



Article original

Conception d'un système PC-compatible d'acquisition et de traitement des images en médecine nucléaire

B. Mahmoud ^b, M.-H. Bedoui ^{a,*}, R. Raychev ^a, H. Essabbah ^a

^a Laboratoire de biophysique, faculté de médecine de Monastir, 5019 Monastir, Tunisie

^b Faculté des sciences de Monastir, 5019 Monastir, Tunisie

Reçu le 18 février 2003 ; reçu en forme révisée le 9 juillet 2003 ; accepté le 10 septembre 2003

9 Résumé

Nous avons réalisé une interface compatible-PC de la tête de détection d'une gamma caméra. L'objectif est de proposer un système assurant l'acquisition et le traitement des signaux issus de la tête de détection, en intégrant des approches récentes et des solutions originales tout en restant à coût faible. Il est formé par deux parties. Un bloc de traitement analogique est conçu pour la mise en forme des signaux, la détection de l'information utile et la conversion. Un bloc de traitement numérique architecturé autour d'un processeur DSP (*Digital Signal Processor*) a permis de gérer l'acquisition, de traiter les données (spectrométrie, correction de linéarité, correction d'uniformité, calcul de la position de l'événement ...) et de communiquer avec un micro-ordinateur. Sur ce compatible-PC, un logiciel est installé permettant de fixer les paramètres d'acquisitions, de choisir les méthodes de correction, de visualiser, de traiter et de sauvegarder les images. Ce système a assuré la tâche demandée avec des performances comparables à celles proposées par les fabricants d'une façon fiable et à faible coût.

© 2003 Publié par Éditions scientifiques et médicales Elsevier SAS.

19 Abstract

We achieved a PC-compatible interface with a gamma-camera detection head. The objective was to propose a system that enabled the acquisition and the treatment of the signals emitted by the detection head by integrating some recent approaches and original solutions without making this product more expensive. This system is composed of two parts. The first block, which was for analog treatment, was conceived for the pulse shaping, the detection, and conversion of useful information. The second block, which was for digital treatment, was designed around a digital single processor (DSP) and was permitted to run the acquisition, to process the data (spectrometry, linearity and uniformity corrections, the event position calculation, etc.), and to communicate with a PC. On this PC-compatible interface, software was installed by allowing to fix the acquisition parameters, to choose the correction methods, to display, to process and to store the images. This system has properly insured the required task with performances comparable to the ones proposed by the constructors.

© 2003 Publié par Éditions scientifiques et médicales Elsevier SAS.

Mots clés : Gamma caméra ; Traitement analogique ; Traitement numérique ; Processeur DSP

Keywords: Gamma camera; Analog treatment; Digital treatment; DSP processor

32 1. Introduction

L'évolution de la technologie a permis la conception de gamma caméras de plus en plus performantes. Les plus récentes sont les caméras digitales où la numérisation se fait directement à la sortie de chaque photomultiplicateur (PM), une détection locale des événements. La génération précé-

dente qui continue à équiper beaucoup de services de médecine nucléaire est celle dite caméra hybride. C'est une « pseudo caméra d'Anger » où le réseau résistif de positionnement est suivi de convertisseurs analogiques/digitaux. Nous n'avons pas accès au signal en sortie de PM mais à un signal résultant d'une sommation de signaux de tous les PM, une détection globale des événements [1]. Dans cette catégorie nous distinguons, suivant le traitement effectué par l'électronique de la tête de détection (TD), deux types de gamma caméras. Dans le premier, appelé gamma caméra analogique,

* Auteur correspondant.

Adresse e-mail : medhedi.bedoui@fmm.rnu.tn (M.-H. Bedoui).

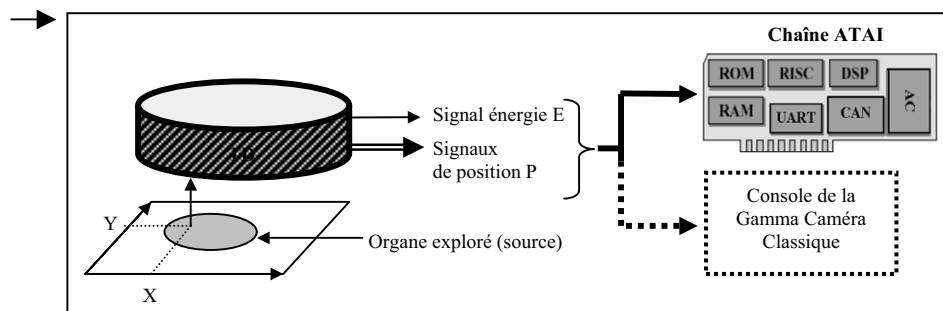


Fig. 1. Schéma de la TD avec les signaux de sortie.

48 la TD génère deux signaux de position (X , Y) et un signal
 49 énergie (E), tous analogiques. Les coordonnées spatiales sont
 50 déterminées par un circuit analogique à l'intérieur de la TD.
 51 Dans le deuxième, appelé gamma caméra semi-analogique,
 52 la TD génère un signal énergie (E) et quatre autres signaux de
 53 position ou de pré-localisation (X^+ , X^- , Y^+ , Y^-), tous analogi-
 54 ques. La détermination des coordonnées spatiales (X , Y) se
 55 fait à l'extérieur de la TD.

56 Pour faire bénéficier cette génération de caméra hybride
 57 de l'avancé des outils de traitement informatiques des images
 58 sans faire appel à des stations d'acquisition proposées à coût
 59 élevé par les concepteurs et munis de logiciels fermés, des
 60 travaux sont menés pour réaliser des systèmes d'acquisition
 61 des signaux issus de la tête de détection sur des ordinateurs
 62 compatibles. Pour la gamma caméra analogique de Siemens
 63 Medical (Erlangen, Allemagne) et de General Electric
 64 Medical Systems (Milwaukee, États-Unis) des travaux ont
 65 été déjà proposés [2,3]. Nous nous sommes intéressés dans
 66 ce travail à la réalisation de l'interface de caméras semi-
 67 analogiques de Sopha Medical Vision (SMVi, Buc, France)
 68 en prenant comme exemple la SOPHY DS7 de l'année 1989.
 69 L'objectif est de proposer un outil assurant l'acquisition et le
 70 traitement des signaux issus de la tête de détection, en inté-
 71 grant des approches récentes et des solutions originales et
 72 évolutives tout en restant à coût faible. Le système que nous
 73 avons proposé consiste en une chaîne d'acquisition, de traite-
 74 ment et d'affichage des images (ATAI).

