POLSKA AKADEMIA NAUK
KOMITET ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI

KWARTALNIK ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI

ELECTRONICS AND TELECOMMUNICATIONS QUARTERLY

TOM 48 — ZESZYT 2

WYDAWNICTWO NAUKOWE PWN
WARSZAWA 2002

RADA REDAKCYJNA

Przewodniczący
Prof. dr hab. inż. STEFAN HAHN
czł. koresp. PAN

Członkowie
prof. dr hab. inż. DANIEL JÓZEF BEM — czł. koresp. PAN, prof. dr hab. inż. MICHAŁ BIAŁKO — czł. rzecz. PAN, prof. dr hab. inż. JAN CHOJCAN, prof. dr hab. inż. MAREK DOMAŃSKI, prof. dr hab. inż. ANDRZEJ HAŁAS, prof. dr inż. WŁADYSŁAW MAJEWSKI, prof. dr hab. inż. JÓZEF MODELSKI, prof. dr inż. JERZY OSIOWSKI, prof. dr hab. inż. EDWARD SĘDEK, prof. dr hab. inż. MICHAŁ TADEUSIEWICZ, prof. dr hab. inż. WIESŁAW WOLIŃSKI — czł. koresp. PAN, prof. dr inż. MARIAN ZIENTALSKI

REDAKCJA
Redaktor Naczelny
prof. dr hab. inż. WIESŁAW WOLIŃSKI

Zastępca Redaktora Naczelnego
doc. dr inż. KRYSTYN PLEWKO

Sekretarz Odpowiedzialny
mgr ELŻBIETA SZCZEPANIAK

ADRES REDAKCJI
00-665 Warszawa, ul. Nowowiejska 15/19 Politechnika, pok. 470
Instytut Telekomunikacji, Gmach im. prof. JANUSZA GROSZKOWSKIEGO

Dyżury Redakcji: środy i piątki, godz. 14–16
tel/fax (022) 660 77 37

Telefony domowe: Redaktora Naczelnego: 812 17 65
Zast. Red. Naczelnego: 826 83 41
Sekretarza Odpowiedzialnego: 633 92 52

WYDAWNICTWO NAUKOWE PWN SA
Warszawa, ul. Miodowa 10

Ark. wyd. 25,00 Ark. druk. 19,5	Podpisano do druku w czerwcu 2002
Papier offset. kl. III 80 g. B-1	Druk ukończono w czerwcu 2002

SKŁAD I ŁAMANIE: PHOTOTEXT, Warszawa, ul. Chmielna 120
DRUK I OPRAWA: Zakład Poligraficzny Oja Druk, ul. Sporna 2F, Warszawa

AŁKO — czł.
f. dr hab. inż.
LSKI, prof. dr
EUSIEWICZ,
NTALSKI

Komitet Naukowy Wydania

Prof. dr hab. inż. Władysław Dąbrowski
dabrowski@ftj.agh.edu.pl
Wydział Fizyki i Techniki Jądrowej
Akademia Górniczo-Hutnicza

Prof. dr hab. inż. Janusz A. Dobrowolski
jad@ise.pw.edu.pl
Instytut Systemów Elektronicznych
Politechnika Warszawska

Prof. dr hab. Jan Królikowski
Jan.Krolikowski@fuw.edu.pl
Instytut Fizyki Doświadczalnej
Uniwersytet Warszawski

Mgr inż. Ignacy Kudła
kudla@fuw.edu.pl
Instytut Fizyki Doświadczalnej
Uniwersytet Warszawski

Prof. dr hab. Piotr Malecki
Piotr.Malecki@ifj.edu.pl
Instytut Fizyki Jądrowej im. Henryka Niewodniczańskiego
Kraków

Prof. dr hab. Michał Turała – Przewodniczący
Michal.Turala@cern.ch
Instytut Fizyki Jądrowej im. Henryka Niewodniczańskiego
Kraków

Komitet Redakcyjny Wydania

Dr inż. Krzysztof T. Poźniak
Pozniak@ise.pw.edu.pl
Instytut Systemów Elektronicznych
Politechnika Warszawska

Dr inż. Ryszard S. Romaniuk – Przewodniczący
rrom@ise.pw.edu.pl
Instytut Systemów Elektronicznych
Politechnika Warszawska

Dr hab. Grzegorz Wrochna
Grzegorz.Wrochna@fuw.edu.pl
Instytut Problemów Jądrowych im. Andrzeja Sołtana
Warszawa

„Kwa
Quartery
prawy El
Kwar
Akademi
Kwartaln
i komun
a także
czesnej
i elektro
Auto
czeniu, a
Arty
kami ba
postępu
pisania
Electron
Wsz
krajowy
naukow
w rama
stawian
Cza
krajowy
granicz
Każ
ułatwia
w kraju
artykuł
Nac
padku
publika
bie Re
Art
stronie

Szanowni Autorzy

„Kwartalnik Elektroniki i Telekomunikacji" — Electronics and Telecommunications Quartery jest kontynuatorem tradycji powstałego 48 lat temu kwartalnika p.t. „Rozprawy Elektrotechniczne".

Kwartalnik jest czasopismem Komitetu Elektroniki i Telekomunikacji Polskiej Akademii Nauk. Wydawany jest przez Wydawnictwo Naukowe PWN SA w Warszawie. Kwartalnik jest czasopismem naukowym, na którego łamach są publikowane artykuły i komunikaty prezentujące wyniki oryginalnych prac teoretycznych i doświadczalnych, a także przeglądowych. Związane są one z szeroko rozumianymi dziedzinami współczesnej elektroniki, telekomunikacji, mikroelektroniki, optoelektroniki, radiotechniki i elektroniki medycznej.

Autorami publikacji są wybitni naukowcy, znani specjaliści o wieloletnim doświadczeniu, a także młodzi badacze — głównie doktoranci.

Artykuły charakteryzują się oryginalnym ujęciem zagadnienia, interesującymi wynikami badań, krytyczną oceną teorii lub metod, omówieniem aktualnego stanu, lub postępu danej gałęzi techniki oraz omówieniem perspektyw rozwojowych. Sposób pisania matematycznej części artykułów zgodny jest z wytycznymi IEC (International Electronics Commision) oraz ISO (International Organization of Standarization).

Wszystkie publikowane w Kwartalniku artykuły są recenzowane przez znanych krajowych specjalitów, co zapewnia że publikacje te są uznawane jako autorski dorobek naukowy. Opublikowanie w kwartalniku wyników prac naukowych zrealizowanych w ramach „GRANTów" Komitetu Badań Naukowych spełnia więc jeden z wymogów stawianych tym pracom.

Czasopismo dociera do wszystkich zajmujących się elektroniką i telekomunikacją krajowych ośrodków naukowych oraz technicznych, a także szeregu instytucji zagranicznych. Jest ponadto prenumerowane przez liczne grono specjalistów i biblioteki.

Każdy Autor otrzymuje bezpłatnie 20 egzemplarzy nadbitek swojego artykułu, co ułatwia przesłanie go do indywidualnych wybranych przez Autora osób i instytucji w kraju lub za granicą. Ułatwia to dodatkowo fakt, że w Kwartalniku są publikowane artykuły w języku angielskim.

Nadesłane do redakcji artykuły są publikowane w terminie około pół roku, w przypadku sprawnej współpracy Autora z Redakcją. Wytyczne dla Autorów dotyczące formy publikacji są zamieszczone w zeszytach Kwartalnika, można je także otrzymać w siedzibie Redakcji.

Artykuły można dostarczać osobiście, lub pocztą pod adresem zamieszczanym na stronie redakcyjnej w każdym zeszycie.

Redakcja

Niniejsz
łości aparatu
śmy, iż war
i inżynierów
badań podst
Wymag
konstruktora
logii, które
badawczych
wych oprac
roniki i op
przetwarzan
oprogramov
pracować w
micznej, alg
rzenie w Eu
Mamy
wybranych
przedstawie
wprowadza

Szanowni Czytelnicy

Niniejszy numer Kwartalnika Elektroniki i Telekomunikacji poświęcony jest w całości aparaturze elektronicznej przeznaczonej dla fizyki doświadczalnej cząstek. Uznaliśmy, iż warto jest przedstawić polskiemu czytelnikowi opracowania naszych fizyków i inżynierów z obszaru elektroniki, telekomunikacji i informatyki, wykorzystywane do badań podstawowych w tej dziedzinie.

Wymagania współczesnej fizyki doświadczalnej cząstek często stawiają przed konstruktorami aparatury badawczej zadania sięgające granic współczesnych technologii, które udaje się rozwiązywać jedynie dzięki wieloletniej pracy dużych zespołów badawczych. Szerokie spektrum zagadnień staje się przyczynkiem powstawania naukowych opracowań dotyczących z jednej strony rozwoju technologicznego mikroelektroniki i optoelektroniki, a z drugiej opracowywania nowych metod pomiarowych, przetwarzania sygnałów oraz diagnostyki dużych systemów elektronicznych wraz z ich oprogramowaniem. Przykładowo można tu wymienić: specjalne układy scalone zdolne pracować w warunkach radiacyjnych trudniejszych od panujących w przestrzeni kosmicznej, algorytmy selekcji przypadków fizycznych w czasie rzeczywistym, czy stworzenie w Europejskim Centrum Fizyki Cząstek w Genewie systemu WWW.

Mamy nadzieję, że o krajowym wkładzie w tą dziedzinę przekona Państwa zestaw wybranych artykułów zamieszczony w niniejszym numerze Kwartalnika. Dla lepszego przedstawienia całości zagadnienia, tytułem wstępu zamieszczamy cztery artykuły wprowadzające, po których następuje 15 artykułów dotyczących opracowań krajowych.

Redakcja

M. Turała: T
J. Królikowsk
W. Dąbrowsk
P. Malecki: M
W. Dąbrowsk
K. Korcyl, P.
Z. Hajduk, J.
M. Witek: Po
K. Buńkows
J. Królo
P. Zalev
K. Buńkows
W. Zabo
P. Kapusta: I
J. Andruszkó
odczytu
G. Bałuka,
I.M. Ku
R. Pietr
odczytu
G. Bigos, A.
M. Kut
i bazod
ekspery
M. Adamus,
E. Banaś, A
Rejestra
I. Marzec, K
słomk w
P. Gryboś,
promien
M. Adamus
bloków
Wybrane na
Informacje o

SPIS TREŚCI

M. Turała: Techniki elektroniczne w doświadczalnej fizyce wysokich energii 179
J. Królikowski: Eksperymenty fizyki wysokich energii ostatnich dwudziestu lat 189
W. Dąbrowski, K. Poźniak, R. Romaniuk: Elektronika dla fizyki wysokich energii 213
P. Malecki: Modelowanie i analiza danych w eksperymentach fizyki wysokich energii 233
W. Dąbrowski: Elektronika front-end do krzemowego detektora torów w eksperymencie ATLAS . . 247
K. Korcyl, P. Golonka: System filtracji przypadków w czasie rzeczywistym w eksperymencie ATLAS 271
Z. Hajduk, J. Olszowska: System kontroli i monitorowania detektora TRT w eksperymencie ATLAS 285
M. Witek: Potrzeby obliczeniowe eksperymentów fizyki cząstek elementarnych na akceleratorze LHC 299
K. Buńkowski, M. Ćwiok, Ł. Gościło, M. Górski, M. Kazana, A. Kalinowski, K. Kierzkowski, J. Królokowski, I. Kudła, T. Nakielski, M. Pietrusiński, K. Poźniak, G. Wrochna, W. Zabłotny, P. Zalewski, P. Zych: Tryger mionowy RPC w eksperymencie CMS 309
K. Buńkowski, I. Kudła, T. Nakielski, M. Pietrusiński, K. Poźniak, R. Romaniuk, G. Wrochna, W. Zabołotny: Diagnostyka i monitorowanie Trygiera Mionowego RPC w eksperymencie CMS 325
P. Kapusta: Koncentrator danych dla Detektora Zewnętrznego w eksperymentach LHCb 337
J. Andruszków, W. Daniluk, P. Jurkiewicz, A. Kotarba, K. Oliwa, W. Wierba, J. Pieron: System odczytu i akwizycji danych Monitora Świetlności eksperymentu ZEUS 349
G. Bałuka, M. Bukowy, J. Ciborowski, A. Derlicki, G. Grzelak, R. Karpiuk, K. Kierzkowski, I.M. Kudła, R. Kupczak, W. Kuśmierz, W. Martynow, J. Milewski, R. Nowak, J.M. Pawlak, R. Pietrak, J. Pliszka, P. Pluciński, K. Poźniak, K. Stojda, R. Walczak, A.F. Żarnecki: System odczytu i układ wyzwalania kalorymetru wspomagającego BAC dla detektora ZEUS 359
G. Bigos, A. Gieraj, D. Górczyński, G. Grzelak, T. Jeżyński, K. Kierzkowski, I.M. Kudła, A. Kuliński, M. Kuthan, Z. Łuszczak, R. Nowak, P. Pluciński, K. Poźniak, R Romaniuk: Obiektowo i bazodanowo zorientowany system diagnostyczny dla kalorymetru uzupełniającego BAC eksperymentu ZEUS 381
M. Adamus, I.M. Kudła, K. Poźniak, R. Szwed: Veto detektor dla eksperymentu ZEUS 397
E. Banaś, A. Bożek, P. Jałocha, P. Kapusta, Z. Natkaniec, W. Ostrowicz, H. Pałka, M. Różańska: Rejestracja danych z krzemowego detektora wierzchołka eksperymentu Belle 411
J. Marzec, K. Zaremba, Z. Pawłowski, B. Konarzewski, G. Domański: Elektronika odczytu komór słomkowych w eksperymencie COMPASS 421
P. Gryboś, W. Dąbrowski: Wykorzystanie paskowych detektorów krzemowych w dyfraktometrii promieniowania X 435
M. Adamus, K. Poźniak: Diagnostyka detektora Veto Wall jako przykład metody elementarnych bloków funkcjonalnych 449
Wybrane nazewnictwo z dziedziny Fizyki Wysokich Energii 468
Informacje dla Autorów 474

