



Article original

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

B. Mahmoud <sup>b</sup>, M.-H. Bedoui <sup>a,\*</sup>, R. Raychev <sup>a</sup>, H. Essabbah <sup>a</sup>

<sup>a</sup> *Laboratoire de biophysique, faculté de médecine de Monastir, 5019 Monastir, Tunisie*

<sup>b</sup> *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

10 Nous avons réalisé une interface compatible-PC de la tête de détection d'une gamma caméra. L'objectif est de proposer un système assurant  
11 l'acquisition et le traitement des signaux issus de la tête de détection, en intégrant des approches récentes et des solutions originales tout en  
12 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  
13 de l'information utile et la conversion. Un bloc de traitement numérique architecturé autour d'un processeur DSP (*Digital Signal Processor*)  
14 a permis de gérer l'acquisition, de traiter les données (spectrométrie, correction de linéarité, correction d'uniformité, calcul de la position de  
15 l'événement ...) et de communiquer avec un micro-ordinateur. Sur ce compatible-PC, un logiciel est installé permettant de fixer les paramètres  
16 d'acquisitions, de choisir les méthodes de correction, de visualiser, de traiter et de sauvegarder les images. Ce système a assuré la tâche  
17 demandée avec des performances comparables à celles proposées par les fabricants d'une façon fiable et à faible coût.

18 © 2003 Publié par Éditions scientifiques et médicales Elsevier SAS.

### 19 Abstract

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

28 © 2003 Publié par Éditions scientifiques et médicales Elsevier SAS.

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

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

### 32 1. Introduction

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

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

\* Auteur correspondant.

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

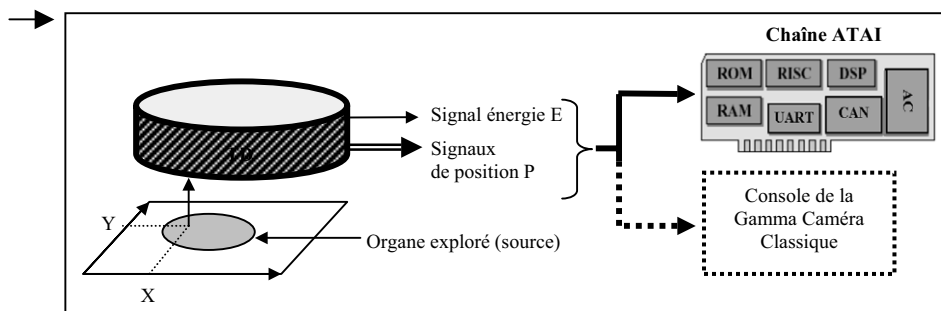


Fig. 1. Schéma de la TD avec les signaux de sortie.

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  $\mu$ s et un maximum à 0,3  $\mu$ 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  $\mu$ s et un maximum à 0,42  $\mu$ s ( $t_1$ ) du déclenche-  
 ment (Fig. 2, voie A1). Un décalage de 0,4  $\mu$ 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

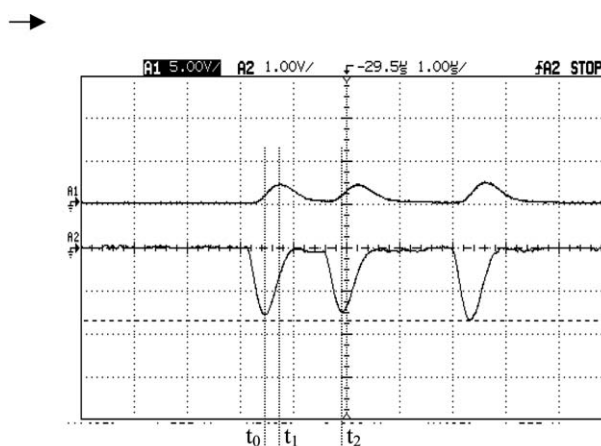


Fig. 2. Forme des signaux à la sortie de la TD.