75 2. Matériels et méthodes

76 2.1. Signaux issus de la TD

77 La tête de détection est l'élément à conserver dans le
 78 système. Elle est équipée d'un cristal NaI(Tl) de l'ordre de
 79 9,5 mm d'épaisseur (5/8 inch) et de diamètre 40 cm
 80 (15,5 inch) couplé à 63 PM et une électronique d'analyse. À
 81 la sortie cinq signaux sont délivrés. Un signal énergie E et
 82 quatre signaux de position (X^+ , X^- , Y^+ , Y^-), notés P. Ces
 83 signaux nous renseignent respectivement sur l'énergie déposé
 84 dans le cristal lors de l'interaction et sur la position
 85 spatiale du rayonnement émis par la source (Fig. 1).

86 Les mesures réalisées à la sortie de la TD de la SOPHY
 87 DS7 (SMVi) ont montré que le signal énergie E est une
 88 impulsion d'amplitude variant de 0 à -5 V en fonction de

l'énergie du rayonnement détecté dans le cristal, de largeur
 0,8 μ s et un maximum à 0,3 μ s (t_0) du déclenchement (Fig. 2,
 voie A2). Pour les signaux de position, l'amplitude varie de
 0 à +2,7 V en fonction de la position de l'impact, de largeur
 totale de 1,1 μ s et un maximum à 0,42 μ s (t_1) du déclenche-
 ment (Fig. 2, voie A1). Un décalage de 0,4 μ s est mesuré
 entre le maximum du signal énergie et les maximums des
 signaux de position (Fig. 2). Ce décalage est le résultat du
 traitement de ces signaux au niveau de la TD. Il est constant
 pour une TD donnée.

2.2. Architecture du bloc analogique

Dans le choix de conception de ce bloc analogique, nous
 avons tenu compte des sources d'erreurs les plus importan-
 tes. Nous les avons résumé en trois points principaux :

- le bruit électronique résultant du traitement analogique des signaux. Ces erreurs « verticales » engendrent une dégradation de la linéarité, de la spectrométrie et du taux de comptage ;
- l'erreur sur la localisation du maximum des signaux, t_0 pour le signal énergie E et t_1 pour les signaux de position P (Fig. 2), est appelée inexactitude « horizontale ». Ce défaut contribue à la dégradation de la résolution spatiale et en intensité ;
- le phénomène d'empilement, résultat de la survenue simultanée de deux événements au niveau de la tête de détection de la gamma caméra. Trois cas peuvent se

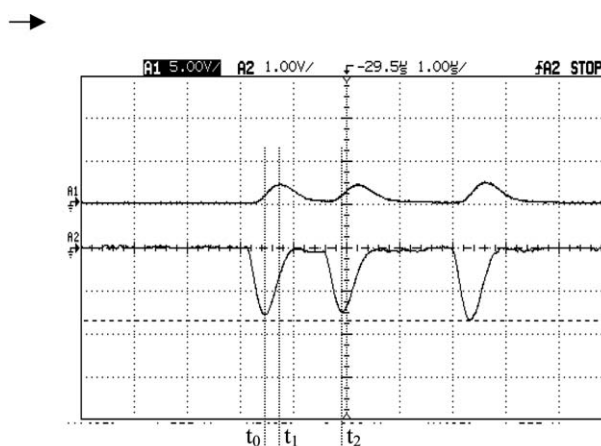


Fig. 2. Forme des signaux à la sortie de la TD.

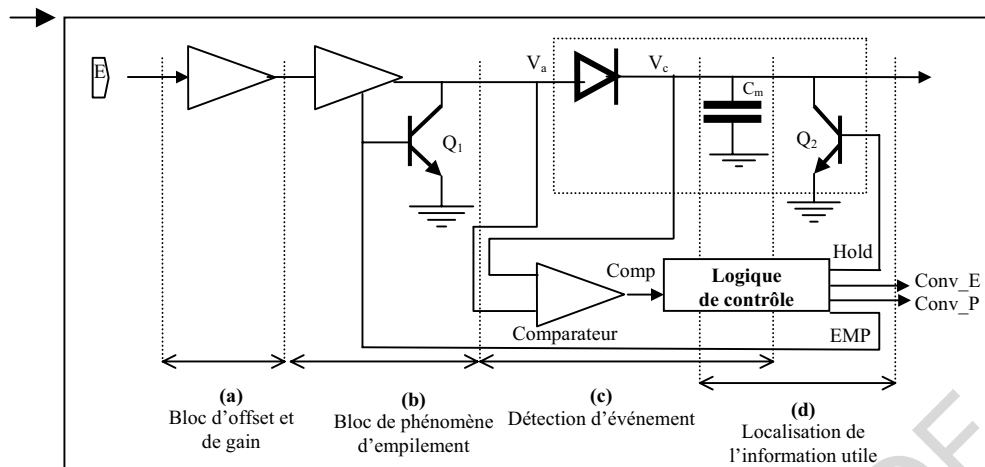


Fig. 3. Circuit de traitement analogique pour le signal énergie.

115 présenter : l'empilement de deux impulsions résultantes
 116 d'une absorption totale, l'empilement de deux impulsions
 117 résultantes d'une absorption totale et d'une interaction
 118 avec diffusion et l'empilement de deux impulsions
 119 résultantes d'une interaction avec diffusion. Dans
 120 le premier et le deuxième cas, l'amplitude de l'impulsion
 121 résultante est en dehors de la fenêtre spectrométrique,
 122 les deux impulsions sont donc indûment rejetées,
 123 d'où une perte de comptage. Dans le troisième cas,
 124 l'amplitude de l'impulsion résultante peut être dans la
 125 fenêtre spectrométrique, elle est alors indûment accep-
 126 tée, d'où une dégradation de la résolution spatiale.