CONTENTS

M. Turała: Electronics experiments in experimental paryticle physics 179
J. Królikowski: Experiments in high energy physics in last twenty years 189
W. Dąbrowski, K. Poźniak, R. Romaniuk: Electronics for high energy physics 213
P. Malecki: Simulations and analysis in experimental particle physics 233
W. Dąbrowski: Front-end electronics for readout of silicon tracker in the Atlas experiment 247
K. Korcyl, P. Golonka: The real time event selection system for the Atlas experiment 271
Z. Hajduk, J. Olszowska: Control and monitoring system for TRT detector in Atlas experiment . . . 285
M. Witek: Computing requirements for high energy physics experiments at the LHC collider 299
K. Buńkowski, M. Ćwiok, Ł. Gościło, M. Górski, M. Kazana, A. Kalinowski, K. Kierzkowski, J. Królokowski, I. Kudła, T. Nakielski, M. Pietrusiński, K. Poźniak, G. Wrochna, W. Zabłotny, P. Zalewski, P. Zych: Tze RPC muon trigger system for CMS experiment on LHC colider . . . 309
K. Buńkowski, I. Kudła, T. Nakielski, M. Pietrusiński, K. Poźniak, R. Romaniuk, G. Wrochna, W. Zabołotny: Diagnostics and monitoring of RPC muon trigger in CMS experiment 325
P. Kapusta: Data concentrator for the LHCB outer Tracker Detector 337
J. Andruszków, W. Daniluk, P. Jurkiewicz, A. Kotarba, K. Oliwa, W. Wierba, J. Pieron: Readout electronics and data aquisition system for Luminosity Monitor of ZEUS experiment 349
G. Bałuka, M. Bukowy, J. Ciborowski, A. Derlicki, G. Grzelak, R. Karpiuk, K. Kierzkowski, I.M. Kudła, R. Kupczak, W.Kuśmierz, W. Martynow, J. Mileski, R. Nowak, J.M. Pawlak, R. Pietrak, J. Pliszka, P. Pluciński, K. Poźniak, K. Stojda, R. Walczak, A.F. Żarnecki: Data acquisition and trigger of the backing calorimeter for the ZEUS experiment 359
G. Bigos, A. Gieraj, D. Górczyński, G. Grzelak, T. Jeżyński, K. Kierzkowski, I.M. Kudła, A. Kukliński, M. Kuthan, Z. Łuszczak, R. Nowak, P. Pluciński, K. Poźniak, R. Romaniuk: Object and database oriented diagnostic system for backing calorimeter for ZEUS experiment 381
M. Adamus, I.M. Kudła, K. Poźniak, R. Szwed: Veto detector for ZEUS experiment 397
E. Banaś, A. Bożek, P. Jałocha, P. Kapusta, Z. Natkaniec, W. Ostrowicz, H. Pałka, M. Rogozińska: Readout system of the Belle experiment silicon vertex detector 411
J. Marzec, K. Zaremba, Z. Pawłowski, B. Konarzewski, G. Domański: Read-out electronics of the straw chamber in compass experiment 421
P. Gryboś, W. Dąbrowski: Silicon strip detectors in X-ray diffractometry applications 435
M. Adamus, K. Poźniak: Veto wall detector diagnostics as an example of elementary functional unit method 449
Chosen vocabulary for high Energy Physics 468
Information for the Authors 474

KWARTALNIK ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI, 2002, 48, z. 2, ss. 179–188

. 179
. 189
. 213
. 233
. 247
. 271
nt . . . 285
. . . . 299
zkowski,
abłotny,
er . . . 309
/rochna,
. 325
. 337
Readout
. 349
kowski,
Pawlak,
ki: Data
. 359
Kudła,
: Object
. 381
. 397
ozińska:
. 411
s of the
. 421
. 435
nal unit
. . . . 449
. . . . 468
. . . . 474

Techniki elektroniczne w doświadczalnej fizyce wysokich energii

MICHAŁ TURAŁA

Instytut Fizyki Jądrowej im. Henryka Niewodniczańskiego, ul. Kawiory 26A, 30-055 Kraków

Otrzymano 2001.09.15
Autoryzowano 2001.12.05

Artykuł pokrótce przedstawia historię „eksperymentów elektronicznych" doświadczalnej fizyki cząstek, koncentrując się na aparaturze służącej do detekcji i rejestracji oddziaływań. Postęp w tej dziedzinie łączy się ściśle z ogólnym rozwojem elektroniki, telekomunikacji i informatyki. Na tym tle przedstawiony jest rozwój tej metodyki w polskim środowisku fizyki wysokich energii.

Słowa kluczowe: fizyka cząstek, fizyka wysokich energii, detektory, elektronika, telekomunikacja, informatyka

1. WSTĘP

Ostatnie stulecie, a zwłaszcza jego druga połowa, dostarczyło wiele nowych faktów o budowie materii i zmieniło nasze pojęcia o Wszechświecie. Wielka w tym zasługa wspaniałego rozwoju doświadczalnej fizyki wysokich energii, na co złożyło się skonstruowanie wielu akceleratorów różnych cząstek i jonów, o coraz to wyższych energiach, natężeniach i świetlnościach, jak i imponujący rozwój aparatury pomiarowej (spektrometrów).

Pierwsze akceleratory liniowe i pierścieniowe pojawiły się już w latach 30-tych, jako wynik pomysłów i badań Van der Graafa, R. Wilderöe, L. Szilarda, J.P. Thibaud, E.O. Lawrence, M.S. Livinstona i wielu innych [1,2]. Istotny wkład w ich dalszy rozwój wniosła w latach 40-tych technika urządzeń wysokiej częstotliwości dużej mocy, związana z budową stacji radarowych, rozwijana intensywnie w czasach II-giej wojny światowej — pierwsi naukowcy i inżynierowie budujący akceleratory dla fizyki wywodzili się w dużej mierze spośród konstruktorów i operatorów tych urządzeń. Dynamicz-

ny postęp w latach 50-tych i 60-tych wynikał również w dużej mierze z wyścigu technicznego między Wschodem i Zachodem, w którym każda ze stron starała się nie ustąpić drugiej pod względem posiadanych urządzeń badawczych, co owocowało budową coraz to nowych akceleratorów o coraz to lepszych parametrach.

W eksperymentach fizyki cząstek ważnym jest wychwycenie konkretnego oddziaływania oraz znajomość punktu zderzenia bądź rozpadu cząstek, pomiar ich pędów i energii, oraz ich identyfikacja.

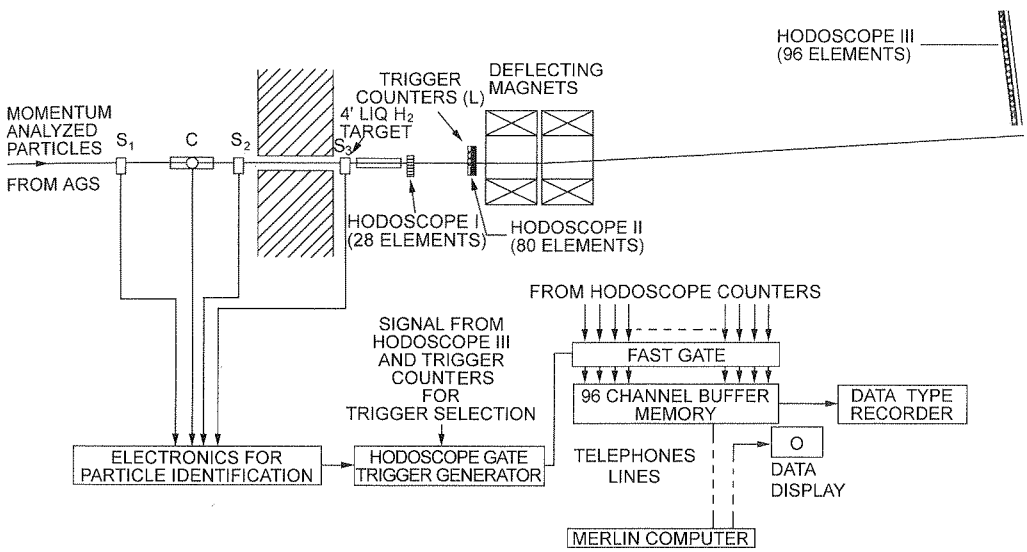
Detektory używane w pierwszych doświadczeniach fizyki wysokich energii w dużej mierze przypominały te używane w pierwszej fazie badań nad promieniotwórczością, były to klisze i emulsje fotograficzne, a następnie detektory optyczne z fotograficzną rejestracją danych. Nowe akceleratory, dostarczające intensywnych wiązek, wymagały szybko działającej aparatury, co mogły zapewnić przede wszystkim urządzenia elektryczne i opto-elektroniczne. Nowe detektory powstawały gdy pojawiały się nowe możliwości rejestrowania sygnałów za pomocą lamp elektronowych, tranzystorów czy układów scalonych. Elektronika pozwoliła na kontrolowany wybór przypadków do rejestracji, a przez to na poszukiwania bardzo rzadko występujących cząstek i pomiary procesów o małych przekrojach czynnych. Elektronika pozwoliła też na szybkie przetwarzanie sygnałów fizycznych, prądu, ładunku czy napięcia, na postać cyfrową, łatwą do rejestracji. Wraz z rozwojem telekomunikacji i informatyki rodziły się nowe koncepcje eksperymentów, o coraz to większej liczbie detektorów i torów pomiarowych, które mogą być kalibrowane, sterowane i monitorowane przez komputery. Pozwoliło to na budowę precyzyjnych spektrometrów, dostarczających coraz to większej ilości danych, które są zapisywane na taśmach lub kasetach magnetycznych, co umożliwia ich stosunkowo łatwy odczyt dla późniejszej analizy.

Dzisiaj nie dziwią nas eksperymenty o milionach elementów pomiarowych, wyposażonych w specjalną elektronikę VLSI i podłączonych do komputerów o ogromnych pamięciach i niesłychanych szybkościach działania, które potrafią mierzyć bardzo rzadkie i subtelne efekty. W ciągu ostatnich czterdziestu lat w doświadczalnej fizyce cząstek dokonał się ogromny postęp techniczny.

2. PIERWSZE EKSPERYMENTY ELEKTRONICZNE

Przeglądając publikacje z początków lat 60-tych dotyczące eksperymentów fizyki cząstek [3] i przynależnej im aparatury [4], można zauważyć coraz częstsze opisy eksperymentów przeprowadzanych z użyciem liczników scyntylacyjnych czy gazowych wyposażonych w odczyt elektroniczny. Te nowoczesne na ówczesne czasy spektrometry składały się z jednego czy dwóch liczników Czerenkowa, kilkunastu czy kilkudziesięciu liczników scyntylacyjnych bądź gazowych (w niektórych przypadkach liczba tych ostatnich sięgała tysiąca) wyposażonych w prostą, choć już wtedy raczej szybką elektronikę, pracującą w zakresie mikro czy nawet nano sekund [4]. W tymże czasie pojawiły się też pierwsze komory iskrowe, w których odczyt optyczny został zastąpiony przez elektroniczny [5].