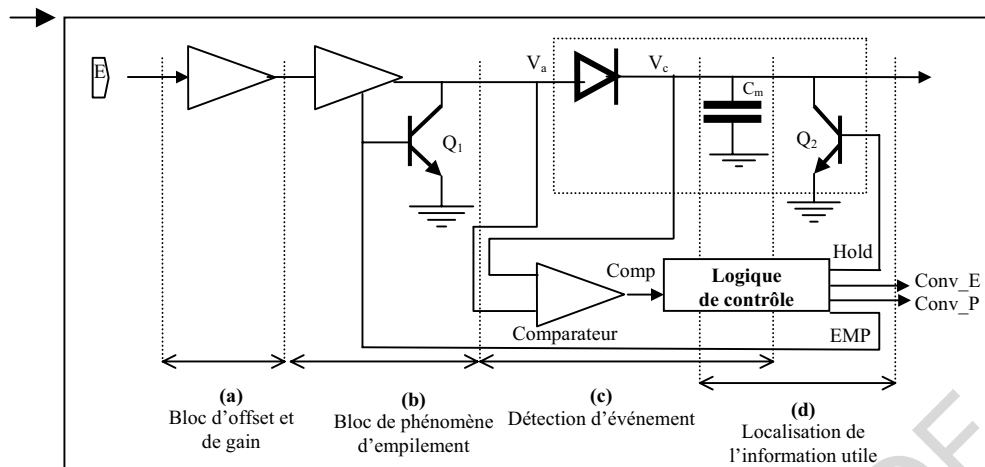


Fig. 3. Circuit de traitement analogique pour le signal énergie.

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  $\pm 200$  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

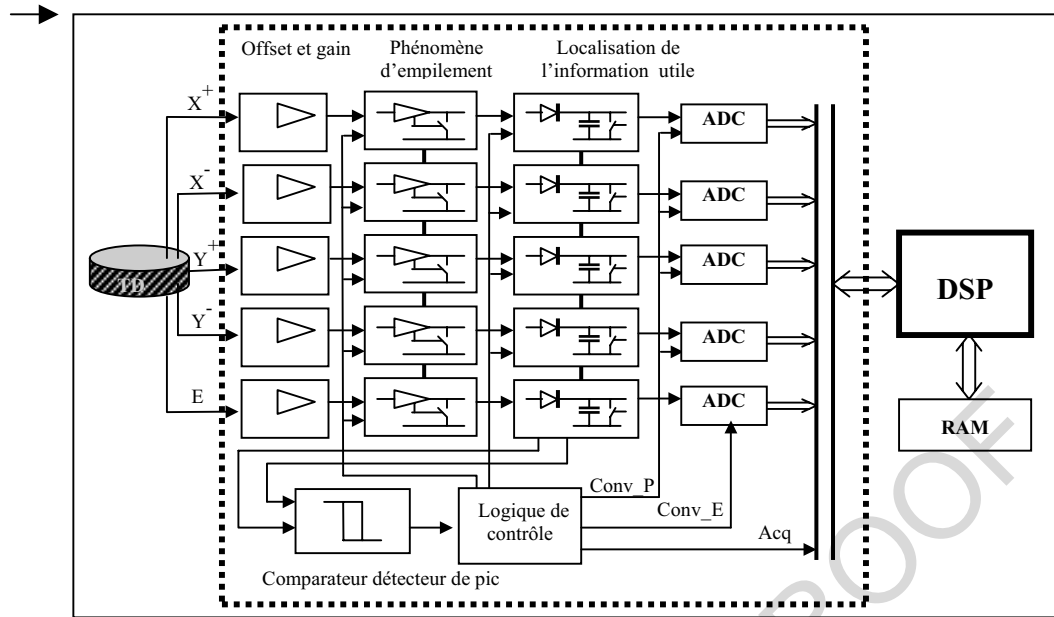


Fig. 4. Architecture du bloc de traitement analogique.

