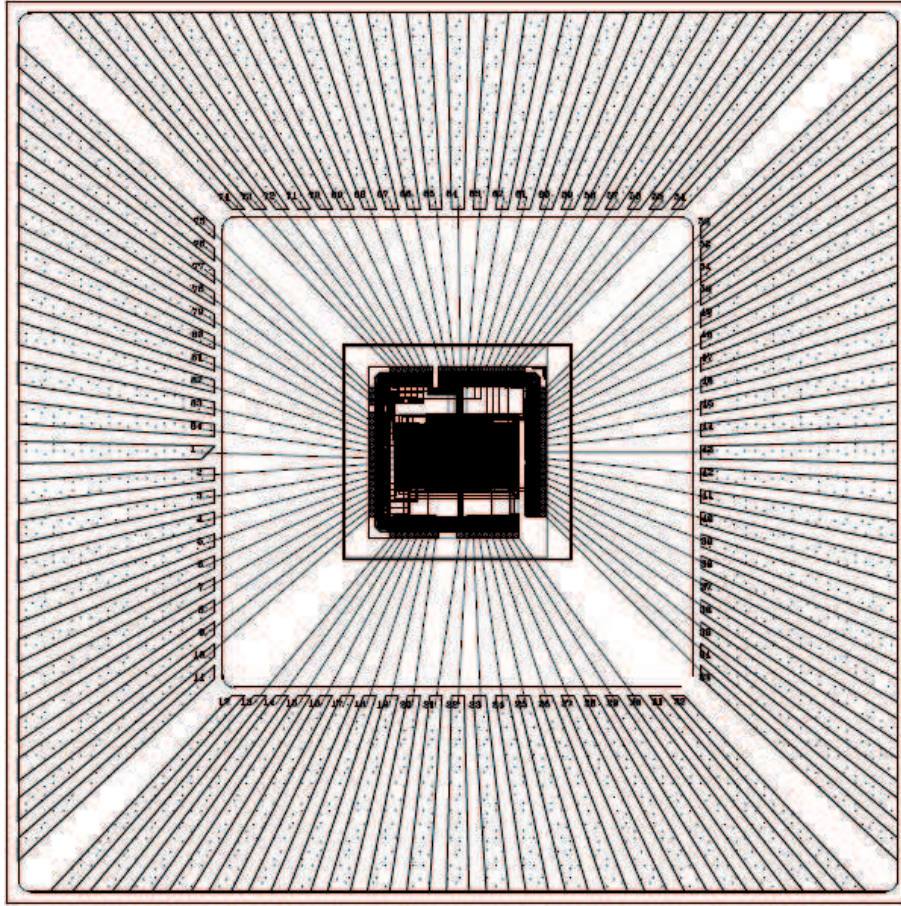


FIGURE 6.21 – Layout du circuit complet du capteur à intégration compensée en température

6.6 Conclusions générales

Dans ce cinquième chapitre, deux méthodes de compensation en température dédiées aux capteurs d'images CMOS à réponse logarithmique ont été présentées. La première est dédiée au capteur logarithmique typique et la deuxième méthode est destinée au double compresseur logarithmique.

La compensation du capteur logarithmique typique est divisée en deux sous méthodes, dans la première, la compensation est présentée pour une seule luminosité donnée, en revanche, dans la deuxième méthode la compensation a été élargi pour toute la gamme de luminosité du courant photonique, et cela en utilisant un pixel plus complexe intégrant le principe du pixel double compresseur logarithmique, donc un pixel plus gros.

Concernant la compensation du pixel à réponse double compresseur logarithmique, on a utilisé deux circuits dans l'amplificateur colonne où la réponse du capteur a été intégré afin d'avoir une tension de compensation en température dépendante de la luminosité.

Les deux méthodes proposées pour les deux types de capteur logarithmique, sont inspirées du principe de fonctionnement des tensions de référence bandgap qui a été détaillée également dans le chapitre 4.

Les différentes parties du circuit implémentant ces deux méthodes ont été aussi présentées à la fin de ce chapitre.

Conclusions et perspectives

Conclusions

Cette thèse s'inscrit dans le contexte de l'amélioration des performances des capteurs d'images CMOS destinés à être utilisés dans des environnements de fonctionnement à fortes contraintes.

Les travaux de thèse présentés dans ce manuscrit sont focalisés sur l'étude et la compensation de l'effet de la température dans les imageurs CMOS. L'objectif de cette thèse, financée dans le cadre d'un projet collaboratif Minalogic "VIS-Imalogic", a pour but d'étudier des structures entièrement intégrées au capteur de vision et qui permettent de préserver les caractéristiques fonctionnelles de ce dernier malgré des variations fortes en température (-30 à +125°C pour une application en automobile par exemple).