Bardzo istotnym był fakt, że w urządzeniach pomiarowych pojawiły się pierwsze komputery [4], choć z perspektywy lat wyglądają one więcej niż skromnie. I tak eksperyment grupy S. J. Lindenbauma z Brookhaven Laboratory [6] — rys. 1, był wyposażony w komputer Merlin, posiadający pamięć 4096 słów 48 bitowych. Przypadki (do 720 bitów) były rejestrowane na taśmie magnetycznej, z czego ok. 15% było opracowywanych w czasie rzeczywistym, dla uzyskania wstępnych wyników fizycznych i oceny jakości zapisywanych danych. Spektrometr „brakującej masy" grupy B. Maglica w CERN wykorzystywał komputer Mercury z pamięcią 4 kilo-słów 10 bitowych i zapisem danych na ... bębnie magnetycznym [7]. Jeszcze z początkiem lat 70-tych autorowi było danym uczestniczyć w eksperymencie na akceleratorze Instytutu Fizyki Wysokich Energii w Sierpuchowie, dotyczącym elastycznego rozpraszania elektronów i pionów na protonach, w którym dla rejestracji i obróbki danych „on-line" wykorzystywano jeden z najnowocześniejszych, jak na owe czasy, małych komputerów HP2116B, z pamięcią o pojemności 32 kilo-słów 16 bitowych i cyklem 1.2 us, ale który już posiadał w miarę szybki dysk, służący do buforowania danych [8,9].



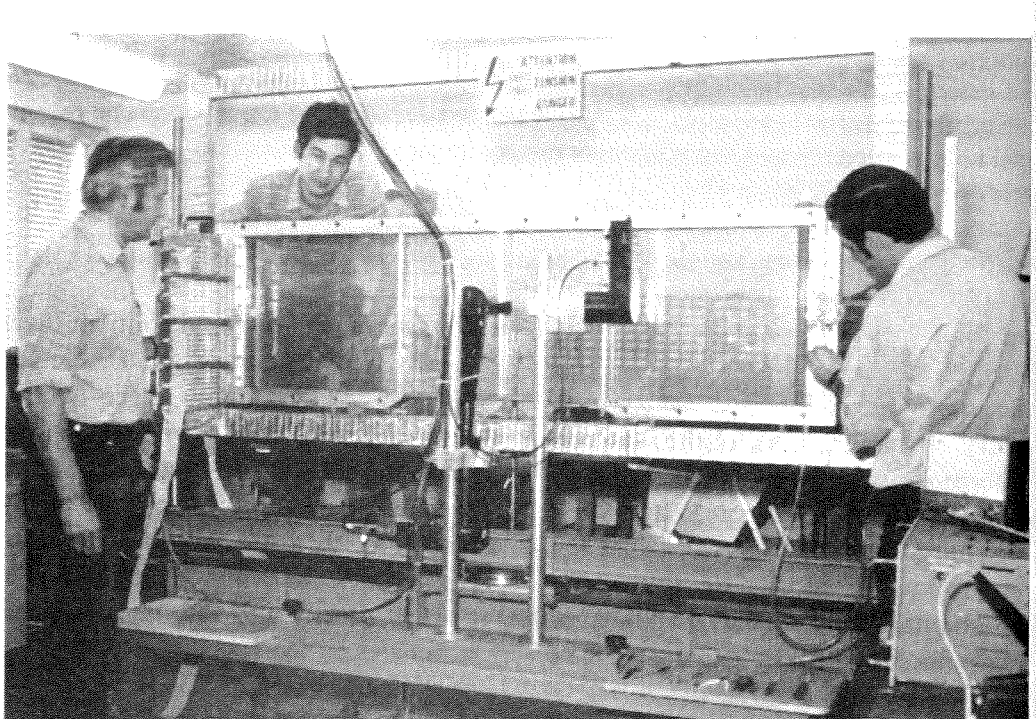
Rys. 1. Spektrometr grupy Brookhaven będący jednym z pierwszych w którym zastosowano komputer dla analizy danych „on-line" [6]

Dalszy rozwój eksperymentów „on-line" nastąpił szybko z chwilą rozpowszechnienia się komór iskrowych i proporcjonalnych, oraz pojawienia się „małych" komputerów następnej generacji, typu HP, PDP, NORDSK, itp.

3. DETEKTORY BEZFILMOWE

Pierwsze obserwacje promieniotwórczości były dokonane z pomocą ekranów scyntylacyjnych oraz klisz i emulsji fotograficznych (anegdota mówi iż pierwsi fizycy jądrowi dobierali sobie młodych współpracowników pod kątem zdolności ... zliczania rozbłysków!). Te urządzenia wykorzystywali i pierwsi badacze promieniowania kosmicznego. Kolejne detektory cząstek to komora Wilsona, komory mgłowe i komory pęcherzykowe. Wymienione techniki pozwalały stosunkowo łatwo i precyzyjnie rejestrować tory cząstek i oddziaływania, jednak z zasady ich działania wynikało, iż były one czułe przez długi okres czasu, co ograniczało ich zastosowanie w intensywnych wiązkach dla precyzyjnych pomiarów czy poszukiwania rzadkich procesów, a rejestracja fotograficzna wymagała dalszego żmudnego opracowywania danych.

Jak już było wspomniane wymaganiom nowych eksperymentów mogły sprostać jedynie urządzenia optyczne i elektryczne. Już w początkach badań nad promieniotwórczością, w r. 1908, E. Rutherford i H. Geiger odkryli iż prąd w cylindrycznym liczniku gazowym jest modulowany przez przechodzące cząstki, przy czym występuje znaczne wzmocnienie ładunku [10]. W dalszej kolejności obserwacja scyntylacji na ekranach



Rys. 2. Jedne z pierwszych dużych komór proporcjonalnych zbudowanych w CERN; pierwszy z lewej G. Charpak, przyszły laureat nagrody Nobla z r. 1992 [13]

została zastąpiona przez rejestrację impulsów świetlnych z pomocą fotopowielaczy, wynalezionych w r. 1944 przez S. Currana i W. Bakera [11].

Liczniki gazowe, proporcjonalne lub Geigera-Müllera, były stosowane już w latach 30-tych, jednakże towarzysząca im elektronika odczytu, początkowo lampowa, limitowała znacznie liczebność tych urządzeń. Do rejestracji służyły numeratory telefoniczne bądź ekran oscyloskopu, które fotografowano za każdym przypadkiem.

Znacznym krokiem do przodu było wynalezienie komór iskrowych, o stosunkowo krótkiej pamięci i małym czasie martwym, które mogły rejestrować wiele torów. Początkowo informacja z tych detektorów była rejestrowana na filmach, lecz szybko zastosowano elektroniczne metody odczytu: rdzenie magnetyczne, pomiar prędkości rozchodzenia się dźwięku w gazie czy taśmie magnetostrykcyjnej, rozpływ ładunku elektrycznego iskry [5].

Jednakże szybkość działania tych urządzeń nie zadowalała wielu badaczy. Bardzo ważnym krokiem do przodu było pojawienie się w r. 1968 pracy G. Charpaka i współpracowników nt. działania wielo-anodowego licznika proporcjonalnego, tzw. „komory proporcjonalnej", wyposażonej w tranzystorowe wzmacniacze odczytu [12]. Detektory tego typu rozpowszechniły się bardzo szybko, jako iż ich parametry czasowe były niewiele gorsze od liczników scyntylacyjnych, a przy tym były stosunkowo łatwe w konstrukcji i tanie, co pozwalało na budowę dużych komór o wielu anodach. Powstało wiele wariantów tych urządzeń, a komory dryfowe pozwoliły na optymalizację odczytu w zależności od wymaganych parametrów czasowych. Obecnie detektory tego typu są stosowane powszechnie w spektrometrach, gdzie wymagane są duże rozmiary i precyzja pomiaru toru, przy umiarkowanym natężeniu cząstek.

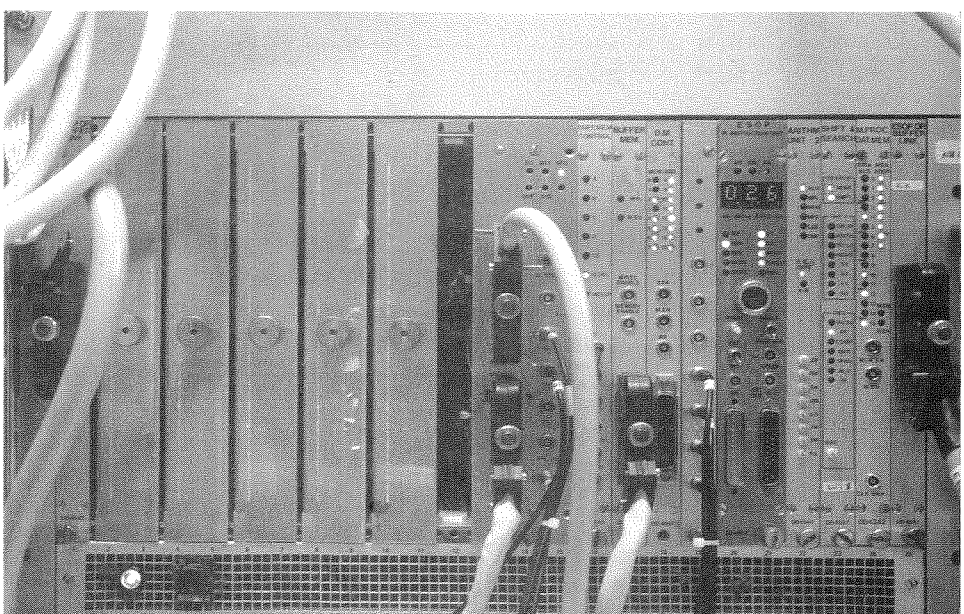
4. ELEKTRONIKA ODCZYTU I PRESELEKCJA PRZYPADKÓW

Jeszcze z początkiem lat 60-tych duża część aparatury pomiarowej fizyki wysokich energii była zbudowana przy wykorzystaniu lamp elektronowych. Autorowi przyszło obsługiwać stację do badania promieniowania kosmicznego na górze Aragac w Armenii, składającą się z kilkuset dużych liczników proporcjonalnych z odczytem lampowym (kilka tysięcy lamp), gdzie jednym z podstawowych zajęć była wymiana tychże elementów. Ale już w tym czasie pojawiły się urządzenia półprzewodnikowe, tranzystory i diody tunelowe, pozwalające na budowę elektroniki rejestrującej o nano sekundowej rozdzielczości [5]. Stosunkowo szybko został wprowadzony standard NIM (Nuclear Instrument Modules) ustalający rozmiary mechaniczne indywidualnych modułów i kaset, oraz ustalający wartości napięć zasilających i poziomy sygnałów elektrycznych. Bloki szybkich wzmacniaczy, dyskryminatorów, układów koincydencyjnych i przeliczników pozwalały na szybkie zestawienie układu pomiarowego i prostą rejestrację danych. Ten system okazał się na tyle uniwersalnym i łatwym w obsłudze, że do dzisiaj jest stosowany w niewielkich zestawach pomiarowych.

Wprowadzenie do eksperymentów komputerów wymagało stworzenia odpowiednich układów elektronicznych i oprogramowania dla wzajemnej komunikacji i rejestracji

danych. Z końcem lat 60-tych pojawił się standard CAMAC — skrót interpretowany często jako Computer Assisted Modules for Acquisition and Controls, który zdominował eksperymenty elektroniczne lat 70-tych [14,15], a i znalazł też zastosowanie w innych dziedzinach. Jednakże szybkość transmisji danych w tym standardzie była ograniczona (cykl magistrali wynosił 1 μs), a potrzeby eksperymentów fizyki cząstek pod tym względem rosły. Stworzono więc nowy standard FASTBUS, stosowany w wielu eksperymentach lat 80-tych [16,17]. Jednakże był on skomplikowany pod względem elektrycznym i niezbyt udany mechanicznie (duże obwody drukowane, ułatwiające koncentrację danych z eksperymentów, nie były stabilne), i w rezultacie nie został przyjęty przez przemysł. Równolegle rozwijał się modułowy system VME, który z pewnymi modyfikacjami został przyjęty i przez środowisko doświadczalnej fizyki cząstek [18], i który dominuje w dzisiejszej aparaturze. Bloki odczytu są obecnie bardzo wyrafinowane i często zawierają programowalne procesory DSP i duże matryce FPGA dla wstępnej obróbki danych i kalibracji detektorów.

Eksperymenty elektroniczne fizyki cząstek, w których aparatura może rejestrować tylko wybrane zdarzenia, wymagały i rozwoju systemów preselekcji („filtracji") danych, dla wyboru przypadków określonej klasy. Początkowo były to proste układy logiczne, jednakże w latach 70-tych wprowadzono do eksperymentów specjalne procesory pozwalające na szybkie przetworzenie małej części danych, np. obliczenie kąta roz-



Rys. 3. Elektronika wstępnej selekcji danych w eksperymencie współpracy Amsterdam-Bristol-CERN-Cracow-Munich-Oxford-Rutherford w CERN, dotyczącym badania produkcji cząstek powabnych [22]

proszenia czy porównania energii i pędu cząstek, co umożliwiało wybór interesujących przypadków dla dalszej rejestracji. Autor i jego koledzy stosowali proste procesory analogowe i cyfrowe w eksperymentach elastycznego rozpraszania cząstek w IFWE Sierpuchow [19]; w kolejnych, dotyczących badania produkcji cząstek z ciężkimi kwarkami i realizowanych w CERN, był to już szybki mikro-programowalny procesor ESOP [20-22]. Metodyka wstępnego wyboru przypadków rozwinęła się wspaniale w ostatnich dwudziestu latach, w związku z pojawieniem się ogólno dostępnych szybkich procesorów oraz programowalnych matryc logicznych, co pozwala na implementację coraz to bardziej złożonych algorytmów wstępnej analizy.