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

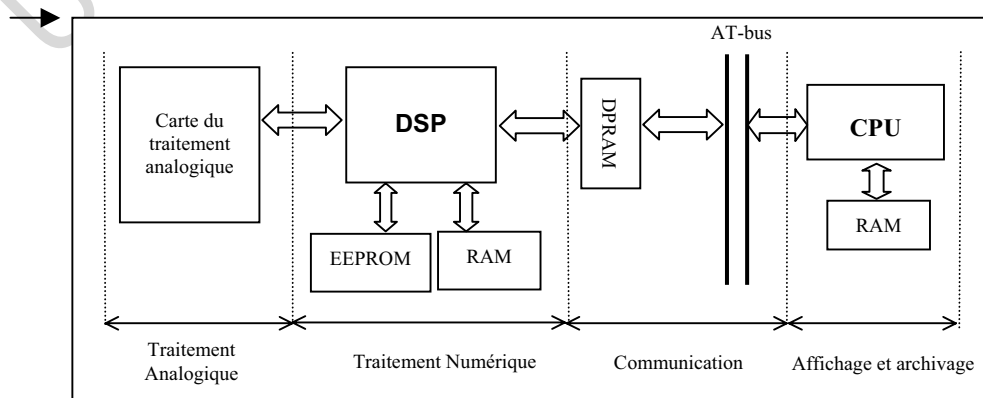


Fig. 5. Architecture de la partie numérique.

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 ( $\Delta x$  et  $\Delta y$ ) 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 :

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

### 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

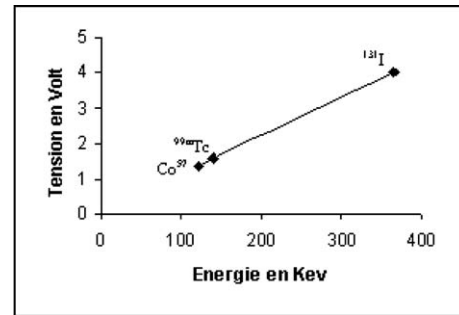


Fig. 6. Variation de l'amplitude du signal  $E$  en fonction de l'énergie du rayonnement.

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 sur-  
 278 venue 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. 9a<sub>1</sub>,  
 283 9a<sub>2</sub>, 9a<sub>3</sub> et 9a<sub>4</sub>), 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. 9b<sub>1</sub>) ;
- 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. 9b<sub>2</sub>) ;

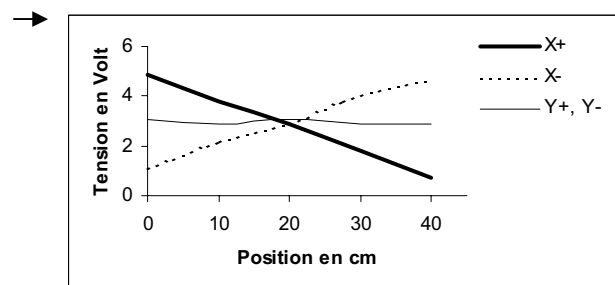


Fig. 7. Variation des amplitudes des signaux  $X^+$ ,  $X^-$ ,  $Y^+$  et  $Y^-$  en fonction de la position d'une source ponctuelle déplacée devant le cristal suivant  $X$ .