Des résultats de cet effet de la température sur les capteurs d'images ont été présentés dans les différents chapitres de ce manuscrit. Par ailleurs, plusieurs méthodes de compensation ont été explorées et les résultats associés à ces méthodes ont été également présentés dans les chapitres dédiés à la compensation de ces capteurs.

Après une introduction sur les imageurs en général et une présentation structurelle et fonctionnelle des imageurs CMOS les plus communs, l'impact de la température sur les composants électroniques en général et en particulier sur les paramètres des transistors a été montré. Il a été montré ensuite l'influence de la température sur les paramètres de la photodiode et sur les différentes composantes de bruit. Puis, le comportement de deux types de capteurs de vision (à intégration et à réponse logarithmique) vis à vis de la température a été présenté. Finalement, un bilan de l'impact de la température sur toute la chaîne de lecture, des différents types d'imageurs CMOS a été fait.

Les méthodes de compensation en température pour les circuits analogiques présents dans la littérature ont été décrites. Trois principales méthodes de compensation ont été détaillées, à savoir la tension de référence bandgap, les systèmes de compensation et la méthode ZTC. Un état de l'art sur la compensation du courant d'obscurité de la photo-

diode a également été présenté.

Deux méthodes de compensation en température dédiées aux capteurs d'images CMOS à intégration ont été étudiées et simulées. Elles mettent en œuvre un système de compensation en température de type boucle à contre réaction en modulant la valeur de la tension de grille du transistor de reset du pixel en fonction de la température.

La deuxième méthode met en œuvre la méthode ZTC qui consiste basiquement à polariser un transistor sur son point d'équilibre vis à vis de la température.

Avec ces deux méthodes, on a réduit l'effet de la température sur le capteur standard et obtenu une bonne stabilité en température de la réponse du capteur sur la gamme -30 à 120°C.

Il est à noter que ces deux méthodes n'impactent pas la surface, ni la structure initiale du pixel. Ces deux méthodes ont été implémentées dans un imageur de test.

Trois autres méthodes de compensation en température dédiées cette fois, au capteur d'image CMOS à réponse logarithmique ont été également étudiées. Elles sont toutes inspirées de la technique "Bandgap", qui consiste à concevoir un circuit générant une tension évoluant, en fonction de la température, de manière contraire au circuit à compenser. Cette tension est ensuite additionnée avec la tension de sortie du circuit à compenser. Les deux premières compensent le capteur logarithmique standard. La première à l'avantage de préserver la structure originelle du pixel. Cependant, elle est optimisée pour une luminosité donnée (centré sur la dynamique) mais l'efficacité de la compensation se dégrade pour les autres.

De fait, la deuxième méthode prend en compte directement la valeur du courant photogénéré et propose une efficacité de compensation nettement meilleure. Cela est au prix d'une modification du pixel et d'une augmentation de surface de ce dernier.

Ces deux solutions ont été implémentées dans un deuxième circuit de test.

La dernière méthode de compensation en température est consacrée aux capteurs d'images CMOS à double compresseur logarithmique. Elle prend en compte, elle aussi, la valeur du courant photogénéré, mais de manière indirecte, en prenant en compte la tension de sortie de l'amplificateur colonne. En appliquant cette méthode, nous avons réduit considérablement la sensibilité de la réponse du capteur vis à vis de la température. Cette compensation est cependant moins efficace que la précédente. Elle permet, par contre, de préserver la surface du pixel originel ainsi que sa bonne dynamique de sortie.

Toutes ces méthodes de compensation proposent des solutions intégrées simples structurellement. Elles sont aussi faciles à mettre en œuvre. Elles ont, pour la grande majorité, l'avantage de ne pas impacter la surface du pixel et préservent donc les performances de ce dernier. Les résultats de simulation sont très encourageants et les mises en œuvre attendues devraient valider cela.

Le tableau (6.1) en dessous résume les caractéristiques de toutes les méthodes évoquées dans ce manuscrit. L'ordre des méthodes présentées dans le tableau suit l'ordre de présentation des méthodes dans le manuscrit.

Méthodes	Vreset	ZTC	Bandgap1	Bandgap2	Bandgap3
Surface du capteur	+++	+++	++	+++++	++
Surface du pixel	non	non	non	oui	non
Consommation	+++	+++	++	+++++	++
Précision	++++	++++	+++	+++++	+++
Toute la luminosité	oui	oui	non	oui	oui

TABLE 6.1 – Comparaison entre les différentes méthodes de compensation

Perspectives

Durant cette thèse, la réflexion menée a permis d'élaborer des méthodes différentes pour le capteur standard et logarithmique.