5. ROZWÓJ TECHNOLOGII DLA WSPÓŁCZESNYCH I PRZYSZŁYCH EKSPERYMENTÓW FIZYKI CZĄSTEK

Współczesne eksperymenty akceleratorowej fizyki cząstek nastawiają się na poszukiwanie rzadkich zjawisk (cząstek) bądź dokładne pomiary wybranych reakcji, co wymusza pracę przy dużych natężeniach wiązek i częstościach zderzeń [23]. Dla zestawienia aparatury potrzebne są precyzyjne i szybkie detektory zdolne pracować przez wiele lat w trudnych warunkach radiacyjnych. Równocześnie system pomiarowy musi być wyposażony w szybki i efektywny system preselekcji przypadków, potrafiący rozróżnić przypadki interesujące od „trywialnych", przed zapisem ich na taśmy czy dyski. Mimo wstępnej filtracji zarejestrowana informacja ma ogromną objętość i wymaga wykorzystania światowej sieci komputerowej dla potrzeb analizy i modelowania eksperymentów.

Wyżej wymienione problemy zostały rozpoznane z chwilą podjęcia planów budowy nowych akceleratorów w Europie, Japonii i Stanach Zjednoczonych, a dla ich rozwiązania uruchomiono w ostatnich latach specjalne programy badawczo-rozwojowe. Zasadnicze wymagania stawiane przed detektorami i stowarzyszoną elektroniką odczytu, oraz przed systemami filtracji, gromadzenia i analizy danych obejmowały:

— praca w strumieniach cząstek dochodzących do 3×10^{14} neutronów/cm^2 i dawkach promieniowania jonizującego do 10 Mrad (100 kGrey'ów),
— wstępna, szybka filtracja danych, z wyborem na poziomie 10^{-7} wszystkich oddziaływań,
— rejestracja, dystrybucja i analiza danych o objętości 10^{14} bitów/ rok.

Europejski program R&D, w którego pracach uczestniczył autor jako eksperymentator i współorganizator, obejmował około 50 projektów z dziedziny fizyki detektorów, elektroniki, telekomunikacji i informatyki. Rezultaty tego programu [24] pozwoliły na podjęcie decyzji o budowie wielu nowych eksperymentów, które będą przedstawione w niniejszym numerze Kwartalnika. Można wyróżnić następujące opracowania:

— precyzyjnych detektorów półprzewodnikowych i gazowych ze specjalną elektroniką odczytu o dużej skali integracji,
— badania i rozwój mikroelektroniki sub-mikronowej (0,25-0,35 μm) pod kątem jej odporności na promieniowanie,

— nowego typu detektorów dla kalorymetrii, a w szczególności nowych ciężkich kryształów ($PbWO_4$) z odczytem za pomocą diod lawinowych,
— rozwój i miniaturyzacja urządzeń dla szybkiej transmisji optycznej sygnałów analogowych i cyfrowych, oraz opracowanie systemu synchronizacji o zdolności rozdzielczej 50 ps,
— specjalnych procesorów dla wstępnej selekcji przypadków zdolnych do obliczenia pędu i energii cząstek w ułamku mikrosekundy,
— badania i rozwój szybkich łączy i przełączników telekomunikacyjnych, z celem wykorzystania ich w systemach rejestracji i preselekcji danych,
— wprowadzenie do fizyki cząstek oprogramowania obiektowego i realizacja kilku pilotowych projektów w tej dziedzinie,
— stworzenie farm komputerów PC i badania ich przydatności dla analizy danych doświadczalnych,
— opracowanie i modelowanie rozproszonej, światowej infrastruktury komputerowej.

W oparciu o uzyskane wyniki, w r. 1994, podjęto w CERN (Genewa) decyzję o budowie nowego dużego akceleratora hadronowego o zderzających się wiązkach (2 x 7 TeV) i dużej świetlności (10^{34} zderzeń/s.cm^2), oraz spektrometrów dla precyzyjnych pomiarów znanych procesów fizycznych i poszukiwania oczekiwanych cząstek Higgsa oraz cząstek supersymetrycznych.

6. ROZWÓJ METODYKI EKSPERYMENTÓW ELEKTRONICZNYCH W POLSCE

Historia polskiej fizyki cząstek jest przedstawiona szczegółowo w kilku opracowaniach [25,26]. Jednakże warto przytoczyć kilka faktów dotyczących rozwoju metodyki „eksperymentów elektronicznych".

Już w latach 30-tych grupa warszawska pod kierownictwem S. Ziemeckiego zajmowała się pomiarami promieniowania kosmicznego za pomocą komór jonizacyjnych na i pod powierzchnią ziemi, oraz w atmosferze. W Krakowie M. Mięsowicz i współpracownicy przygotowali hodoskop liczników Geigera-Mullera dla lotu stratosferycznego balonem „Gwiazda Polski", który niestety spłonął przed startem. Zestaw hodoskopów takich liczników, pracujących w koincydencji, był wykorzystany w okresie po II-giej wojnie światowej do badania promieniowania kosmicznego w kopalni soli w Wieliczce. Podobne badania prowadzono też w samym Krakowie, oraz w Łodzi pod kierunkiem A. Zawadzkiego.

Pierwsze „elektroniczne" eksperymenty akceleratorowe z istotnym udziałem polskich zespołów zostały przeprowadzone na akceleratorze IFWE Sierpuchow i CERN Genewa z końcem lat 60-tych [8,9,27,28]. Nowa metodyka szybko znalazła swoje miejsce w Instytucie Fizyki Jądrowej w Krakowie, gdzie w latach 70-tych zbudowano wiele komór iskrowych, proporcjonalnych i dryfowych dla eksperymentów w ZIBJ Dubna, IFWE Sierpuchow i CERN Genewa; nieco później technika komór wielodrutowych została przyjęta przez zespoły warszawskie z Uniwersytetu i Instytutu

Problemów Jądrowych oraz krakowskich fizyków z Uniwersytetu Jagiellońskiego. Kolejno do prac nad aparaturą elektroniczną dla eksperymentów fizyki wysokich energii dołączały zespoły z Akademii Górniczo-Hutniczej w Krakowie i Politechniki Warszawskiej. Pod koniec lat 80-tych w ośrodku krakowskim stworzono laboratorium dla pracy z precyzyjnymi detektorami krzemowymi, a w połowie lat 90-tych zaczęto w Krakowie i Warszawie projektować specjalne układy scalone o dużej skali integracji dla detektorów cząstek. W ostatnich 20 latach w obydwu tych ośrodkach zbudowano wiele urządzeń, tak detektorów jak i towarzyszącą im elektronikę odczytu, które pracowały wydajnie w kilkunastu doświadczeniach w laboratoriach CERN Genewa i DESY Hamburg, co jest przedstawione w kolejnych artykułach niniejszego Kwartalnika.

7. PODZIĘKOWANIA

Niniejszy artykuł powstał w dużej mierze dzięki informacji uzyskanej od moich kolegów z Instytutu Fizyki Jądrowej w Krakowie oraz CERN Genewa, za co im serdecznie dziękuję.

8. BIBLIOGRAFIA

1. J.L. Heilbron, R.W. Seidel: *Lawrence and his Laboratory*. Univ. Calif. Press Ltd. 1989
2. V.L. Telegdi, Szilard as Inventor: *Accelerators and More*. Physics Today, 53 (2000), no 10, 25
3. Proc. of XII Int. Conf. On High Energy Physics, Dubna, 1964
4. Proc. 1962 Conference on Instrumentation for High Energy Physics, Genewa, 1962, Nucl. Instr. Methods, v. 20 (1963)
5. Proc. Internal Meeting on Film-less Spark Chamber Techniques and Associated Computer Use, CERN report 64-30 (1964)
6. K.J. Foley et al.: *A Counter Hodoscope Digital Data and On-line Computer System Used in High Energy Scattering Experiments*. Proc. Internal Meeting on Film-less Spark Chamber Techniques and Associated Computer Use, CERN report 64-30 (1964), 11
7. H. Blieden et al.: *System Consisting of Sonic Spark Chambers, Time-of-Flight and Pulse-height Counters („Missing-Mass Spectrometer") with On-line Computer*. Proc. Internal Meeting on Film-less Spark Chamber Techniques and Associated Computer Use, CERN raport 64-30 (1964), 49
8. G.T. Adylov, M. Turała et al.: *On-line Magnetostrictive Spark Chamber System Used in Pion-Electron Scattering Experiment at 50 GeV/c*. Report JINR Dubna, E13-6658 (1972)
9. G.T. Adylov, M. Turała et al.: *Experimental Set-up for the Study of Elastic $\pi\bar{p}$ Scattering at Small Angles for Energies of 40 and 50 GeV*. Nucl. Instr. Methods, v. 125 (1975), 301
10. P. Rice-Evans: *Spark, streamer, proportional and drift chambers*. London, Richelieu , 1974
11. S.C. Curran: *Luminiscence and Scintillation Counter*. London, Butterworths Scientific Publications, 1953
12. G. Charpak et al.: *The use of multiwire proportional counters to select and localise charged particles*. Nucl. Instr. Methods, v. 62 (1968), p. 262
13. F. Sauli: *Gas detectors: Recent developments and future perspectives*. Proc. Int. Wire Chamber Conference, Vienna, 1998, Nucl. Instr. Methods, A 419 (1998), p. 189
14. F. Ball et al.: *What is CAMAC*. CERN-NP Internal report, note 45-00 (1973)
15. *Modular Instrumentation and Digital Interface System (CAMAC)*. ANSI-IEEE pp. 583-1982, 596-1982, 675-1982

16. E.M. Rimmer: *An Introduction to the FASTBUST System*. CERN-DD Internal Report, DD/80/27/1980
17. *US NIM Committee. IEEE Standard FASTBUS Modular High-Speed Data Acquisition and Contro System*. ANSI-IEEE pp. 960-1986
18. *Proceedings of the Conference on VMEbus in Physics*. CERN Geneva, Oct. 1985, CERN Report CERN 86-01
19. Z. Guzik, M. Turała et al.: *The Selective Triggering System with Proportional Chambers for the Smal Angle π-p Scattering Experiment at 40 and 50 GeV*. Nucl. Instr. Methods, v. 104 (1972), p. 337
20. C. Damerell et al.: *ACCMOR Collaboration, Use of ESOP fast processor in the triggering logic of the CERN experiment NA11*, Europhysics Conf. on Computing in High-Energy and Nuclear Physics, Bologna 1980, Comput. Phys. Commun. : 22 (1981), pp. 349-352
21. C. Verkerk: *Use of intelligent Devices in High-Energy Physics Experiments*. Proc. of the 1980 CERN School of Computing, Vraona-Attiki, Sept. 1980, CERN report 81-03 (1981)
22. B. Kisielewski: *Optymalizacja układu wyzwalania z wykorzystaniem procesorów programowalnych fizyki wysokich energii*, IFiTJ AGH, Kraków, 1983. Rozprawa Doktorska
23. *ECFA Large Hadron Collider Workshop*. Aachen, Oct. 1990, CERN report 90-10
24. *CERN Detector R&D Programme 1990-1994 (summary of results)*. CERN report, DRDC 94-48 (1994)
25. A.K. Wróblewski: *Fizyka wysokich energii w Polsce; pierwsze 50 lat*. Postępy Fizyki, 44 (1993), s 153
26. K. Rybicki: *High Energy Physics in Poland*. Proc. Int. School on High Energy Physics, Zakopane Sept. 1993, p. 245
27. G.T. Adylov, et al.: *The pion radius*, Phys. Lett.B51,1974, p. 402
28. A. Bamberger et al.: *Observation of Gamma-Rays from the Excited States of Hypernuclei*, Aachen Heidelberg-Warsaw Collaboration, Phys. Lett.B36: 1971, pp. 412-414

M. TURAŁA

ELECTRONICS EXPERIMENTS IN EXPERIMENTAL PARYTICLE PHYSICS

Summary

In this article a short history of „electronics experiments" in particle physics is presented, focusing o detectors and their readout The progress was closely connected to the developments of electronics telecomunication and computer sciences. On such background the development of this methodology in Polis institutes and universities is presented.