127 Dans la réalisation pratique de cette partie analogique
 128 quatre étages sont utilisés. Un premier pour la mise en forme
 129 des signaux issus de la tête de détection. Un deuxième pour la
 130 détection de l'événement. Un troisième pour le traitement
 131 des impulsions empilées et un dernier pour la conversion
 132 analogique numérique (A/N) des cinq signaux. Les critères
 133 du choix des solutions proposées et des composants électro-
 134 niques sont la rapidité de traitement et la réduction du bruit.

135 2.2.1. Mise en forme des signaux

136 Cet étage nous a permis d'aligner l'ensemble des cinq
 137 signaux sur une ligne de base et d'adapter l'amplitude du
 138 signal analogique à la plage de conversion analogique-
 139 numérique (Fig. 3.a). Pour le signal E , un étage inverseur de
 140 gain unitaire et de bande passante 160 MHz est utilisé. Pour
 141 les signaux de position un étage de gain positif de 1,8 avec
 142 une bande passante de 160 MHz est retenu pour les quatre
 143 lignes. La plage de compensation d'offset pour les cinq
 144 signaux est de ± 200 mV.

145 2.2.2. Détection d'un événement et localisation 146 de l'information utile

147 Notre solution, dite « verticale », est basée sur l'exploita-
 148 tion de la composante amplitude de l'impulsion d'une façon
 149 directe, sans faire intervenir la composante temps. L'idée
 150 consiste à mémoriser la valeur analogique du maximum de
 151 l'impulsion dans un condensateur (Fig. 3). La détection du

152 maximum se fait par comparaison en continue des valeurs
 153 des tensions du signal aux bornes de la diode (V_a (anode) et
 154 V_c (cathode)). Durant le front montant de l'impulsion, V_a est
 155 supérieure à V_c ; au niveau du sommet et juste avant le début
 156 du front descendant, la tension de cathode V_c est égale à celle
 157 mémorisée. Juste après, V_a devient inférieure à V_c , le compa-
 158 rateur se déclenche et active le bloc logique de contrôle. Ce
 159 dernier commande la conversion du signal énergie à t_0 , des
 160 signaux de position à t_1 et la remise à zéro de la mémoire
 161 analogique, des cinq lignes, par le biais des différents tran-
 162 sistors Q_2 afin de pouvoir analyser l'événement suivant
 163 (Fig. 4).

164 2.2.3. Traitement des impulsions empilées

165 La solution classique pour le traitement du phénomène
 166 d'empilement consiste en une analyse spectrométrique et un
 167 rejet de l'impulsion résultante. Notre solution, consiste en
 168 une détection de la première impulsion survenue et un rejet
 169 de la deuxième empilée. La technique est de mettre la sortie
 170 de l'étage d'amplification en haute impédance, pour une
 171 durée suffisante afin d'éviter la deuxième, juste après la
 172 détection du premier maximum par le circuit décrit ci dessus.
 173 Nous avons mis en œuvre cette solution en utilisant les
 174 différents transistors Q_1 de chaque ligne, commandés par la
 175 logique de contrôle (Figs. 3 et 4). Pendant cette durée le
 176 système traite l'information détectée, il fonctionne en pipe-
 177 line. Cette solution ne permet de différencier entre les deux
 178 impulsions que si la deuxième survient pendant la descente
 179 de la première. Dans le cas contraire, notre solution ne
 180 permet pas la séparation entre les deux impulsions empilées.

181 2.2.4. Conversion analogique – numérique (A/N)

182 Nous avons opté pour une conversion systématique des
 183 cinq signaux sans condition d'appartenance du maximum du
 184 signal énergie à une fenêtre spectrométrique (FSp) prédéfi-
 185 nie. À chaque détection d'un maximum d'un signal énergie,
 186 la logique de contrôle autorise la conversion en parallèle de
 187 ce signal et des quatre signaux de position par cinq conver-
 188 tisseurs A/N en tenant compte du retard entre le signal E et les

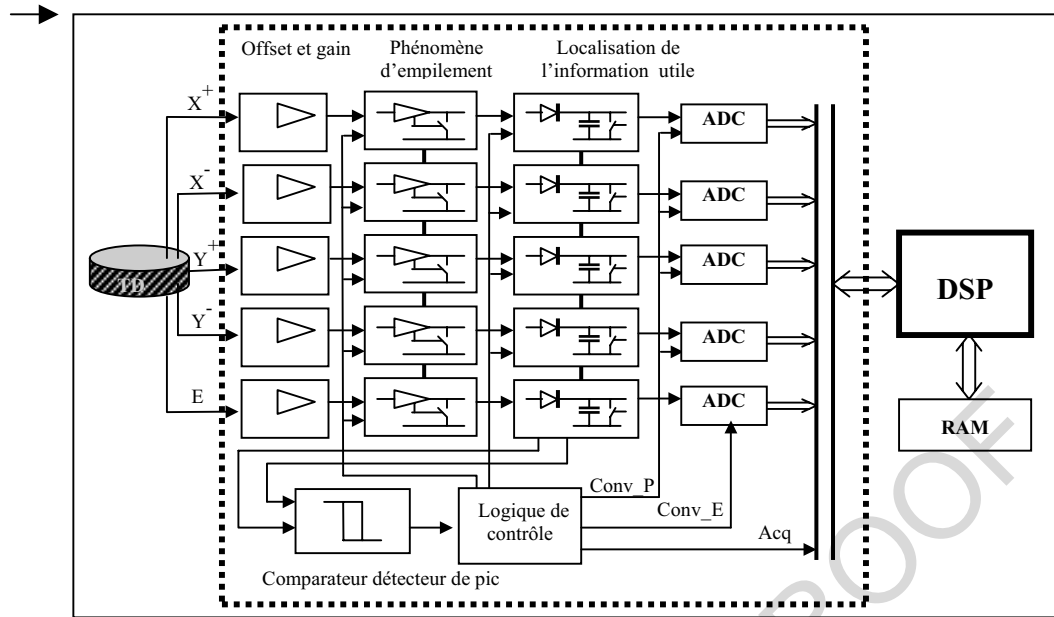


Fig. 4. Architecture du bloc de traitement analogique.