De ce fait, il serait intéressant, en terme de perspectives, que les méthodes présentées pour les capteurs standard soient appliquées au capteur logarithmique. De même, la technique inspirée du bandgap, n'a pas été mise en œuvre encore pour le capteur standard. L'étude est commencée mais n'a pas été terminée par manque de temps. Le fonctionnement même du capteur (en deux phases : reset et intégration) est assez compliqué à gérer.

Le test des deux circuits permettra également de cibler les méthodes les plus efficaces et/ou présentant le meilleur compromis efficacité / facilité de mise en œuvre. Ces tests permettront de dégager les structures les plus réalistes et qui seront à faire évoluer dans le futur.

Bien évidemment, il existe bien d'autres structures de pixel (global shutter, à base photodiode PIN, à base de photogate) et d'amplificateurs colonnes. Le travail mené dans cette thèse servira de socle à la mise en place d'une compensation efficace de ces structures.

De même, nous avons pris en compte uniquement le cas d'un seul convertisseur analogique numérique. De nombreux capteurs proposent un ADC dans chaque amplificateur colonne. Il est évident que cette architecture mérite une étude approfondie.

Bibliographie

- [1] M. A. Abdallah, E. Dubaric, H. E. Nilsson, C. Frojdh, and C. S. Petersson. A scintillator-coated phototransistor pixel sensor with dark current cancellation. In *Proc. 8th IEEE Int. Conf. Electronics, Circuits and Systems ICECS 2001*, volume 2, pages 663–667, 2001.
- [2] T. Adachi and S. Izumiya. A mos temperature compensation function generator for tctxo using differential mos multipliers. In *Proc. Joint with the 22nd European Frequency and Time forum Frequency Control Symp. IEEE Int*, pages 990–993, 2009.
- [3] N. Akahane, S. Sugawa, S. Adachi, K. Mori, T. Ishiuchi, and K. Mizobuchi. A sensitivity and linearity improvement of a 100 db dynamic range cmos image sensor using a lateral overflow integration capacitor. In *Proc. Digest of Technical Papers VLSI Circuits 2005 Symp*, pages 62–65, 2005.
- [4] H. Amhaz and G. Sicard. A high output voltage swing logarithmic image sensor designed with on chip fpn reduction. In *Proc. Conf. Ph.D. Research in Microelectronics and Electronics (PRIME) Berlin*, pages 1–4, Juillet 2010.
- [5] A.-J. Annema. Low-power bandgap references featuring dtmosts. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 34 :pages 949–955, 1999.
- [6] D. Atienza and al. Hw-sw emulation framework for temperature-aware design in mpsoes. In *ACM Trans. on Design Automation for Embedded Systems (TODAES)*, Vol. 12, Nr. 3, August 2007., pages 111–116, 2007.
- [7] D. Atienza and al. Emulation-based transient thermal modeling of 2d/3d systems-on-chip with active cooling. In *Proc. of the 15th International Workshop on Thermal Investigations of ICs and Systems (THERMINIC’09)*, IEEE Press, Belgium, October, 2009., pages 111–116, 2009.
- [8] C. Avoinne, T. Rashid, V. Chowdhury, W. Rahajandraibe, and C. Dufaza. Second-order compensated bandgap reference with convex correction. *Electronics Letters*, 41(5) :pages 276–277, 2005.
- [9] J. L. Ayala and al. Through silicon via-based grid for thermal control in 3d chips. In *Proc. of the 4th International ICST Conference on Nano-Networks (Nano-Net’09)*, Switzerland, October 2009., pages 111–116, 2009.
- [10] P. M. Beaudoin, Y. Audet, and V. H. Ponce-Ponce. Dark current compensation in cmos image sensors using a differential pixel architecture. In *Proc. Joint IEEE North-*