Keywords: experimental particle physics, detectors, electronics, telecomunication, computer science

KWARTALNIK ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI, 2002, 48, z. 2, ss. 189–211

Eksperymenty fizyki wysokich energii ostatnich dwudziestu lat

JAN KRÓLIKOWSKI

Instytut Fizyki Doświadczalnej, Uniwersytet Warszawski,
ul. Hoża 69, 00-681 Warszawa

Otrzymano 2001.10.17
Autoryzowano 2001.12.19

Artykuł zawiera krótką dyskusję problemów poznawczych stojących przed fizyką wysokich energii (f.w.e) w ostatnich dwudziestu latach oraz krótki przegląd akceleratorów — podstawowych narzędzi badawczych, przy których wykonuje się eksperymenty. Na tym tle zostały omówione niektóre układy eksperymentalne, ze szczególnym uwzględnieniem tych, w budowę których znaczący wkład wniosły zespoły polskie.

Słowa kluczowe: fizyka wysokich energii, cząstki elementarne, Model Standardowy, układy detektorowe, akceleratory

1. WSTĘP

Większość czytelników Kwartalnika PAN Elektroniki i Telekomunikacji nie jest zapewne wprowadzona w fizykę wysokich energii[1]. Stawia to przed autorem trudne zadanie dostarczenia podstawowych informacji o szybko rozwijającej się dziedzinie badań w sposób zrozumiały dla niespecjalistów.

Ostatnie dwadzieścia lat w f.w.e. to przede wszystkim triumf Modelu Standardowego (MS). Dlatego Czytelnik powinien dowiedzieć się czym jest MS i to właśnie uznałem za jeden z głównych celów tego artykułu. Najkrócej, MS jest kolejną próbą unifikowania opisu świata na poziomie najprostszym. Wpisuje się w wielką tradycję teorii unifikujących, znajdując swoje miejsce obok teorii grawitacji Newtona, unifikującej ówczesną fizykę ziemską i niebieską oraz teorii elektromagnetyzmu Maxwella unifikującej magnetyzm i elektryczność.

[1] Warto tu zwrócić uwagę na terminologię. Terminy „fizyka wysokich energii" i „fizyka cząstek elementarnych" bardzo często używane są zamiennie i tak też będę postępował w niniejszym artykule.

MS jest teorią bardzo skomplikowaną i jej popularne wytłumaczenie nie jest proste. Jednym z powodów jest hermetyczność fizyki cząstek, dziedziny, która wykształciła rozbudowaną terminologię precyzyjnie opisującą zjawiska w mikroświecie, które są mało znane poza kręgiem specjalistów. Zdecydowałem się rozpocząć od krótkiego rysu historycznego, potrzebnego m.in. dla wprowadzenia terminologii oraz od wniosków i wyników — dyskusji problemów poznawczych, które stoją przed fizyką wysokich energii.

Nie sposób w krótkim artykule opisać wszystkie problemy poznawcze, stojące przed badaczami Modelu Standardowego. Próbowałem więc nakreślić główną linię rozwoju fizyki cząstek, która prowadzi do większej niż w MS unifikacji oddziaływań i większej symetrii teorii. Od strony eksperymentalnej, główna linia rozwoju to tzw. granica wysokoenergetyczna, czyli badania prowadzone przy akceleratorach o najwyższych dostępnych energiach. Dla przejrzystości obrazu świadomie zrezygnowałem więc z podjęcia prób wyjaśnienia wielu ważnych ale bardziej szczegółowych zagadnień, w tym takich, którym poświęcane są specjalne eksperymenty, a nawet budowane specjalne akceleratory. Nie opisuję więc zagadnień związanych z łamaniem symetrii kombinowanej CP, dokładnych badań sprzężeń w oddziaływaniach słabych kwarków, rozpadu protonu oraz implikacji kosmologicznych i astrofizycznych MS.

W Cz. 3 dyskutuję ostatnie dwadzieścia lat f.w.e., które były triumfem MS, żeby w Cz. 4 przedstawić niektóre problemy nierozwiązane, które sprawiają, że MS nie jest teorią ostateczną.

W Cz. 5 przejdę do dyskusji własności istniejących akceleratorów — podstawowych narzędzi badawczych tej dziedziny fizyki. Własności akceleratorów w znacznym stopniu określają z jednej strony fizykę zjawisk badanych przy ich użyciu, z drugiej strony własności pracujących przy nich układów eksperymentalnych. W Cz.6 podaję ogólne charakterystyki podstawowych metod pomiaru i układów eksperymentalnych. Historia eksperymentów, w których wykorzystywano detektory elektroniczne jest przejrzyście opisana w pracy [1] tak więc nie będę poświęcał miejsca temu zagadnieniu. Resztę artykułu poświęcę eksperymentom, skupiając się na tych, w których znaczący wkład miały zespoły polskie. Bardziej szczegółowe artykuły w dalszej części tego numeru Kwartalnika opiszą wybrane aspekty tych eksperymentów.

2. KRÓTKI RYS HISTORYCZNY. TERMINOLOGIA

Fizyka cząstek oddzieliła się od fizyki jądrowej na przełomie lat czterdziestych i pięćdziesiątych. Warto uzmysłowić sobie ówczesny stan wiedzy o mikroświecie. Lista cząstek elementarnych AD 1949 była bardzo krótka: znano bezmasowe fotony, lekkie **leptony**[2]: elektron i jego antycząstkę pozyton, ciężkie **bariony**[3]: proton i neutron,

[2] Od greckiego leptos — lekki. Obecnie leptonami nazywamy wszystkie fermiony, które nie oddziaływują silnie.

[3] Od greckiego barios — ciężki. Obecnie barionami nazywamy wszystkie hadrony, które mają połówkowe spiny czyli są fermionami,

wreszcie dwie lekkie cząstki o masach pośrednich — **mezony**[4,5] μ[6] i π [3,4]. Postulowano istnienie bezmasowego neutrina (elektronowego) ale nie zaobserwowano jeszcze tej cząstki w bezpośrednich oddziaływaniach. Badano układy złożone ze wspomnianych cząstek: jądra atomowe składające się z barionów, oraz atomy składające się z elektronów i jąder. Znano cztery oddziaływania fundamentalne: długozasięgowe, dobrze opisane przez teorie klasyczne grawitacyjne i elektromagnetyczne oraz krótkozasięgowe (jądrowe) silne i słabe (patrz niżej) ale tylko oddziaływania elektromagnetyczne zostały opisane w poprawny i w pełni kwantowy sposób na gruncie elektrodynamiki kwantowej (QED)[5]. Oddziaływania słabe opisywano na gruncie teorii Fermiego z 1932, uzupełnionej pod koniec lat 50-tych przez Gell-Manna i Feynmana do tzw. Teorii V-A [6]. Teoria V-A opisywała dobrze dane doświadczalne, w tym m.in. łamanie parzystości przestrzennej czyli symetrii lewo-prawo zaobserwowanej w oddziaływaniach słabych w połowie lat 50-tych. Jednym z istotnych założeń teorii V-A było istnienie dwóch różnych rodzajów neutrin — elektronowego i mionowego, co wkrótce zostało potwierdzone doświadczalnie [7]. W teorii V-A obowiązywało zachowanie osobno liczb leptonowych: elektronowej i mionowej

Nie istniał i nie istnieje do tej pory kwantowy opis grawitacji.

Następne piętnaście lat to eksplozja liczby odkrywanych hadronów, za którą nie szedł, niestety, rozwój teorii. Nie udało się stworzyć teorii oddziaływań silnych. Badanie własności (np. mas i spinów) ponad 200 odkrytych hadronów opierało się na szerokim wykorzystaniu symetrii i praw zachowania. Dla tych potrzeb wprowadzono wiele liczb kwantowych[7] takich jak liczba barionowa, dziwność, izospin, kolor[8] i inne. Zaobserwowano np., że liczba barionowa tj. liczba barionów minus liczba antybarionów jest zachowana we wszystkich oddziaływaniach. Na początku lat 60-tych okazało się, że obserwowane liczby kwantowe hadronów można wyjaśnić wprowadzając pojęcie kwarków u, d i s[9] — trzech hipotetycznych składników hadronów. Według tej hipotezy bariony były zbudowane z trzech kwarków, antybariony z trzech antykwarków, zaś mezony z pary kwark — antykwark. Kwarki miały ułamkowy ładunek: kwark u miał ładunek +2/3e, pozostałe – 1/3e. Na tym etapie kwarki były raczej bytami matematycznymi — emanacjami teorii grup obdarzonymi liczbami kwantowymi. Nie powiodły się

[4] Od greckiego mezos — średni, pośredni. Obecnie mezonami nazywamy wszystkie hadrony, które mają całkowite spiny, czyli są bozonami.

[5] Bariony i mezony tworzą razem rodzinę cząstek oddziałujących silnie — **hadronów**

[6] Mezon μ odkryty w 1937 przez Andersona i współpracowników uważano początkowo za nośnik sił jądrowych Yukawy; okazało się nieco później, że nie ma on nic wspólnego z siłami jądrowymi i jest leptonem — cząstką ponad dwieście razy cięższą od elektronu. Nośnikiem oddziaływań jądrowych okazał się odkryty w 1947 mezon π. Nazwę mezon zarezerwowano dla cząstek o całkowitym spinie oddziałujących silnie.

[7] Dyskusja liczb kwantowych opisujących cząstki znajduje się np. w artykule G. Białkowskiego „Cząstki elementarne i ich oddziaływania" w Encyklopedii Fizyki Współczesnej PWN.

[8] Kolorem nazywamy ładunek oddziaływań silnych, który nie ma nic wspólnego z kolorem w optyce.

[9] Rodzaje kwarków przyjęto nazywać ich **zapachami** (ang. flavour). Tak więc oryginalna hipoteza kwarków wprowadzała trzy zapachy u, d i s, które wystarczały do opisu wszystkich ówcześnie znanych hadronów.

próby znalezienia cząstek o ułamkowych ładunkach, które mogły być swobodnymi kwarkami.

Przełom poznawczy nastąpił na początku lat 70-tych. Najpierw, w prowadzonych od 1966 roku w SLACu[10] doświadczeń nad rozpraszaniem elektronów na nukleonach[11] stwierdzono, że nukleony są cząstkami złożonymi z kwarków i gluonów — kwantów pola przenoszącego oddziaływania między kwarkami [8]. Kwarki i gluony nie mogły istnieć jako cząstki swobodne, były **uwięzione** wewnątrz hadronów w objętości ok. $(1\text{fm})^3$. Wewnątrz tej objętości kwarki oddziaływały ze sobą siłami kolorowymi za pośrednictwem gluonów. Siły te były niezbyt silne na małych odległościach (tę własność nazwano **asymptotyczną swobodą** [9]) ale rosły do nieskończoności przy wzroście odległości między kwarkami.

Drugim przełomowym odkryciem było zaobserwowanie w dwóch doświadczeniach w 1974 mezonu J/Ψ o bardzo dużej masie ale znikomej szerokości (odpowiednio 3.1 GeV/c^2 i 60 keV), która okazał się być stanem związanym ciężkiego kwarku i antykwarku powabnego — $c\bar{c}$ [10]. Stało się jasne, że kwarki istnieją naprawdę w co najmniej 4 zapachach.

Trzecim przełomowym odkryciem było odkrycie w 1973 tzw. prądów neutralnych w jądrowych oddziaływaniach słabych [11]. Wszystkie znane poprzednio przypadki oddziaływań słabych opisywane były przez tzw. prądy naładowane czyli procesy prowadzące do zmiany ładunku elektrycznego cząstek w nich uczestniczących. Przykładowo badane doświadczalnie i dobrze znane przed 1973 rozproszenie neutrin mionowych ν_μ na neutronach n przebiega według schematu $\nu_\mu + n \rightarrow \mu^- + X^+$, gdzie X^+ jest układem hadronów o sumarycznym dodatnim ładunku elektrycznym. Całkowity ładunek elektryczny musi być oczywiście zachowany w tym procesie, stąd dwie początkowe cząstki neutralne muszą zamienić się w neutralny stan końcowy. Mimo to jest to proces zachodzący przez prądy naładowane, gdyż możemy sobie wyobrazić, że polega on na dwóch zamianach ładunku: neutralny lepton — neutrino mionowe zamienia się w lepton ujemny — mion, zaś neutralny hadron — neutron zamienia się w układ hadronów o dodatnim sumarycznym ładunku. Proces ten można więc rozpatrywać na gruncie kwantowej teorii pola jako emisję wirtualnego bozonu pośredniczącego W^+ przez neutrino przekształcające się jednocześnie w μ^-. Wirtualny bozon jest pochłonięty przez neutron, który ulega rozbiciu na kilka hadronów o sumarycznym ładunku dodatnim. Taki obraz oddziaływania słabego zachowuje wszystkie znane liczby kwantowe i jest zgodny ze wspomnianą powyżej teorią V-A pod warunkiem, że bozony

[10] SLAC — Stanford Linear Accelerator Center — Centrum Akceleratora Liniowego (przy Uniwersytecie) Stanforda w Palo Alto w Kaliforni. SLAC jest jednym z Amerykańskich Laboratoriów Narodowych, specjalizuje się w badaniu oddziaływań elektronów i pozytonów. Kompleks akceleratorów w SLAC opiera się o 2 milowy liniowy akcelerator elektronowy, uruchomiony w 1966. Elektrony i pozytony mogły być w nim przyspieszane do energii 20 GeV. W latach osiemdziesiątych energię tego akceleratora podniesiono do 50 GeV, budując pierwszy zderzacz e^+e^- oparty o akcelerator liniowy — SLAC Linear Collider (SLC) służący do produkcji i badania własności bozonów Z^0.