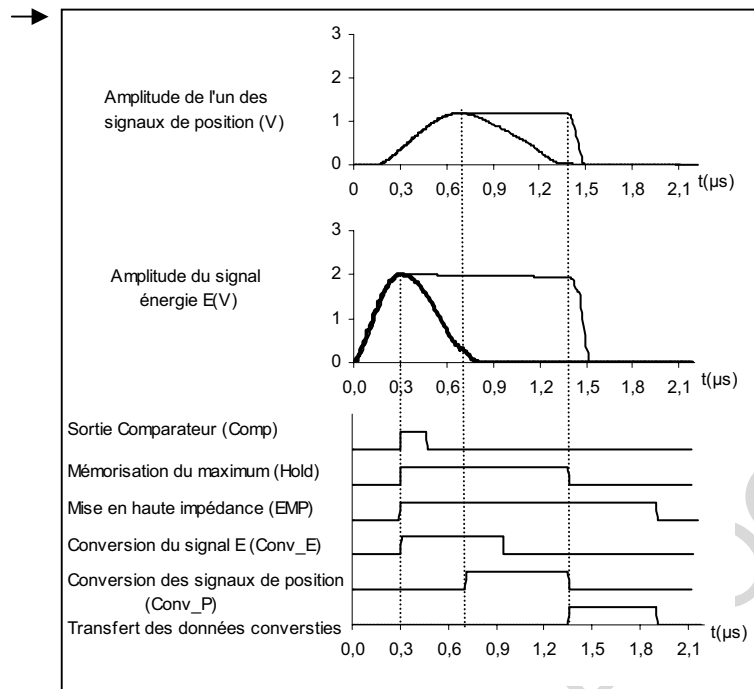


Fig. 8. Chronogramme de détection et de mémorisation de l'information utile.

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. 9b<sub>3</sub>) ;

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. 9b<sub>4</sub>).

306 En tenant compte du rapport de la durée  $t_0$ -fin impulsion  
307 (0,5  $\mu$ s) par la largeur totale de l'impulsion (0,8  $\mu$ 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  
déclives. Cela permet de minimiser le bruit sans augmentation 357