189 signaux de position. Ils permettent une résolution de 8 bits et
190 une fréquence d'échantillonnage de 1 MHz (Fig. 4).

191 2.3. Architecture du bloc numérique

192 Ce bloc numérique est architecturé autour d'un processeur
193 DSP (Fig. 5). Il assure la lecture, via ses portes d'entrées-
194 sorties, des cinq octets, résultats de conversion des cinq
195 signaux E, X^+, X^-, Y^+, Y^- , soit 40 bits au total. Ce processeur
196 permet aussi l'analyse spectrométrique, le calcul de la posi-
197 tion, la correction de la linéarité et la communication avec le
198 PC. Cet ensemble d'opérations s'effectue en temps réel au
199 cours de la formation de l'image.

200 2.3.1. Analyse spectrométrique

201 Nous avons opté pour une démarche qui laisse à l'utilisa-
202 teur la possibilité de fixer le nombre de fenêtres spectromé-
203 triques (FSp_i) et de choisir la méthode d'analyse. L'étude de
204 l'appartenance du signal aux différentes fenêtres se fait en
205 série dans le processeur DSP. Le temps d'exécution t dépend

du nombre d'instructions (K_i) par test d'appartenance à une 206
fenêtre FSp_i , du nombre (N) de fenêtres prévues dans la 207
méthode et du temps du cycle du processeur (t_{cycle}) utilisé. 208

$$t = \sum_{i=1}^N K_i * t_{cycle}$$

209 2.3.2. Algorithme de calcul de la position

210 Les signaux acquis par le DSP (E, X^+, X^-, Y^+, Y^-), ne sont
211 que les valeurs de pré localisation de la position de l'impact
212 radioactif dans le champ de la TD et la valeur de l'énergie
213 déposée. Les coordonnées spatiales (X, Y) du pixel sur la
214 matrice de l'image sont définies par les formules suivantes
215 [4] : 216

$$X = k \frac{X^+ - X^-}{X^+ + X^-} \quad \text{et} \quad Y = k \frac{Y^+ - Y^-}{Y^+ + Y^-}$$

Où k est un facteur de pondération. 218

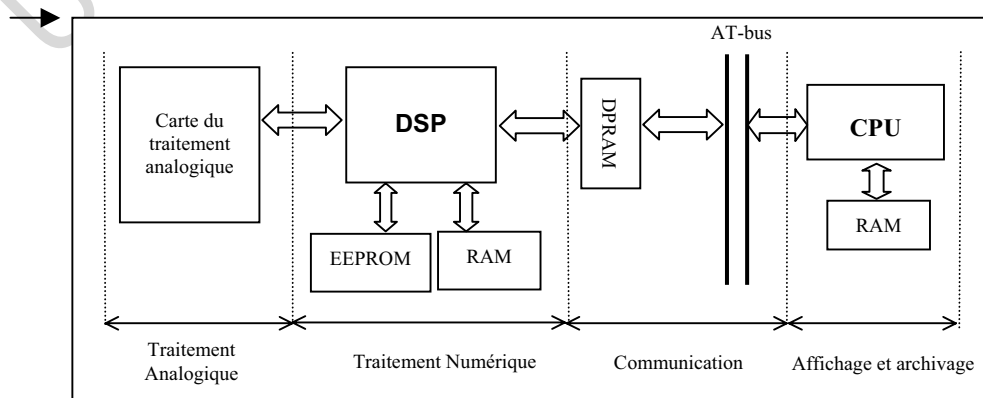


Fig. 5. Architecture de la partie numérique.

219 Le calcul de X et Y se fait en série dans le processeur DSP.
 220 Les données à l'entrée de cet algorithme sont les 4 octets de pré
 221 localisation. Le traitement réduit ce nombre à 2 octets : X et Y .

222 2.3.3. Algorithme de correction de la linéarité

223 La linéarité géométrique est l'aptitude à restituer la forme
 224 exacte d'un objet. Une mauvaise linéarité introduit une dé-
 225 formation de l'image. Dans notre chaîne la correction sur X et
 226 Y est faite en temps réel pour chaque événement détecté.
 227 Deux tableaux de correction de la linéarité (Δx et Δy) pour
 228 toutes les valeurs de X et Y sont préalablement définis et
 229 chargés dans la mémoire de DSP. Les coordonnées corrigées
 230 (X' , Y') de l'impact de l'événement sont données par la
 231 relation suivante :

$$232 \quad X' = X \pm \Delta x \quad \text{et} \quad Y' = Y \pm \Delta y$$

233 2.3.4. Echange des données entre le DSP et le PC

234 Nous avons opté pour une communication à double sens
 235 entre le DSP et le PC. Cela nous a amené à utiliser une
 236 mémoire tampon entre les deux processeurs. Nous avons
 237 choisi, en tant que telle, une mémoire à double accès
 238 (DPRAM) qui peut être accessible simultanément par les
 239 deux processeurs. Elle est vue par le DSP comme étant une
 240 mémoire globale et du côté PC elle est logée dans son espace
 241 d'entrées-sorties.

242 Deux bibliothèques, une dynamique et une statique, sont
 243 développées pour les différentes tâches d'applications et les
 244 différentes fonctions de base utilisées. Dans la bibliothèque
 245 dynamique, des algorithmes de traitement et les tableaux des
 246 coefficients de corrections sont disponibles dans la mémoire
 247 de masse du processeur maître PC qui les charge dans le DSP
 248 à chaque démarrage et au choix de l'utilisateur. Dans la biblio-
 249 thèque statique, les algorithmes de configuration et de cali-
 250 brage sont stockés dans une mémoire morte du DSP. Le PC
 251 ordonne l'exécution d'une tâche, en transférant vers le DSP les
 252 paramètres nécessaires et l'adresse de l'algorithme voulu. Le
 253 résultat de l'exécution est transféré via la DPRAM vers le PC.