- East Workshop Circuits and Systems and TAISA Conf. NEWCAS-TAISA '09*, pages 1–4, 2009.
- [11] R. BIANCHI. Techniques de conception des circuits intégrés analogiques pour des applications en haute température, en technologies sur substrat de silicium, Thèse de l'INPG, Grenoble, France, 1999.
 - [12] W. S. Boyle and G. E. Smith. Charge-coupled devices - a new approach to mis device structures. *EEE spectrum, Charge-coupled devices : A new approach to MIS device structures*, 8(7) :18–27, 1971.
 - [13] V. Brajovic. Brightness perception, dynamic range and noise : a unifying model for adaptive image sensors. In *Proc. IEEE Computer Society Conf. Computer Vision and Pattern Recognition CVPR 2004*, volume 2, 2004.
 - [14] J. S. Brugler. Silicon transistor biasing for linear collector current temperature dependence. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2(2) :pages 57–58, 1967.
 - [15] T. Chen, P. Cartysse, A. El-Gamal, and B. Wandell. How small should pixel size be. *Proceedings of SPIE Sensors and Camera systems for Scientific, Industrial and Digital Photography Applications*, 3965 :pages 451–459, mai 2000.
 - [16] H.-Y. Cheng and Y.-C. King. A cmos image sensor with dark-current cancellation and dynamic sensitivity operations. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 50(1) :pages 91–95, 2003.
 - [17] A. K. Coskun and al. Dynamic thermal management in 3d multicore architectures. In *Proc. of Design, Automation and Test in Europe (DATE'09), France, April 2009.*, pages 111–116, 2009.
 - [18] A. K. Coskun and al. Modeling and dynamic management of 3d multicore systems with liquid cooling. In *Proc. of 17th Annual IFIP/IEEE International Conference on Very Large Scale Integration (VLSI-SoC'09), Brazil, October 2009.*, pages 111–116, 2009.
 - [19] A. J. David and K. M. *Analog Integrated Circuit Design*. John Wiley and Sons, Inc, 1997.
 - [20] Y. Degerli. Etude, modélisation des bruits et conception des circuits de lecture dans les capteurs d'images à pixels actifs cmos, Thèse de SUPAERO, Toulouse, France, 2000.
 - [21] A. El Gamal and H. Eltoukhy. Cmos image sensors. *IEEE Circuits and Devices Magazine*, 21(3) :pages 6–20, 2005.
 - [22] A. El-Gamal, D. X. Yang, and B. A. Fowler. Pixel-level processing : why, what, and how ? *Proceedings of SPIE, Sensors, Cameras, and Applications for DigitalPhotography, mars 1999*, 3650 :pages 2–13, 2005.
 - [23] M. El Kaamouchi, G. Dambrine, M. Si Moussa, M. Emam, D. Vanhoenacker-Janvier, and J.-P. Raskin. Body-biasing control on zero-temperature-coefficient in partially

- depleted soi mosfet. In *Proc. IEEE Topical Meeting Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems SiRF 2008*, pages 114–117, 2008.
- [24] I. M. Filanovsky and A. Allam. Mutual compensation of mobility and threshold voltage temperature effects with applications in cmos circuits. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I : Fundamental Theory and Applications*, 48(7) :pages 876–884, 2001.
- [25] I. M. Filanovsky and S. T. Lim. Temperature sensor applications of diode-connected mos transistors. In *Proc. IEEE Int. Symp. Circuits and Systems ISCAS 2002*, volume 2, 2002.
- [26] I. M. Filanovsky and L. Najafizadeh. Zeroing in on a zero-temperature coefficient point. In *Proc. MWSCAS-2002 Circuits and Systems The 2002 45th Midwest Symp*, volume 1, 2002.
- [27] E. R. Fossum. Cmos image sensors : electronic camera-on-a-chip. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 44(10) :pages 1689–1698, 1997.
- [28] D. Ginhac, J. Dubois, B. Heyrman, and M. Paindavoine. A high speed programmable focal-plane simd vision chip. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 65(4) :pages 389–398, 2010.
- [29] J. Goy. Etude, conception et réalisation d’un capteur d’image aps en technologie standard cmos pour des applications faibles flux de type viseur d’étoiles, Thèse de l’INPG, Grenoble, France, 2002.
- [30] A. Graupner, M. Tanzer, and R. Schuffny. Cmos image sensor with shared in-pixel amplifier and calibration facility. In *Proc. Asia-Pacific Conf. Circuits and Systems APCCAS ’02*, volume 2, pages 93–96, 2002.
- [31] S.-W. Han and E. Yoon. Low dark current cmos image sensor pixel with photodiode structure enclosed by p-well. *Electronics Letters*, 42(20) :pages 1145–1146, 2006.
- [32] W. Hao, X. Li, and M. Zhang. Application of rbf neural network to temperature compensation of gas sensor. In *Proc. Int Computer Science and Software Engineering Conf*, volume 4, pages 839–842, 2008.
- [33] K. Hara, H. Kubo, M. Kimura, F. Murao, and S. Komori. A linear-logarithmic cmos sensor with offset calibration using an injected charge signal. In *Proc. Digest of Technical Papers Solid-State Circuits Conf. ISSCC. 2005 IEEE Int*, pages 354–603, 2005.
- [34] B. J. Hosticka, W. Brockherde, A. Bussmann, T. Heimann, R. Jeremias, A. Kemna, C. Nitta, and O. Schrey. Cmos imaging for automotive applications. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 50(1) :pages 173–183, 2003.
- [35] X. Huang, W. Wei, F. Tan, and W. Fu. An improved overtone crystal oscillator with microprocessor temperature compensation. In *Proc. IEEE Int. Frequency Control Symp. and Exposition*, pages 217–220, 2006.