[11] **Nukleony** to nazwa zbiorcza dwóch najlżejszych barionów — protonu i neutronu.

pośredniczące są bardzo ciężkie. Dolne ograniczenia doświadczalne na ich masę wynosiły w 1973 ok. 30 GeV/c^2. W 1973 odkryto przykłady oddziaływań neutrin mionowych, w których początkowe neutrino nie zmienia się w mion, lecz pozostaje sobą: $\nu_\mu + n \rightarrow \nu_\mu + X^0$. Oznaczało to istnienie procesów słabych, w których wymieniane były neutralne bozony pośredniczące Z^0. Właśnie to odkrycie podniosło model Weinerga, Salama i Glashowa (patrz Cz. 3), przewidujący istnienie takiego bozonu pośredniczącego, do rangi teorii oddziaływań elektrosłabych.

Bozony przenoszące oddziaływania słabe: W^+, W^- (antycząstka W^+,) i Z^0 musiały być bardzo ciężkie, gdyż oddziaływania słabe są krótkozasiegowe. Nic więc dziwnego, że ich istnienie obserwowano tylko pośrednio poprzez wymianę cząstek wirtualnych. Produkcja bozonów pośredniczących jako cząstek rzeczywistych (oraz zmierzenie ich mas i szerokości) została zaobserwowane w eksperymentach następnej generacji UA1 i UA2 na początku lat 80-tych [12]. Wymagało to zbudowania specjalnego akceleratora wysokich energii zderzacza proton — antyproton w Europejskim Ośrodku Fizyki Cząstek CERN pod Genewą.

Czwartym przełomowym odkryciem z początku lat siedemdziesiątych było odkrycie trzeciego naładowanego leptonu — taonu, ciężkiej nietrwałej cząstki o masie niemal dwukrotnie większej od protonu [13].

Natychmiast pojawiła się hipoteza, że istnieje jego neutralny partner — neutrino taonowe, które zostało odkryte w roku 2000.

3. OSTATNIE DWADZIEŚCIA LAT — TRIUMF MODELU STANDARDOWEGO

Model Standardowy jest nowoczesną teorią pola oddziaływań słabych, elektromagnetycznych i silnych (kolorowych) cząstek o spinie 1/2 — leptonów i kwarków, które obecnie uważamy za cząstki elementarne. Oddziaływania opisywane są przez wymiany bozonów pośredniczących o spinie 1. Kwarki podlegają oddziaływaniom silnym, słabym i elektromagnetycznym, leptony naładowane dwóm ostatnim, zaś neutrina tylko słabym. Tab. 1 zawiera podstawowe własności cząstek Modelu Standardowego. Warto zwrócić uwagę na to, że dwa oddziaływania jądrowe są krótkozasięgowe z różnych powodów. Oddziaływania słabe dzięki dużym masom bozonów W i Z, zaś oddziaływania silne dzięki mechanizmowi uwięzienia koloru, który zresztą nie jest do końca zrozumiały. Ponieważ kwarki nie mogą być swobodne, nie możemy bezpośrednio zmierzyć ich mas. Wartości podane w tabeli należy traktować jako orientacyjne i umowne; są one oparte o specyficzne obliczenia modelowe.

Model Standardowy jest teorią unifikującą oddziaływania elektromagnetyczne i słabe, oddziaływania silne pozostają na razie niezunifikowane. Oddziaływania słabe i elektromagnetyczne są niskoenergetycznymi aspektami jednego oddziaływania **elektrosłabego (EW)** opisywanego przez **model Weinberga, Salama i Glashowa (WSG)** [14]. Ostatnie dwudziestolecie to pasmo sukcesów zunifikowej teorii elektrosłabej. Stało to się możliwe dzięki zbudowaniu generacji akceleratorów o energiach w środku masy przewyższających masy bozonów pośredniczących W i Z. Osiągnięcie tak dużych

energii ujawniło zunifikowany charakter oddziaływań elektrosłabych. Precyzyjne doświadczenia wykonywane przy akceleratorach w CERNie, SLACu, Narodowym Laboratorium Fermiego (Fermilab) pod Chicago, Laboratorium Synchrotronu Niemieckiego DESY w Hamburgu potwierdziły zgodność z równie precyzyjnych przewidywań teorii EW. Osiągnięto zgodność doświadczenia i teorii na poziomie 10^{-3} — 10^{-5} [15].

Mniej więcej w tym samym czasie co model WSG powstała teoria oddziaływań silnych kwarków i gluonów, którą nazywamy **chromodynamiką kwantową (QCD)** [15], gdyż kolory kwarków odgrywają w niej rolę ładunków. Teoria ta nie jest jednak tak doskonała jak model WSG, a podstawowym powodem jest nie poddające się opisowi w ramach teorii pola zjawisko uwięzienia kwarków. Dopóki kwarki i/lub gluony pozostają blisko siebie i mają dużo energii dopóty umiemy dokonywać obliczeń w QCD posługując się, jak zawsze w kwantowych teoriach pola, przybliżonym rachunkiem zaburzeń. Wzrost odległości kwarków i gluonów oznacza wzrost natężenia ich oddziaływań, prowadzący do uwięzienia. Uniemożliwia to stosowanie przybliżonego rachunku perturbacyjnego. Każde przewidywanie dotyczące procesu z udziałem kwarków musi uwzględnić fakt uwięzienia koloru i zamiany układu kwarków i gluonów niosących kolor w kolorowo neutralne hadrony, a ten proces nie jest jeszcze opisywany przez teorię. Tak więc przewidywania QCD muszą być uzupełniane modelowymi opisami efektów długozasięgowych, ze wszystkimi towarzyszącymi temu niepewnościami.

4. DLACZEGO MODEL STANDARDOWY NIE JEST TEORIĄ OSTATECZNĄ?

4.1. PROBLEM MAS. MECHANIZM HIGGSA I CZĄSTKI HIGGSA

Tab. 1 podaje masy cząstek modelu standardowego. Wszystkie masy cząstek są dowolnymi, nie wyznaczonymi przez jakąkolwiek teorię parametrami MS. Widać więc, że MS zawiera dwadzieścia kilka dowolnych parametrów, gdyż oprócz mas dowolne są stałe sprzężenia. Uderza rozpiętość mas: od mas neutrin rzędu eV/c^2 [12] do masy kwarku top równej 175×10^9 eV/c^2. Dlaczego więc MS traktuje te wszystkie cząstki jako jednakowo elementarne? Czy możemy zrozumieć tak wielkie różnice mas na gruncie jakiejś teorii bardziej podstawowej od MS?

[12] Masy neutrina nie udało się do tej pory wyznaczyć doświadczalnie. W bezpośrednich pomiarach nie zaobserwowano dowodu na to, że neutrina mają masy, wyznaczono więc tylko ich górne granice. Najniższa górna granica na masę neutrina to 3 eV/c2 dla neutrina elektronowego [17], górne granice dla mas neutrin mionowego i taonowego są znacznie wyższe (patrz Tab. 1). Dowody na to, że neutrina mają niezerowe masy pochodzą z eksperymentów badających oscylacje neutrin — patrz koniec Cz. 4.1. Eksperymenty te dostarczają dowodów na to, że różnice mas neutrin są niezwykle małe, znacznie poniżej 1 eV/c^2. Dlatego uzasadnione jest przypuszczenie, że również masy neutrin są zbliżone i podobnego rzędu.

LEPTONY	N
	Sy
	Mas
	Śred ży
	Ład
KWARKI	N
	Sy
	Mas
	Ład
BOZONY POŚREDNICZĄCE	N
	Zas
	W na oddz
	[C
	Łac

Z mas
trudność t
w teorii p
specjalne t
rozbieżnoś
są renorma
słabe z ma
nej. Rozbi
z masami
lnymi dod
nazwany
wymienio

Tabela 1

Własności elementarnych cząstek Modelu Standardowego

LEPTONY	Nazwa	Neutrio elektronowe	elektron	Neutrio mionowe	mion	Neutrio taonowe	taon
	Symbol	ν_e	e	ν_μ	μ	ν_τ	τ
	Masa [MeV]	$<3\times10^{-6}$	0.511	$<0{,}19$	105,66	$<18{,}2$	1784,5
	Średni czas życia [s]	trwałe	trwałe	trwałe	2.197×10^{-6}	trwałe	3.1×10^{-13}
	Ładunek [e]	0	−1	0	−1	0	−1
KWARKI	Nazwa	up (góra)	down (dół)	charm (powab)	strange (dziwny)	top (wierzch)	bottom (dno)
	Symbol	u	d	c	s	t	b
	Masa [MeV]	~5	~5	1200	150	175×10^{3}	4500
	Ładunek [e]	2/3	−1/3	2/3	−1/3	2/3	−1/3
BOZONY POŚREDNICZĄCE	Nazwa	foton (oddz. e-m)	Oddz. Słabe W^+ W^-		Z^0	8 gluonów (oddz. silne)	
	Zasięg [m]	∞	$<10^{-18}$			10^{-15}	
	Względne natężenie oddziaływania	10^{-2}	10^{-5}			1	
	Masa [GeV/c^2]	0	80.43		91,19	0	
	Ładunek [e]	0	+1 −1		0	0	

Z masami cząstek w teorii pola, a więc również w MS, wiąże się zasadnicza trudność techniczna. Obliczenia w wyższych niż pierwszy rząd rachunku zaburzeń w teorii pola prowadzą do wyrażeń rozbieżnych do nieskończoności [5]. Opracowano specjalne techniki systematycznego, rząd po rzędzie rachunku zaburzeń, usuwania tych rozbieżności. Techniki te noszą nazwę **renormalizacji**. „Dobre" teorie pola, np. QED, są renormalizowalne tzn. możemy w nich usunąć rozbieżności. Oddziaływania elektrosłabe z masywnymi bozonani pośredniczącymi są przykładem teorii nierenormalizowalnej. Rozbieżności, których nie można usunąć pojawiają się w członach związanych z masami bozonów pośredniczących. Można jednak takie teorie uczynić renormalizowalnymi dodając do nich dodatkowy mechanizm i dodatkowe cząstki [16]. Mechanizm ten nazwany od nazwiska odkrywcy mechanizmem Higgsa polega na dodaniu do cząstek wymienionych w Tabeli 1 jeszcze kilku (co najmniej 4) bozonów o spinie 0 i o bardzo

specjalnym rodzaju renormalizowalnego samooddziaływania. Dalsza procedura jest dość skomplikowana. Na początku startujemy z teorii EW z cząstkami Higgsa, które oddziaływują ze sobą i z bezmasowymi cząstkami MS. Teoria taka jest renormalizowalna. Następnie dobieramy tak samooddziaływanie cząstek (pól) Higgsa, żeby minimum jego energii przypadało dla pewnego zbioru niezerowych natężeń tych pól[13]. Wybierając ze zbioru wszystkich możliwych wartości próżniowych pewną kombinację natężeń pól Higgsa — **wartości próżniowe** v_i — o minimalnej energii spontanicznie łamiemy symetrię. Wybór ten ma zdumiewające konsekwencje dla MS. Cząstki MS uzyskują masy proporcjonalne do wartości próżniowej pól Higgsa, zaś teoria pozostaje renormalizowalna [15]. Można powiedzieć, że dodanie do teorii pól Higgsa, których próżnia spontanicznie łamie symetrię powoduje to, że inne cząstki MS zanurzone w tej próżni uzyskują masy. Próżnia zawierająca samooddziałujące pola Higgsa jest źródłem mas cząstek MS.

Nadawanie mas cząstkom MS przez opisany powyżej **mechanizm Higgsa** zapewnia renormalizowalność teorii EW. Trzy z początkowych pól Higgsa zostają zaabsorbowane przez pola masywnych bozonów pośredniczących i znikają z teorii jako niezależne cząstki. Pozostałe pola Higgsa (co najmniej jedno) są niezależnymi nowymi cząstkami, oddziałującymi z innymi cząstkami elementarnymi MS z Tab. 1. Masy cząstek MS nie są jednak wyznaczone, gdyż współczynniki proporcjonalności do v_i zwane stałymi Yukawy pozostają dowolne. Dlatego m.in. MS pozostaje teorią niedokończoną.