254 2.4. Logiciel

255 Nous avons développé pour gérer la chaîne ATAI un logi-
 256 ciel en Visual C++. Il comporte deux parties : une interface
 257 matériel et une interface utilisateur. La première permet la
 258 configuration et le calibrage de la chaîne ATAI, l'acquisition
 259 et le filtrage des coordonnées du pixel et la saisie des données
 260 spectrométriques. La deuxième assure la visualisation, le
 261 traitement et l'archivage des images en un format prédéfini.

262 3. Résultats

263 3.1. Traitement analogique

264 La variation de l'amplitude du signal E en fonction de
 265 l'énergie des rayonnements utilisés est donnée par la Fig. 6.
 266 Elle montre une linéarité pour des énergies allant du 122 KeV

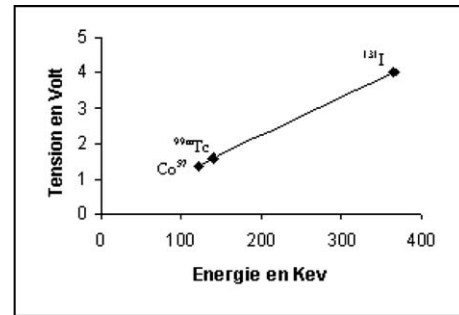


Fig. 6. Variation de l'amplitude du signal E en fonction de l'énergie du rayonnement.

pour le Cobalt 57 jusqu'à 365 KeV pour l'Iode 131. La
 267 variation des amplitudes des signaux X^+ , X^- , Y^+ et Y^- en
 268 fonction de la position d'une source ponctuelle de techné-
 269 tium 99m déplacée suivant l'axe des X devant le cristal, est
 270 donnée par la Fig. 7.

Le chronogramme rapporté par la Fig. 8 résume les étapes
 272 de la détection d'un événement et nous renseigne sur la durée
 273 nécessaire pour son traitement. En tenant compte du temps
 274 de transfert des données converties, $2 \mu\text{s}$ sont suffisantes pour
 275 l'acquisition et le transfert d'un événement. Ce qui autorise
 276 un taux de comptage maximal de 500 Kcps.

La Fig. 9 résume les configurations possibles de la surve-
 278 nue de deux impulsions proches. Deux cas sont distingués
 279 (Fig. 9a et 9b) en fonction du moment du déclenchement de
 280 la deuxième impulsion par rapport au maximum t_0 de la
 281 première. Dans le cas où la deuxième impulsion débute avant
 282 la détection du maximum de la première impulsion (Fig. 9a₁,
 283 9a₂, 9a₃ et 9a₄), notre système n'apporte pas de gain par
 284 rapport à la solution classique. Cependant, si la deuxième
 285 impulsion débute après t_0 (Fig. 9b), notre système, en mettant
 286 en haute impédance la sortie des étages d'amplification, ne
 287 prend en considération que le premier événement d'où un
 288 gain de comptage comparé à la solution classique. Pour
 289 estimer l'apport de cette approche, les possibilités suivantes
 290 sont analysées :

- empilement de deux impulsions résultant chacune d'une
 292 absorption totale. On gagne une impulsion comptée
 293 (Fig. 9b₁) ;
- empilement de deux impulsions résultant, la première
 295 d'une absorption totale et la deuxième d'une absorption
 296 avec diffusion. On gagne aussi un événement compté
 297 (Fig. 9b₂) ;

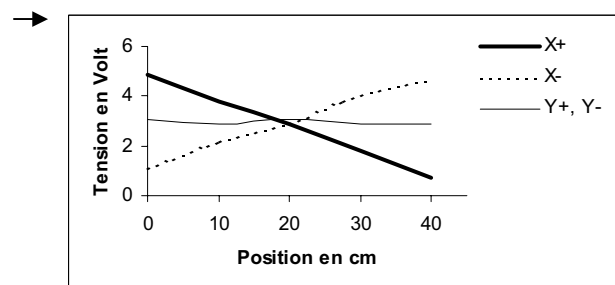


Fig. 7. Variation des amplitudes des signaux X^+ , X^- , Y^+ et Y^- en fonction de la position d'une source ponctuelle déplacée devant le cristal suivant X .

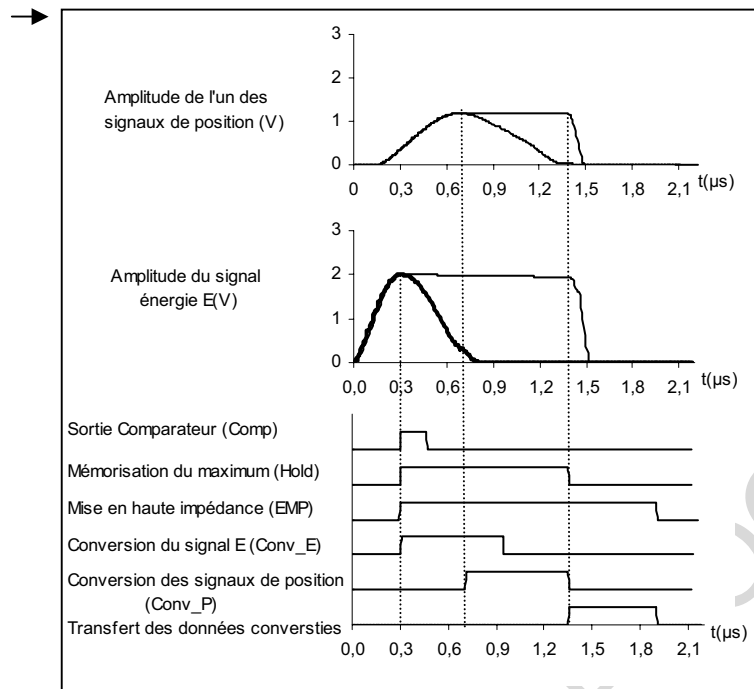


Fig. 8. Chronogramme de détection et de mémorisation de l'information utile.