- [36] C. M. . M. Ismael. Analog vlsi implementation of neural systems. In *Eds. Boston, MA : Kluwer*, volume 3, pages 292–296, 1989.
- [37] J.-H. Jang, G. Cueva, W. E. Hoke, P. J. Lemonias, P. Fay, and I. Adesida. Metamorphic graded bandgap ingaas-ingaalas-inalas double heterojunction p-i-i-n photodiodes. *Journal of Lightwave Technology*, 20(3) :pages 507–514, 2002.
- [38] H. Ji and P. A. Abshire. A cmos image sensor for low light applications. In *Proc. IEEE Int. Symp. Circuits and Systems ISCAS 2006*, pages 1651–1654, 2006.
- [39] R. W. Johnson, J. L. Evans, P. Jacobsen, J. R. Thompson, and M. Christopher. The changing automotive environment : high-temperature electronics. *IEEE Transactions on Electronics Packaging Manufacturing*, 27(3) :pages 164–176, 2004.
- [40] R. M. T. Kanade. Integration-time based computational image sensors. In *ITE Technical Report*, volume 19, pages 37–41, 1995.
- [41] S. Kavadias, B. Dierickx, D. Scheffer, A. Alaerts, D. Uwaerts, and J. Bogaerts. A logarithmic response cmos image sensor with on-chip calibration. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 35(8) :pages 1146–1152, 2000.
- [42] S. Kleinfelder, S. Lim, X. Liu, and A. El Gamal. A 10000 frames/s cmos digital pixel sensor. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 36(12) :pages 2049–2059, 2001.
- [43] R. Kumar and V. Kursun. Impact of temperature fluctuations on circuit characteristics in 180nm and 65nm cmos technologies. In *Proc. IEEE Int. Symp. Circuits and Systems ISCAS 2006*, pages 3858–3861, 2006.
- [44] R. Kumar and V. Kursun. Modeling of temperature effects on nano-cmos devices with the predictive technologies. In *Proc. 50th Midwest Symp. Circuits and Systems MWSCAS 2007*, pages 694–697, 2007.
- [45] H. I. Kwon, I. M. Kang, B.-G. Park, J. D. Lee, and S. S. Park. The analysis of dark signals in the cmos aps imagers from the characterization of test structures. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 51(2) :pages 178–184, 2004.
- [46] E. Labonne. Contributions à la conception de capteur de vision cmos à grande dynamique, Thèse de l’INPG, Grenoble, France, 2007.
- [47] E. Labonne, G. Sicard, and M. Renaudin. An on-pixel fpn reduction method for a high dynamic range cmos imager. In *in Proc. 33rd IEEE European Solid State Circuits Conference ESSCIRC’07, Munich, Germany*, pages 332–335, 2007.
- [48] G. Leen and D. Heffernan. Expanding automotive electronic systems. *Computer*, 35(1) :pages 88–93, 2002.
- [49] K. Leung, P. Mok, and K. Kwok. Cmos voltage reference, 2002.
- [50] R. Lineback. *CMOS Image Sensors Regaining Growth Momentum*. Sr. Market Research Analyst IC Insights, Inc, 2011.
- [51] L. LIZARRAGA. Technique d’auto test pour les imageurs cmos, Thèse de l’INPG, Grenoble, France, 2008.