Mechanizm spontanicznego łamania symetrii w MS jest więc niezwykle ważnym elementem teorii. Pozostaje on najsłabiej zbadanym, gdyż nie udało się do tej pory zaobserwować żadnej cząstki Higgsa. Wiemy z badań prowadzonych przy akceleratorze LEP w CERNie, że powinna ona być cięższa niż 114.1 GeV/c^2. Zrozumienie sektora Higgsa pozostaje najważniejszym celem badań przy istniejącym akceleratorze Tevatron w Laboratorium Fermiego i przy budowanym obecnie w CERNie akceleratorze LHC.

Masy neutrin zasługują na komentarz. Oryginalny postulat Pauliego z 1932 mówił o bezmasowych neutrinach. Prowadzone przez ostatnie 40 lat dokładne badania rozpadów β lekkich jąder i rozpadów leptonów μi τ nie pozwoliło zmierzyć bezpośrednio ich mas. Tymi metodami udało się jedynie wyznaczyć górne granice, które dla najlepiej zbadanego neutrina elektronowego wynosiły 3 eV/c^2. Zaobserwowane w 1999 bezsporne oscylacje neutrin tj. spontaniczna przemiana neutrin jednego rodzaju w neutrina innego rodzaju silnie sugeruje niezwykle małe (rzędu 0.001–1 eV/c^2) ale niezerowe masy neutrin [18]. Szersze omówienie obszernego zagadnienia oscylacji neutrin wykracza poza ramy niniejszego artykułu.

---

[13] Jest to nietypowy wybór. Większość fizycznych teorii, np. elektrodynamika spełnia intuicyjnie naturalny warunek minimum energii pola dla zerowych wartości ich natężeń. Przykładem nietypowego wyboru jest energia ferromagnetyka, która ma minimum dla niezerowej długości wektora magnetyzacji. Wybór określonego kierunku wektora magnetyzacji nie jest jednak określony, gdyż energia od niego nie zależy; w próbce ferromagnetyka wybór jakiegoś kierunku musi się jednak dokonać. Jest to spontaniczne złamanie początkowej symetrii rotacyjnej.

Dokładne zrozumienie mas neutrin i zjawiska mieszania neutrin jest jeszcze przed nami.

4.2. WIELKA UNIFIKACJA I SUPERSYMETRIA

Teoria Wielkiej Unifikacji (GUT) to teoria łącząca przy wysokich energiach dwa niezależne składniki MS: teorię EW i QCD we wspólne oddziaływanie. Ze struktury teorii powinno wynikać, czy lista cząstek elementarnych z Tabeli 1 jest kompletna, czy też powinna ulec rozszerzeniu. Powinno także wynikać w jaki sposób następuje złamanie GUT do QCD i EW przy energiach, które są obecnie dostępne w doświadczeniu. Wreszcie powinniśmy zrozumieć wartości mas cząstek MS.

Unifikacja QCD i EW oznacza m.in., że natężenia trzech oddziaływań składowych powinny być porównywalne. Tab. 1 pokazuje, że przy niskich energiach dostępnych obecnie tak nie jest. Okazuje się, że natężenia stają się porównywalne przy energiach w środku masy rzędu 10^{15} GeV przewyższających obecnie dostępne 100–1000 GeV. Nie dzieje się to jednak automatycznie, wymaga to znacznej modyfikacji teorii i podwojenia liczby cząstek z Tabeli 1. Każdy fermion uzyskuje partnera bozonowego i na odwrót. Teoria po unifikacji, przy wysokich energiach staje się **supersymetryczna (SUSY)** tj. symetryczna pomiędzy fermionami i bozonami. Pełna supersymetria oznacza m.in., że partnerzy supersymetryczni mają takie same masy. Rzut oka na Tabelę 1 przekonuje nas, że tak nie jest. Kwarki i leptony nie mają bozonowych partnerów o takich samych masach. Dlatego supersymetria nie może być symetrią ścisłą, musi być złamana, najlepiej spontanicznie, gdzieś między skalą GUT — 10^{15} GeV a 1 TeV dostępnym obecnie w doświadczeniu. Przewidywanie SUSY to pojawienie się wielu nowych cząstek — superpartnerów o masach rzędu 1 TeV. Ich poszukiwanie jest celem doświadczeń przy najwyższych energiach w Tevatronie i przy LHC.

4.3. PLAZMA KWARKOWO — GLUONOWA

Jak już kilkakrotnie pisałem nie umiemy w pełni wytłumaczyć uwięzienia kwarków na gruncie chromodynamiki kwantowej. Nie wiemy więc czy występujące w przyrodzie przy dostępnych nam energiach układy hadronowe najprostsze układy barionów i mezonów (trzech kwarków lub kwarku i antykwarku) to jedyne możliwe stabilne neutralne układy kolorowe, czy też mogą istnieć układy neutralne kolorowo zawierające większą liczbę kwarków, antykwarków i oczywiście wiążących je gluonów. Hipoteza plazmy kwarkowo — gluonowej dopuszcza istnienie przy wysokich gęstościach energii stabilnych układów dużej liczby kwarków, antykwarków i gluonów w stanie plazmy (czyli jakby „zjonizowanych" podzielonych na części składowe hadronów) — w równowadze termodynamicznej. Doświadczalne osiągnięcie takiego stanu skupienia polega na zwiększaniu gęstości energii w zderzeniu dużych układów hadronowych. Najlepiej nadają się do tego centralne zderzenia ciężkich jąder atomowych wysokich energii (t.zw. ciężkich jonów) obecnie dostępne przy akceleratorze SPS w CERNie i zderzaczu ciężkich jonów

RHIC w Narodowym Laboratorium w Brookhaven (BNL). Wiązki ciężkich jonów będą także dostępne w LHC, gdzie budowany jest eksperyment ALICE specjalnie poświęcony tej fizyce.

4.4. CO Z TEGO WYNIKA, CZYLI AKTUALNY PROGRAM BADAŃ DOŚWIADCZALNYCH

Program badań wynikający z fizyki opisanej w Cz. 4.1 — 4.3 można krótko podsumować w 4 punktach:

1. Poszukiwanie cząstki lub cząstek Higgsa w zakresie mas 114.1 GeV/c^2 (obecna dolna granica z eksperymentów przy LEPie) do ok. 1 TeV/c^2 (Eksperymenty przy Tevatronie i LHC, patrz Tab. 3). Jeżeli poszukiwania zakończą się sukcesem, należy dokładnie zmierzyć różne kanały rozpadu higgsów (przy LHC lub projektowanym zderzaczu liniowym e^+e^- o energii do 0.5–1 TeV). Gdyby poszukiwanie się nie udały, należy poszukiwać innego mechanizmu spontanicznego łamania symetrii i nadawania mas cząstek.
2. Poszukiwanie cząstek supersymetrycznych w obszarze mas do ok. 1 TeV/c^2 jako pomostu między MS a teoriami wielkiej unifikacji GUT.
3. Dalsze badanie zjawisk związanych z masami neutrin, w szczególności zbadanie czy rzeczywiście neutrina mionowe oscylują w neutrina taonowe jak wskazują obecne dane. Jest to domena eksperymentów nieakceleratorowych oraz eksperymentów oscylacji o długiej bazie (patrz Cz. 6.2.3) przy wiązkach neutrin z synchrotronów protonowych.
4. Poszukiwanie plazmy kwarkowo — gluonowej w eksperymentach przy SPS i LHC w CERNie oraz 4 eksperymentach przy zderzaczu RHIC.

5. AKCELERATORY WYSOKICH ENERGII OSTATNICH DWUDZIESTU LAT

Akceleratory wysokich energii są bardzo drogimi urządzeniami badawczymi. Jednym z powodów jest to, że przyspieszanie cząstek do wysokich energii odbywa się w kompleksie akceleratorów. Każdy z akceleratorów przyspiesza cząstki do optymalnej dla siebie energii, a następnie przekazuje je drugiemu, który jest zoptymalizowany dla energii wyższych. Dlatego obecnie pracujące duże akceleratory są zlokalizowane w kilku ośrodkach mających odpowiednią infrastrukturę. Taniej i łatwiej jest zbudować nowy akcelerator w ośrodku, który już dysponuje kompleksem akceleratorów. Tabele 2 i 3 zawierają listę takich ośrodków akceleratorowych dysponujących zderzaczami — maszynami o największym potencjale badawczym. Dwa z nich znajdują się w Europie (CERN i DESY), cztery w USA (SLAC, Fermilab, Narodowe Laboratorium w Brookhaven i akcelerator CESR przy Uniwersytecie Cornell), jeden w Japonii (Narodowe Laboratorium KEK w Tsukubie). Oprócz zderzaczy, wspomniane ośrodki dysponują komplek-

sami akceleratorów, w tym często „poczciwymi koniami roboczymi'' fizyki wysokich energii — synchrotronami protonowymi. Wiązki cząstek wyprowadzane z synchrotronów służą do wykonywania eksperymentów na stacjonarnych tarczach (patrz 6.2.1), oraz służą do testowania i kalibracji detektorów.

Tabela 2

Niektóre własności zderzaczy e^+e^- wysokich energii działających w ciągu ostatnich 20 lat

	CESR Cornell Univ., USA	**KEKB** KEK Japonia	**PEP II** SLAC USA	**SLC** SLAC USA	**LEP** CERN Genewa
Okres działania	1979–	1999–	1999–	1989-1999	1989–2000
Energie wiązek (GeV)	6	e+ : 8 e− : 3.5	e− : 7–12 e+ : 2.5–4	50	45–104
Świetlność (10^{-30} $cm^{-2}s^{-1}$)	830	10000	3000	2.5	$24@Z^0$ $100@E_{wiązki}$ > 90 GeV
Czas między zderzeniami (μs)	0.014–0.22	0.002	0.0042	8300	22
Liczba eksperymentów (nazwy)	1 (CLEO)	1 (BELLE)	1 (BABAR) (możliwe maks. 2)	1 (SLD)	4 (ALEPH, DELPHI, L3 OPAL)

Tabela 3

Niektóre własności zderzaczy elektron – proton, proton – antyproton, proton – proton i jądro – jądro aktywnych w ostatnich 20 latach

	HERA ep DESY, Hamburg	**SppS** CERN Genewa	**Trevatron pp̄** Fermilab, Batawia k/Chicago	**RHIC (jądro-jądro, aż do Au-Au),** Brookhaven k/N. Yorku	**LHC pp (także jądro-jądro)** (CERN, Genewa)
Okres działania	1992–	1981–1989	1987–	2000–	Od 2006
Energie wiązek (TeV)	e:0.030 p:0.92	0.315 (0.45 w mod. impul.)	1	0.100	7
Świetlność (10^{-30} $cm^{-2}s^{-1}$)	14	6	210	0.0002 dla Au 140 dla protonów	10000
Czas między zderzeniami (μs)	0.096	3.8	0.396	0.224	0.025
Liczba eksperymentów (nazwy)	2 ep., 1 na wewnętrznej tarczy	2 (UA1, UA2)	2 (CDF, D0)	4 (STAR, PHENIX, PHOBOS, BRAHMS,	4 (ATLAS, CMS, LHCB, ALICE)

Wybrane własności zderzaczy zawarte w Tabelach 2 i 3 dotyczą maszyn istniejących bądź zatwierdzonych i w trakcie budowy (LHC w CERNie). Nie umieściłem w nich zderzaczy e^+e^- niższych energii niż 10 GeV oraz synchrotronów protonowych przy których wykonuje się eksperymenty na stacjonarnej tarczy.

5.1. AKCELERATORY KOŁOWE, LINIOWE I ZDERZACZE

Umiemy przyspieszać wyłącznie trwałe cząstki naładowane. Do przyspieszania używamy silnych pól elektromagnetycznych o częstościach radiowych we wnękach rezonansowych przez które przechodzi przyspieszana wiązka. Osiągane obecnie gradienty pola elektrycznego w stabilnie pracujących wnękach nadprzewodzących dochodzą do 25 MV/m. Wiązka z akceleratora ma strukturę paczek cząstek; wynika to z wymagania zgodnej fazy drgań pola elektrycznego we wnękach z momentami przyjścia do nich cząstek.