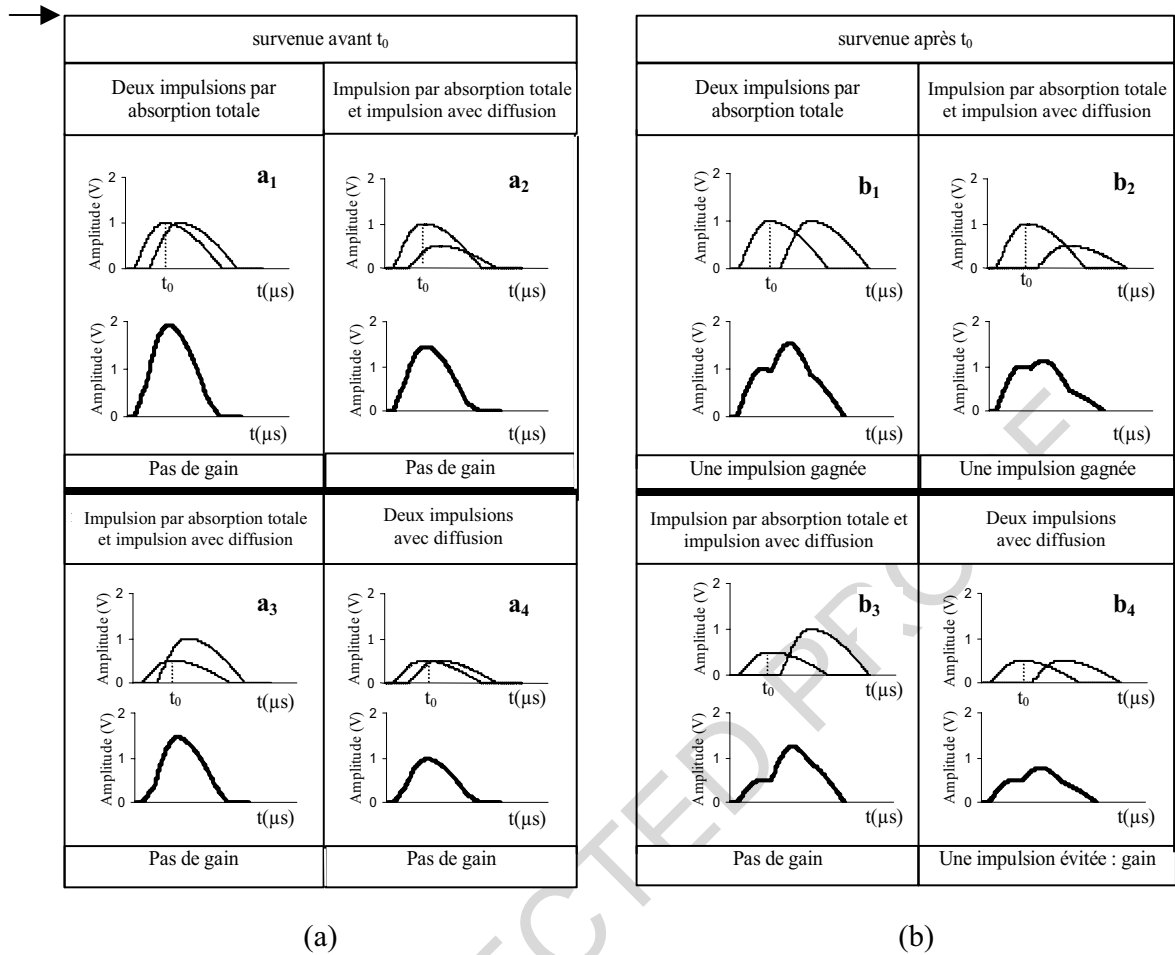


Fig. 9. Analyse des différents cas d'empilements : (a) la deuxième impulsion débute avant le maximum de la première ( $t_0$ ) ; (b) la deuxième impulsion débute après  $t_0$ .

Tableau 1		Temps de réponse ( $\mu s$ )
Temps de réponse des différents algorithmes pour un DSP de la famille Texas Instruments		TMS320C6711
<b>Algorithmes de traitement numérique</b>	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 ( $\mu s$ )		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

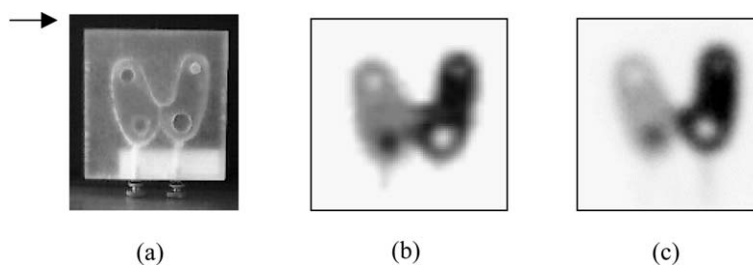


Fig. 10. (a) Fantôme thyroïdien ; (b) son image scintigraphique par notre système ; (c) son image scintigraphique par la SOPHY DS7 (SMVi).

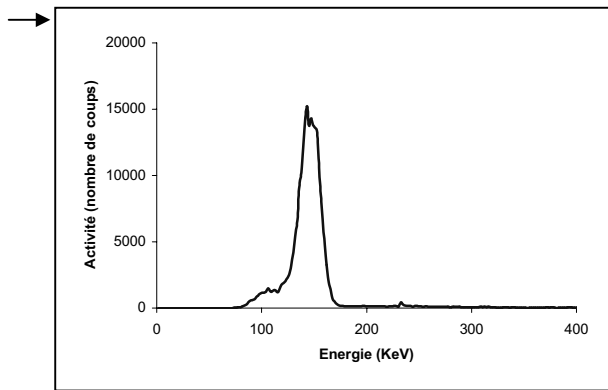


Fig. 11. Spectre du technétium 99m.

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 intégration  
378 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  $\mu$ 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  $\mu$ 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  $\mu$ s du déclenchement de la pre-  
407 mière, ajouter au temps de mise en haute impédance de 1,6  $\mu$ s  
408 le temps global nécessaire pour analyser ce type d'évène-  
409 ment est de 2,2  $\mu$ 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