- [52] E. Long, W. R. Daasch, R. Madge, and B. Benware. Detection of temperature sensitive defects using ztc. In *Proc. 22nd IEEE VLSI Test Symp*, pages 185–190, 2004.
- [53] M. Loose, K. Meier, and J. Schemmel. A self-calibrating single-chip cmos camera with logarithmic response. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 36(4) :pages 586–596, 2001.
- [54] N. V. Loukianova, H. O. Folkerts, J. P. V. Maas, D. W. E. Verbugt, A. J. Mierop, W. Hoekstra, E. Roks, and A. J. P. Theuwissen. Leakage current modeling of test structures for characterization of dark current in cmos image sensors. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 50(1) :pages 77–83, 2003.
- [55] T. Lule, S. Benthien, H. Keller, F. Mutze, P. Rieve, K. Seibel, M. Sommer, and M. Bohm. Sensitivity of cmos based imagers and scaling perspectives. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 47(11) :pages 2110–2122, 2000.
- [56] M. Mase, S. Kawahito, M. Sasaki, Y. Wakamori, and M. Furuta. A wide dynamic range cmos image sensor with multiple exposure-time signal outputs and 12-bit column-parallel cyclic a/d converters. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 40(12) :pages 2787–2795, 2005.
- [57] L. G. McIlrath. A low-power low-noise ultrawide-dynamic-range cmos imager with pixel-parallel a/d conversion. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 36(5) :pages 846–853, 2001.
- [58] C. Mead and M. Mahowald. A silicon model of early visual processing. In *Neural Networks, vol. 1, pp. 91-97, 1988.*, volume 1, pages 91–97, 1988.
- [59] S. K. Mendis, S. E. Kemeny, R. C. Gee, B. Pain, C. O. Staller, Q. Kim, and E. R. Fossum. Cmos active pixel image sensors for highly integrated imaging systems. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 32(2) :pages 187–197, Feb. 1997.
- [60] S. K. Mendis, S. E. Kemeny, R. C. Gee, Q. Pain, B. and Kim, and E. R. Fossum. Progress in cmos active pixel image sensors. *Proc. SPIE Charge-Coupled Devices and Solid State Optical Sensors IV, Morley M. Blouke ; Ed.*, 2172 :pages 19–29, Mai. 1994.
- [61] S. K. Mendis, B. Pain, R. H. Nixon, and E. R. Fossum. Design of a low-light-level image sensor with an on-chip sigma-delta analog-to-digital conversion. *Proc. SPIE Charge-Coupled Devices and Solid State Optical Sensors III, Morley M. Blouke ; Ed.*, 1900(2) :pages 31–39, Mai. 1993.
- [62] D.-S. Min, D.-S. Jun, S. Cho, Y. Seok, Y. Kim, K.-R. Min, J. Han, J. Roh, O. H. Kwon, D. Chin, and Y. E. Park. Temperature-compensation circuit techniques for high-density cmos drams. In *Proc. Digest of Technical Papers VLSI Circuits 1991 Symp*, pages 125–126, 1991.
- [63] P. K. T. Mok and K. N. Leung. Design considerations of recent advanced low-voltage low-temperature-coefficient cmos bandgap voltage reference. In *Proc. Custom Integrated Circuits Conf the IEEE 2004*, pages 635–642, 2004.
- [64] J. Morikuni and S. Kang. *Computer-aided design of optoelectronic integrated circuits and systems*. Prentice Hall PTR, 1997.

- [65] Y. Ni and K. Matou. A cmos log image sensor with on-chip fpn compensation. In *Proc. 27th European Solid-State Circuits Conf. ESSCIRC 2001*, pages 101–104, 2001.
- [66] B. Pain and E. R. Fossum. Approaches and analysis for on-focal-plane analog-to-digital conversion. *Proceedings of SPIE, Infrared Readout Electronics II*, 2226 :pages 208–218, juin 1994.
- [67] D. H. Park, W. T. Choi, S. J. Kang, and J. Y. Ko. Image pixel of cmos image sensor, December 2006.
- [68] D. H. Park, W. T. Choi, S. J. Kang, and J. Y. KO. Cmos image sensor having dark current compensation function, February 2007.
- [69] E. A. Phillip and D. R. H. *CMOS Analog Circuit Design*. Oxford University Press, 2002.
- [70] J. Rhee and Y. Joo. Wide dynamic range cmos image sensor with pixel level adc. *Electronics Letters*, 39(4) :pages 360–361, 2003.
- [71] O. Saint-Pé1, M. Tulet, R. Davancens1, F. Larnaudie, B. Vignon1, P. Magnan, J. Farré, F. Corbière, and P. Gonthier. High performances monolithic cmos detectors for space applications. *Proceedings of SPIE Sensors, Systems, and Next-Generation Satellites V*, 4540, 001.
- [72] O. Schrey, J. Huppertz, G. Filimonovic, A. Bussmann, W. Brockherde, and B. J. Hosticka. A 1kx1k high dynamic range cmos image sensor with on-chip programmable region of interest readout. In *Proc. 27th European Solid-State Circuits Conf. ESSCIRC 2001*, pages 97–100, 2001.
- [73] Y.-C. Shih and C.-Y. Wu. A new cmos pixel structure for low-dark-current and large-array-size still imager applications. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I : Regular Papers*, 51(11) :pages 2204–2214, 2004.
- [74] F. Shoucair. Design consideration in high temperature analog cmos integrated circuits. *IEEE Transactions on Components, Hybrids, and Manufacturing Technology*, 9(3) :pages 242–251, 1986.
- [75] G. Sicard, G. Bouvier, V. Fristot, and A. Lelah. An adaptive bio-inspired analog silicon retina. In *Proc. 25th European Solid-State Circuits Conf. ESSCIRC '99*, pages 306–309, 1999.
- [76] G. Sicard, G. Bouvier, A. Lelah, and V. Fristot. A light adaptive 4000 pixels analog silicon retina for edge extraction and motion detection. In *Workshop on Machine Vision Applications (MVA98) pp. 392-395, novembre 1998*, pages 392–395, 1998.
- [77] H. S. Sommers. Response of photoconducting imaging devices with floating electrodes. *Journal of Applied Physics*, 34(10) :pages 2923–2934, 1963.
- [78] B.-S. Song and P. R. Gray. Threshold-voltage temperature drift in ion-implanted mos transistors. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 29(4) :pages 661–668, 1982.
- [79] D. Stoppa, A. Simoni, L. Gonzo, M. Gottardi, and G.-F. Dalla Betta. Novel cmos image sensor with a 132-db dynamic range. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 37(12) :pages 1846–1852, 2002.