299 • empilement de deux impulsions résultant chacune d'une
300 interaction avec diffusion. Dans ce cas, une impulsion
301 faussement retenue par l'approche classique, est évitée
302 par notre système (Fig. 9b₃) ;

303 • empilement de deux impulsions résultant, la première
304 d'une interaction avec diffusion et la deuxième par ab-
305 sorption totale, pas de gain (Fig. 9b₄).

306 En tenant compte du rapport de la durée t_0 -fin impulsion
307 (0,5 μ s) par la largeur totale de l'impulsion (0,8 μ s) et du
308 nombre des cas gagnés durant cette période (3/4), notre
309 solution permet d'éviter les pertes liées au phénomène d'em-
310 pilement avec un taux de réussite de 46,8 %.

311 La conversion analogique numérique se fait au moment de
312 la détection du maximum d'un signal, à t_0 pour le signal
313 énergie et à t_1 pour les signaux de position (Fig. 8). La
314 mémorisation analogique de la valeur du maximum détecté,
315 réduit l'effet d'un déclenchement tardif des conversions.

316 3.2. Traitement numérique

317 La partie numérique, architecturée autour d'un processeur
318 DSP, assure le traitement des signaux (calcul de position,
319 spectrométrie, linéarité) en temps réel et le transfert des
320 données vers le PC où la formation de l'image est assurée. La
321 chaîne ATAI fonctionne de façon à effectuer l'acquisition et
322 le traitement en parallèle.

323 La communication inter processeur est concomitante à
324 l'ensemble des tâches et permet la transmission rapide des
325 données filtrées par le DSP vers le PC dans un sens, et la
326 configuration du DSP depuis le PC dans l'autre sens. Le
327 Tableau 1 rapporte les temps nécessaires pour les différentes
328 tâches demandées pour un DSP de Texas Instruments de
329 fréquence d'horloge de 200 Mhz (performances maximales

de 1200 MFLOPS). Notons que le temps de traitement ana- 330
logique est supérieur au temps total de l'exécution des diffé- 331
rentes tâches numériques. 332

333 3.3. Logiciel

334 Le logiciel assure la configuration au démarrage, l'acqui- 334
sition des signaux et le traitement des événements détectés. Il 335
fixe le temps d'acquisition ou le taux de comptage par image 336
et les fenêtres spectrométriques. Il permet la visualisation et 337
la sauvegarde de l'image et du spectre acquis. L'utilisation de 338
bibliothèques dynamiques permet d'intégrer facilement des 339
algorithmes de traitement. 340

341 Nous avons réalisé l'image scintigraphique d'un fantôme 341
de la thyroïde qui permet de modéliser les manifestations 342
anormales, à savoir un nodule chaud et un nodule froid et 343
deux régions à activité réduite (Fig. 10a). L'image est faite 344
avec une activité de 7,2 MBq de technécium 99m. La tête de 345
détection est munie d'un collimateur basse énergie haute 346
résolution placé à 7 cm du fantôme. L'acquisition est réalisée 347
pendant 2 minutes sous forme d'une matrice de 128*128. 348
L'image scintigraphique de ce fantôme, obtenue par notre 349
système, est donnée par la Fig. 10b ; le résultat de l'acqui- 350
sition par la SOPHY DS7 (SMVi), dans les mêmes conditions, 351
est donnée par la Fig. 10c. La spectrométrie enregistrée par 352
notre système est rapportée par la Fig. 11. 353

354 4. Discussion

355 L'étape de mise en forme assure la fonction demandée en 355
utilisant des composants à large bande passante et à faibles 356
dériver. Cela permet de minimiser le bruit sans augmentation 357