- [80] G. Storm, R. Henderson, J. E. D. Hurwitz, D. Renshaw, K. Findlater, and M. Purcell. Extended dynamic range from a combined linear-logarithmic cmos image sensor. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 41(9) :pages 2095–2106, 2006.
- [81] V. Sunde, Z. Bencic, and Z. Jakopovic. A temperature-dependent electrothermal mosfet model for calculating its current loadability. In *Proc. IEEE Int. Symp. Industrial Electronics ISIE '99*, volume 2, pages 579–583, 1999.
- [82] I. Takayanagi, M. Shirakawa, K. Mitani, M. Sugawara, S. Iversen, J. Moholt, J. Nakamura, and E. R. Fossum. A 1.25-inch 60-frames/s 8.3-m-pixel digital-output cmos image sensor. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, 40(11) :pages 2305–2314, 2005.
- [83] M. A. Taslakov. Direct digital synthesiser with quasi continuous temperature compensation. In *Proc. IEEE Int. Frequency Control Symp. and PDA Exhibition*, pages 811–815, 2001.
- [84] Y. P. Tsividis. Accurate analysis of temperature effects in i/v characteristics with application to bandgap reference sources. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 15(6) :pages 1076–1084, 1980.
- [85] M. U. W. Guggenbühl, T. Loeliger and F. Grogg. Cmos circuit for low photocurrent measurement. In *IEEE International Workshop on Emergent Technologies for Instrumentation and Measurement*, Seiten 62-67, 1996, pages 62–67, 1996.
- [86] G. P. Weckler. Operation of p-n junction photodetectors in a photon flux integrating mode. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2(3) :pages 65–73, 1967.
- [87] C.-Y. Wu, Y.-C. Shih, J.-F. Lan, C.-C. Hsieh, C.-C. Huang, and J.-H. Lu. Design, optimization, and performance analysis of new photodiode structures for cmos active-pixel-sensor (aps) imager applications. *IEEE Sensors Journal*, 4(1) :pages 135–144, 2004.
- [88] S. N. Y. Schechner. Generalized mosaicing : high dynamic range in a wide field of view. *International Journal of Computer Vision*, Vol. 53, No. 3, juillet 2003., 53(3), 2003.
- [89] O. Yadid-Pecht and A. Belenky. In-pixel autoexposure cmos aps. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 38(8) :pages 1425–1428, 2003.
- [90] D. X. D. Yang, A. E. Gamal, B. Fowler, and H. Tian. A 640×512 cmos image sensor with ultrawide dynamic range floating-point pixel-level adc. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 34(12) :pages 1821–1834, 1999.
- [91] Z. Zhou, B. Pain, and E. R. Fossum. Cmos active pixel sensor with on-chip successive approximation analog-to-digital converter. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 44(10) :pages 1759–1763, 1997.

Bibliographie de l'auteur

[1] H. AMHAZ, H. ABBASS, **H. ZIMOUCHE**, and G. SICARD " An Improved Smart Readout Technique Based on Temporal Redundancies Suppression Designed for Logarithmic CMOS Image Sensor " IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS'11), Beirut, Lebanon, December 2011.

[2] **H. ZIMOUCHE**, H. AMHAZ and G. SICARD "Temperature Compensation Scheme for Logarithmic CMOS Image Sensor" IISW International Image Sensor Workshop (IISW'11), Hokkaido, Japan, Juin 2011.

[3] H. AMHAZ, **H. ZIMOUCHE**, and G. SICARD "Smart Readout Technique based on Temporal Redundancies Suppression Designed for Logarithmic CMOS Image Sensor" IISW International Image Sensor Workshop (IISW'11), Hokkaido, Japan, Juin 2011.

[4] **H. ZIMOUCHE**, H. AMHAZ and G. SICARD "Temperature Compensated Logarithmic CMOS Image Sensor Using CMOS Voltage Reference Bandgap Method " The 9th IEEE International NEWCAS'11 Conference, Bordeaux, France, Juin 2011.

[5] **H. ZIMOUCHE**, G. SICARD "Temperature Compensation Method for Logarithmic CMOS Vision Sensor Using CMOS Voltage Reference Bandgap Technique" IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS'10), Athens, Greece, December 2010.

[6] H. AMHAZ, **H. ZIMOUCHE**, and G. SICARD "Smart Readout Technique designed For Logarithmic CMOS Image Sensor Including a Motion Detection Scheme" The 9th IEEE International NEWCAS'11 Conference, Bordeaux, France, Juin 2011.

[7] **H. ZIMOUCHE**, G. SICARD "Standard Linear CMOS Image Sensor Insensitive to Temperature Variations " The 8th IEEE International NEWCAS'10 Conference, Montreal, Canada, Juin, 2010.

[8] **H. ZIMOUCHE**, G. SICARD "Integrated Temperature Compensation Scheme for a Standard Linear CMOS Vision Sensor" 6th Conference on Ph.D. Research in Microelectronics and Electronics (PRIME'10), Berlin, Germany, Juillet 2010.

[9] **H. ZIMOUCHE**, G. SICARD "Capteur de vision CMOS à réponse insensible à la température " Journée National du Réseau Doctoral de Microélectronique (JNRDM), Lyon, France, Mai 2009.

[10] **H. ZIMOUCHE**, G. SICARD "Système de Compensation en Température Pour un Capteur d'Image CMOS Type Standard" Journée National du Réseau Doctoral de Microélectronique (JNRDM), Montpellier, France, Juin 2010.

Capteur d'images CMOS à réponse insensible aux variations de température

Résumé : les capteurs d'images CMOS sont de plus en plus utilisés dans le domaine industriel : la surveillance, la défense, le médical, etc. Dans ces domaines, ces capteurs sont exposés potentiellement à de grandes variations de température. Ces capteurs comme tous les circuits analogiques, sont très sensibles aux variations de température, ce qui limite leurs applications. Jusqu'à présent, aucune solution intégrée pour contrer ce problème n'a été proposée. Afin de remédier à ce défaut, nous étudions, dans cette thèse, les effets de la température sur les deux types d'imageurs les plus connus. Plusieurs structures de compensation sont proposées. Elles reprennent globalement les trois méthodes existantes et jamais appliquées aux capteurs d'images. La première méthode utilise une entrée au niveau du pixel qui sera modulée en fonction de l'évolution de la température. La deuxième méthode utilise la technique ZTC (Zero Temperature Coefficient). La troisième méthode est inspirée de la méthode de la tension de référence bandgap. Dans tous les cas, nous réduisons de manière très intéressante l'effet de la température et nous obtenons une bonne stabilité en température de -30 à 125°C. Toutes les solutions proposées préservent le fonctionnement initial de l'imageur. Elles n'impactent également pas ou peu la surface du pixel.

Mots clés : capteurs d'images CMOS, grande dynamique, compensation en température, système de compensation, ZTC, tension de référence bandgap.

CMOS image sensors insensitive to temperature variations

Abstract : CMOS image sensors find widespread use in various industrial applications including military, surveillance, medical, etc. In these applications, CMOS image sensors are often exposed to large temperature variations. As analog circuits, these CMOS image sensors are very sensitive to temperature variations, which limit their applications. Until now, no integrated solution for this problem has been proposed. To solve this problem, we study, in this thesis, the temperature effects on the two most known types of CMOS image sensors. Several compensation structures are proposed. They generally return to the three existing methods and never applied to image sensors. The first method uses an entrance at the pixel level to be adjusted according to changes in temperature. The second method uses the ZTC (Zero Temperature Coefficient) technique. The third method is based on the method of the bandgap voltage reference. In all cases, we reduce a very interesting way the temperature effect and we get a good temperature stability of the sensor from -30 to 125°C. All the solutions preserve the initial operation of the imager. They also affect a little or not the surface of the pixel.

Keywords : CMOS image sensor, high dynamic range, temperature compensation, compensation system, ZTC method, bandgap voltage reference.