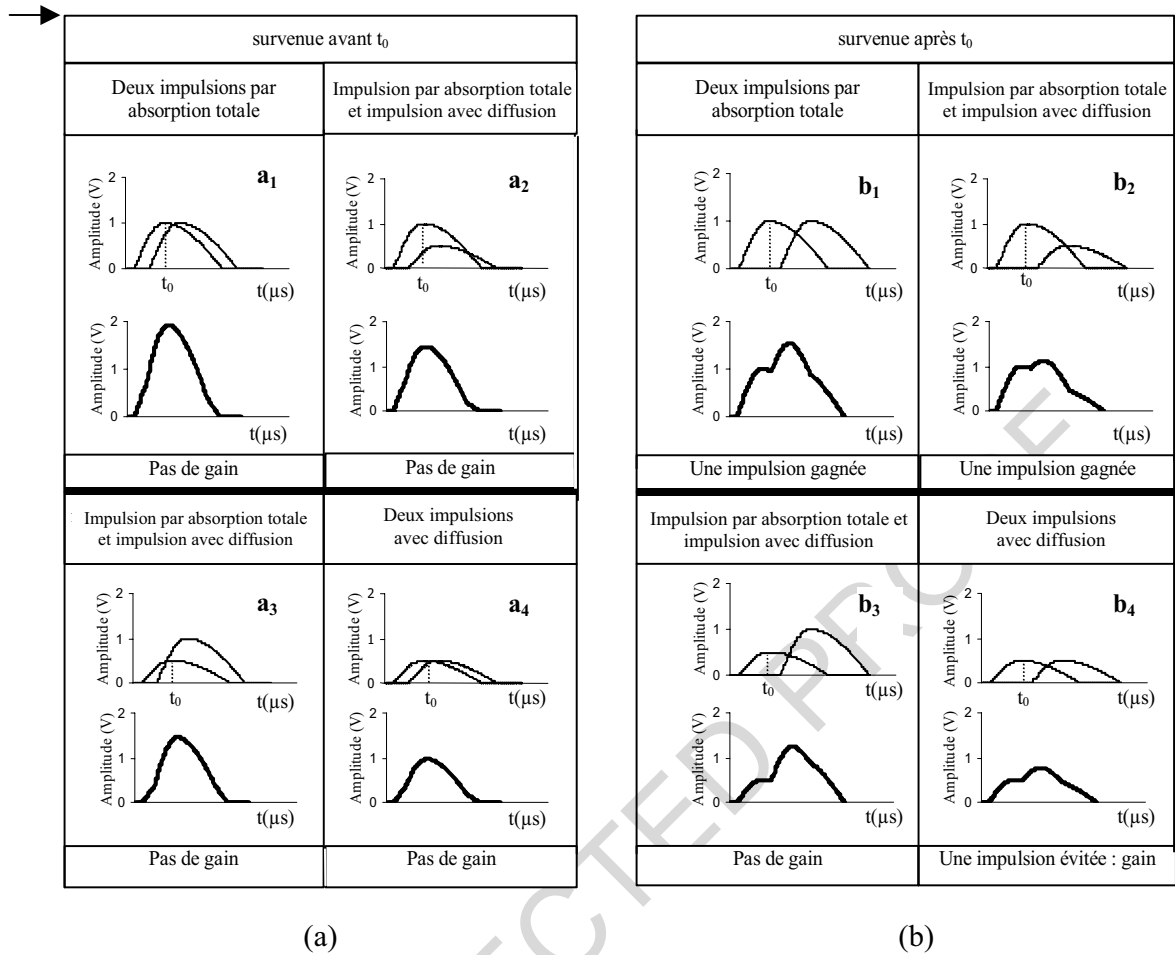


Fig. 9. Analyse des différents cas d'empilements : (a) la deuxième impulsion débute avant le maximum de la première (t_0) ; (b) la deuxième impulsion débute après t_0 .

Tableau 1		Temps de réponse (μs)
Temps de réponse des différents algorithmes pour un DSP de la famille Texas Instruments		TMS320C6711
Algorithmes de traitement numérique	Collection des données	0,26
	Spectrométrie (une fenêtre)	0,15
	Calcul de position	0,25
	Correction de linéarité	0,20
	Transfert des données	0,54
Total (μs)		1,4
Taux de comptage		> 500 kcps

du temps mort. La compensation de l'offset se fait manuellement pour les cinq canaux. La détection et la mémorisation des maxima des signaux sont réalisées par des composants simples et à faible encombrement. Dans le choix de la diode et de la capacité de mémorisation, nous avons évité la dérive en température. L'offset introduit par les diodes est compensé numériquement. L'analyse des courbes de la variation des amplitudes des signaux de pré localisation en fonction de la position de la source par rapport au cristal montre la nécessité de la correction de la linéarité.

La méthode classique de conversion, dite sélective, se fait après la confirmation d'appartenance du maximum du signal

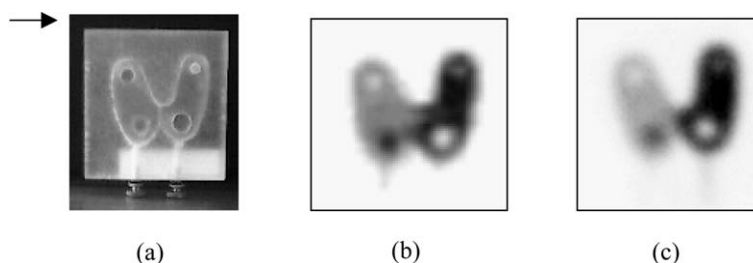


Fig. 10. (a) Fantôme thyroïdien ; (b) son image scintigraphique par notre système ; (c) son image scintigraphique par la SOPHY DS7 (SMVi).

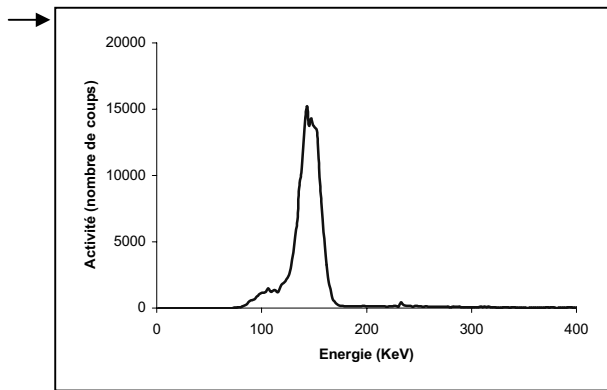


Fig. 11. Spectre du technétium 99m.

370 énergie à la fenêtre spectrométrique (FSp) prédéfinie. Les
371 signaux de position (X^+ , X^- , Y^+ , Y^-) doivent être retardés de
372 façon analogique avant qu'ils soient appliqués à l'étage de
373 conversion. Ceci augmente l'encombrement et le bruit.

374 Le choix de la conversion systématique nous permet de
375 démarrer le traitement de l'évènement juste après la détec-
376 tion du maximum du signal énergie et sans attendre la fin de
377 l'impulsion. Comparé à la solution de détection par intégra-
378 tion totale de l'impulsion, un gain en temps de traitement est
379 enregistré.

380 La technique de détection du maximum en échantillon-
381 nant point par point et en continu le signal, nécessite des
382 convertisseurs analogiques/numériques fonctionnant à des
383 fréquences d'échantillonnage élevées, coûteux et à grande
384 consommation. De plus, le temps de réponse du filtre numé-
385 rique, détectant le maximum, peut être non négligeable ce
386 qui dégrade le taux de comptage [5].

387 Le temps global nécessaire pour la détection, la conver-
388 sion et le transfert des données pour un évènement est de
389 2 μ s.

390 Le phénomène d'empilement engendre une perte d'infor-
391 mation et rallonge le temps mort de la gamma caméra. Les
392 solutions décrites pour l'analyse du phénomène d'empile-
393 ment consistent soit à ignorer les impulsions empilées d'où
394 perte en comptage, soit à utiliser des méthodes de calcul à
395 temps de réponse important [6]. Dans la gamma caméra
396 digitale, la gestion PM par PM des signaux ne permet de
397 prendre en compte que deux évènements simultanés suffi-
398 samment éloignés [7].

399 Notre solution, non seulement elle permet de réduire de
400 46,8 % la perte en taux de comptage, mais elle évite aussi
401 l'augmentation du temps mort par la mise en haute impé-
402 dance des sorties d'étages de mise en forme et cela pendant la
403 durée du traitement fixée à 1,6 μ s (Fig. 8). Un cas défavorable
404 et rare est enregistré lors de la survenue de la deuxième
405 impulsion juste avant t_0 , ce qui donne un maximum de
406 l'impulsion résultante à 0,6 μ s du déclenchement de la pre-
407 mière, ajouter au temps de mise en haute impédance de 1,6 μ s
408 le temps global nécessaire pour analyser ce type d'évène-
409 ment est de 2,2 μ s.

410 La partie numérique est conçue de façon qu'elle permette
411 une flexibilité dans l'intégration des algorithmes de traite-
412 ment par l'enrichissement de la bibliothèque dynamique.

413 La conversion systématique des maximums du signal
414 énergie permet la spectrométrie numérique. L'utilisateur a la
415 possibilité de fixer le nombre de fenêtres spectrométriques et
416 de choisir la méthode d'analyse. Différentes approches peu-
417 vent être adoptées, la méthode de fenêtre classique de 20 %,
418 la méthode de fenêtre de Jaszczak (JAS) [8], la méthode de
419 triple fenêtrage (TEW) [9,10]. Ces algorithmes sont basés sur
420 l'exploitation de la valeur numérique du signal énergie E .
421 Leur temps d'exécution dépend du nombre d'instructions
422 programmées et du temps du cycle du processeur (t_{cycle})
423 utilisé. Un compromis est nécessaire entre le choix de l'algo-
424 rithme et le temps de son exécution. Le DSP qui gère l'acqui-
425 sition et le transfert des données est facile à configurer.
426 L'utilisation d'une mémoire à double accès comme interface
427 entre le DSP et le PC permet la souplesse et la rapidité des
428 échanges des données.

429 Le logiciel développé assure les fonctions demandées à
430 savoir fixer les paramètres d'acquisition, visualiser, traiter et
431 sauvegarder l'image. Il permet, à l'inverse des stations d'ac-
432 quisition proposées par le constructeur, de suivre l'évolution
433 des outils de traitement informatique. L'analyse comparative
434 des images du fantôme thyroïdien réalisées par notre système
435 et par la SOPHY DS7 (SMVi), suggère la nécessité d'amé-
436 liorer la correction de la linéarité et l'utilisation d'algorithmes
437 de traitement.

5. Conclusion

438 Nous avons réalisé un système d'acquisition des signaux
439 issus de la tête de détection de la gamma caméra hybride
440 semi-analogique SOPHY DS7 (SMVi).
441

442 La chaîne ATAI développée est constituée de deux cartes,
443 une pour le traitement analogique et une autre pour le traite-
444 ment numérique. Elle est compatible au bus ISA du PC. Le
445 fonctionnement en parallèle des blocs analogique et numéri-
446 que et l'échange des données entre le DSP et le PC à travers
447 une mémoire à double accès nous a permis d'atteindre des
448 taux de comptage comparables sinon supérieurs à ceux pro-
449 posés par les fabricants.

450 Le système réalisé assure les fonctions demandées par la
451 mise en œuvre de solutions originales. De plus, le prix de
452 revient de l'ensemble des composants utilisés dans la
453 conception de ce système est faible (< 5000 euros), ce qui
454 doit permettre d'adopter facilement cette solution.

455 La plate forme est extensible côté matériel et logiciel.
456 L'utilisation de circuits reconfigurables de type FPGA cou-
457 plés au DSP nous permet d'augmenter les performances
458 globales de notre système. Des filtres numériques adéquats
459 peuvent être implantés. Une exécution parallèle de différen-
460 tes tâches, spectrométrie ou méthodes d'analyse et de correc-
461 tion, peut être assurée par ces circuits programmables.

462 **Références**

- 463 [1] Pecastaing C. Appel d'offres pour gamma caméra & métrologie des
464 micro-pipettes. Rapport DESS. Université de Technologie de
465 Compiègne; 1997.
- 466 [2] Fidler V, Prepadnik M, Xie Y. Upgrading of gamma cameras for
467 developing countries. *Journal of Radiol Oncol* 2001;35(1):53–61.
- 468 [3] Fidler V, Prepadnik M, Fettich J, Hojker S. Nuclear medecine, IBM
469 PC PIP-GAMMA-PF computer system. *Journal of Radiol Oncol*
470 1997;31:27–32.
- 471 [4] Anger HO. Scintillation Caméra. *Rev Sci Instrum* 1958;29:27–33.
- 472 [5] Stenstrom P, et al. A new scalable modular data acquisition system for
473 SPECT (PET). *IEEE Trans Nucl Sci* 1998:1117–21.
- [6] Stockham T, Cannon T, Ingebretsen R. Blind Deconvolution Through
474 Digital Signal. Processing Proc IEEE Apr.1975;63:678–92. 475
- [7] Esquerré JP, Danet B, Gantet P. Évolution des gamma caméras. *Revue*
476 de l'ACOMEN 1996;2(2):161–74. 477
- [8] Jaszczak RJ, Flayd CE, Coleman RE. Scatter compensation tech-
478 niques for SPECT. *IEEE Trans Nucl Sci* 1985;32:786–93. 479
- [9] Ogawa K, Harata Y, Ichihara T, Kubo A, Hashimoto S. A practical
480 method for position- dependent compton-scattered correction in
481 single photon Emission CT. *IEEE Trans Med Imaging* 1991;10:408–
482 12. 483
- [10] Ichihara T, Ogawa K, Motomura N, Kubo A, Hashimoto S. Compton
484 Scatter compensation using the triple-energy window method for
485 single-and-dual-isotope SPECT. *J Nucl Med* 1993;34:2216–21. 486

UNCORRECTED PROOF