Akceleratory liniowe to w zasadzie szereg wnęk rezonansowych ustawionych wzdłuż linii prostej. Energia cząstki jest po prostu całką z gradientu pola po długości akceleratora. Paczka cząstek wpuszczona do takiego akceleratora ulega przyspieszeniu i wylatuje na jego końcu. Bardziej ekonomiczne wydają się synchrotrony — akceleratory kołowe, które utrzymują przyspieszane cząstki na orbitach zamkniętych za pomocą układu magnesów — odchylających dipoli i ogniskujących: kwadrupoli, sekstupoli itp. Paczki cząstek przechodzą wielokrotnie przez te same wnęki co prowadzi do zmniejszenia wymiarów akceleratora oraz do możliwości zainstalowania wnęk rezonansowych o mniejszej sumarycznej mocy. Po osiągnięciu wysokiej energii wiązka cząstek może być wyprowadzona z akceleratora bądź też może być utrzymywana w pierścieniu akceleratora, który działa wtedy jako **pierścień akumulujący**. Jeżeli zbudujemy dwa pierścienie z cząstkami krążącymi w przeciwnych kierunkach i doprowadzimy do zderzenia wiązek osiągniemy dodanie ich energii. Taki sam efekt można osiągnąć ustawiając naprzeciw siebie dwa akceleratory liniowe, lub kierując naprzeciw siebie dwie wiązki wyprowadzone z dowolnego akceleratora. Jest to zasada działania **wiązek przeciwbieżnych** albo inaczej **zderzaczy**. Jeszcze bardziej eleganckie i ekonomiczne jest rozwiązanie stosujące jeden pierścień magnesów do utrzymywania krążących w przeciwnych kierunkach wiązek o przeciwnych ładunkach. Zderzacze elektron — pozyton opisane w Tabeli 2, poza liniowym zderzaczem SLC, oraz opisane w Tabeli 3 dwa zderzacze proton–antyproton należą do tej klasy urządzeń.

5.2. ŚWIETLNOŚĆ I CZAS MIĘDZY ZDERZENIAMI

Dla eksperymentatora trzy najważniejsze parametry akceleratora to energia, świetlność i czas między zderzeniami paczek.

Świetlność L jest wielkością określającą dla danego akceleratora częstość N przypadków reakcji o określonym przekroju czynnym σ: $N = \sigma \times L$. Z punku widzenia eksperymentatora należy dążyć do maksymalizacji świetlności zderzaczy, gdyż powodu-

je to zwiększenie liczby przypadków rzadkich procesów MS. Można to osiągnąć trzema metodami:

1. poprzez zwiększenie liczby paczek zawierających cząstki w zderzaczach kołowych lub poprzez zwiększenie liczby paczek na sekundę przyspieszanych przez zderzacze liniowe,
2. poprzez zwiększenie liczby cząstek wiązki w paczkach,
3. poprzez zwiększenie gęstości przestrzennej cząstek w paczkach np. przez zmniejszenie ich rozmiarów poprzecznych.

Zwykle używa się wszystkich tych metod, gdyż każda z nich posiada pewne nieprzekraczalne ograniczenia np. nie można bezkarnie zwiększać liczby cząstek w paczce gdyż zaczną się odpychać kulombowsko i rozmiary poprzeczne paczki wzrosną, a więc świetlność zmaleje.

Czas między zderzeniami jest istotnym parametrem określającym pasmo przenoszenia układów detekcyjnych. W akceleratorze HERA (patrz Tab. 3) czas ten wynosi 100 ns, zaś w LHC zmniejszy się do 25 ns.

5.3. ZDERZACZE ELEKTRON — POZYTON CZY HADRON — HADRON?

Pytanie te można postawić inaczej: W jakich zderzaczach najlepiej mierzyć rzadkie procesy MS?

Zderzacze kołowe mają na ogół wyższą świetlność od zderzaczy liniowych, co wynika z wyższej częstości zderzania się paczek.

Energie osiągane w kołowych zderzaczach hadronów są wyższe niż w kołowych zderzaczach elektronów. Powodem jest promieniowanie synchrotronowe kolistych wiązek, które jest ogromne dla zderzaczy elektronowych. Utrzymanie energii wiązki elektronowej w zderzaczu kołowym wymaga ogromnych mocy układu RF wnęk rezonansowych.

Tak więc optymalne wydają się zderzacze kołowe dla hadronów, zderzacze liniowe dla elektronów.

Hadrony są złożone z kwarków i gluonów. Przyspieszany hadron to jakby wiązka kwarków i gluonów o ciągłym rozkładzie energii. Elektrony i pozytony to cząstki fundamentalne, punktowe. Cała energia zderzacza elektron-pozyton zamienia się w energię kinetyczne i masy spoczynkowe cząstek stanu końcowego, zaś w zderzaczu hadronowym tylko jej część, i to w dodatku różna od przypadku do przypadku. Kwarki i gluony, które nie wzięły udziału w oddziaływaniu wysokich energii (tzw. spektatorzy) muszą zamienić się w hadrony. Oznacza to bardziej skomplikowany stan końcowy w zderzeniach przy zderzaczach hadronowych, a więc trudniejszą analizę.

Widać, że oba typy mają swoje wady i zalety. Zderzacze hadronowe są lepsze do odkrycia rzadkich procesów dzięki większym świetlnościom i większym przekrojom czynnym w zderzeniach kwarków i gluonów. Zderzacze elektronowe są lepsze dla precyzyjnych pomiarów przy dobrze określonej energii stanu początkowego.

6. UKŁADY DETEKTOROWE. TYPY EKSPERYMENTÓW

Fizyka wysokich energii zajmuje się głównie badaniem zderzeń cząstek i/lub jąder atomowych wysokich energii. Na początku reakcji mamy dwie cząstki, zazwyczaj są to cząstki trwałe lub o czasach życia dłuższych od 10^{-10} sekundy. W wyniku zderzeń powstają stany końcowe zawierające często wiele cząstek, w tym cząstki nietrwałe. Pełny opis stanu końcowego polega na podaniu charakterystyk wszystkich jego cząstek tj. podania ich wektorów pędów oraz ich identyfikacji (tj. podania mas i ładunków cząstek). Jeżeli znany jest pęd lub energia cząstki, do identyfikacji wystarcza znajomość jej prędkości i ładunku elektrycznego.

Problem fizyczny nie zawsze wymaga podania pełnych charakterystyk stanu końcowego. Czasami interesuje nas tylko kilka szczególnych cząstek z wielu wyprodukowanych w stanie końcowym. Mówimy wtedy o badaniu **procesów inkluzywnych**. Przykładem może być niezwykle płodne poznawczo badanie **procesów głębokonieelastycznego rozpraszania leptonów na nukleonach**, w których mierzono tylko wektor pędu rozproszonego leptonu oraz ew. energię całkowitą wyprodukowanego stanu hadronowego. Inną często spotykaną sytuacją doświadczalną jest dążenie do otrzymania możliwie pełnej informacji o wszystkich cząstkach produkowanych w części dostępnego zakresu zmiennych kinematycznych. Eksperymenty wykonywane przy zderzaczach należą do tej klasy, gdyż układy detekcyjne nie mogą objąć obszarów za blisko rury akceleratora. Stąd pomiary są możliwe w niepełnym zakresie kąta biegunowego np. od 5 do 175 stopni.

Nawet jeżeli chcielibyśmy dysponować pełną charakterystyką stanu końcowego, jest to zazwyczaj niemożliwe, gdyż nie istnieją idealne układy detekcyjne mogące nam to zapewnić. Omówimy teraz skrótowo podstawowe własności i ograniczenia układów detekcyjnych.

Układ detektorów służący do badania stanu końcowego jest w stanie zarejestrować cząstki, które przez niego przejdą i oddziałają z materiałem detektorów składowych[14]. W praktyce oznacza to, że można bezpośrednio rejestrować bądź cząstki trwałe[15] bądź stosunkowo długożyciowe cząstki rozpadające się przez oddziaływania słabe o czasach życia rzędu 10^{-6} — 10^{-10} sekundy[16]. Badanie cząstek o krótszych czasach życia polega na analizie ich bardziej trwałych produktów rozpadu.

Pomiar charakterystyk cząstek naładowanych jest prostszy i bardziej efektywny od pomiaru cząstek neutralnych. Wprowadza to różnicę pomiędzy neutralną i naładowaną składową stanu końcowego.

---

[14] Zasady działania detektorów cząstek nie mogą być opisane w tym artykule ze względu na brak miejsca. Proponuję sięgnąć do artykułu T. Hofmokla „Detekcja cząstek'08' w Encyklopedii Fizyki Współczesnej PWN, 1983

[15] Są to jądra długożyciowych izotopów, protony, antyprotony, elektrony, pozytony, neutrina i antyneutrina trzech rodzajów, fotony oraz neutrony i antyneutrony, które rozpadają się ale bardzo wolno (z czasem życia ok. 1000 sekund). W dalszej części artykułu będziemy te cząstki nazywali trwałymi. Rejestracja wtórnych neutrin razem z innymi cząstkami wtórnymi nie jest zazwyczaj możliwa, gdyż bardzo słabo oddziałujące neutrina wymagają ogromnych detektorów do ich rejestracji.

[16] Są to mezony $\pi^{\pm}$, $K^{\pm}$, K^0 oraz leptony $\mu^{\pm}$.

6.1. OGÓLNE PRAWIDŁA BUDOWY UKŁADÓW DETEKCYJNYCH

Idealny i uniwersalny układ detekcyjny powinien posiadać:

1. Spektrometr magnetyczny umożliwiający pomiar pędu cząstek naładowanych, w tym mionów, które przechodzą przez kalorymetry,
2. Kalorymetr elektromagnetyczny umożliwiający pomiar energii elektronów i fotonów,
3. Kalorymetr hadronowy umożliwiający pomiar energii neutralnych i naładowanych hadronów,
4. Możliwie pełną identyfikację cząstek, przede wszystkim naładowanych (liczniki Czerenkowa, czasu przelotu, promieniowania przejścia, jonizacji),
5. Liczniki śladowe umożliwiające zaobserwowanie wierzchołków wtórnych cząstek, które rozpadły się w objętości detektora na cząstki naładowane,
6. Układ wyzwalania (tryger) umożliwiający wybranie fizycznie interesujących oddziaływań. Układ ten powinien być programowalny,
7. Układ akwizycji danych umożliwiający zapis informacji z detektorów dla potrzeb analizy,
8. Systemy kalibracji i diagnostyki służące do monitorowania pracy systemu i wykrywania awarii i usterek.

Kalorymetry detektora powinny być hermetyczne, tak żeby można było stwierdzić, czy z detektora uciekły jakieś nie oddziałujące cząstki np. neutrina.

Widać, że podanie możliwie pełnych charakterystyk stanu końcowego wymaga zbudowania układów zawierających wiele typów detektorów, tak uszeregowanych wzdłuż torów cząstek, żeby pomiary w detektorach wcześniejszych możliwie mało zaburzały te w detektorach późniejszych. Tak więc spektrometr magnetyczny i detektory służące do identyfikacji powinny znajdować się przed kalorymetrami, które działają na zasadzie pełnego pochłonięcia padającej cząstki. Struktura mechaniczna zapewniająca stabilność układu oraz konieczność zapewnienia miejsca na kable sygnałowe powodują nieuniknione dziury w geometrycznej akceptacji detektorów.

6.2. RODZAJE EKSPERYMENTÓW

Typowa sytuacja doświadczalna w fizyce wysokich energii to zbadanie własności stanu końcowego powstałego w wyniku zderzeń wiązki cząstek z akceleratora bądź ze stacjonarną tarczą, bądź z inną wiązką cząstek z akceleratora. Są to eksperymenty akceleratorowe.

Te wykonywane pierwszą metodą nazywamy eksperymentami na stacjonarnej tarczy, te wykonywane drugą — eksperymentami na wiązkach przeciwbieżnych. W obu rodzajach eksperymentów akceleratorowych charakterystyki czasowe wiązek determinują własności elektroniki układów eksperymentalnych takie jak np. czas podjęcia decyzji na poszczególnych stopniach wyzwalania, pasmo przenoszenia układów akwizycji danych, stosowane systemy synchronizacji, kalibracji i diagnostyki i inne.

W dalszej części artykułu znajdziemy przykłady eksperymentów obu rodzajów.

Inne rodzaje eksperymentów polegają na wykorzystaniu wiązek pochodzenia naturalnego np. promieniowania kosmicznego, czy neutrin ze Słońca. Są to eksperymenty nieakceleratorowe.

6.2.1. Eksperymenty na stacjonarnej tarczy

Wiązka cząstek naładowanych — pocisków w tego rodzaju eksperymentach — jest zazwyczaj wyprowadzana na zewnątrz akceleratora i skierowana na tarczą otoczoną układem detektorowym. Po drodze można więc dokonywać różnych operacji na wiązce zmieniając jej własności, w szczególności można jej użyć do wyprodukowania wiązek wtórnych innych cząstek, na przykład wiązek neutralnych neutrin, czy też rozpadających się słabo, stosunkowo długożyciowych cząstek, o których była już mowa powyżej.

Ekstrakcja wiązki, w trakcie której dochodzi do zderzeń trwa do kilku sekund, pomiędzy kolejnymi ekstrakcjami upływa 10–20 sekund potrzebnych na przyspieszenie cząstek. Narzuca to reżym pracy układów wyzwalania i akwizycji danych eksperymentów przy stacjonarnej tarczy

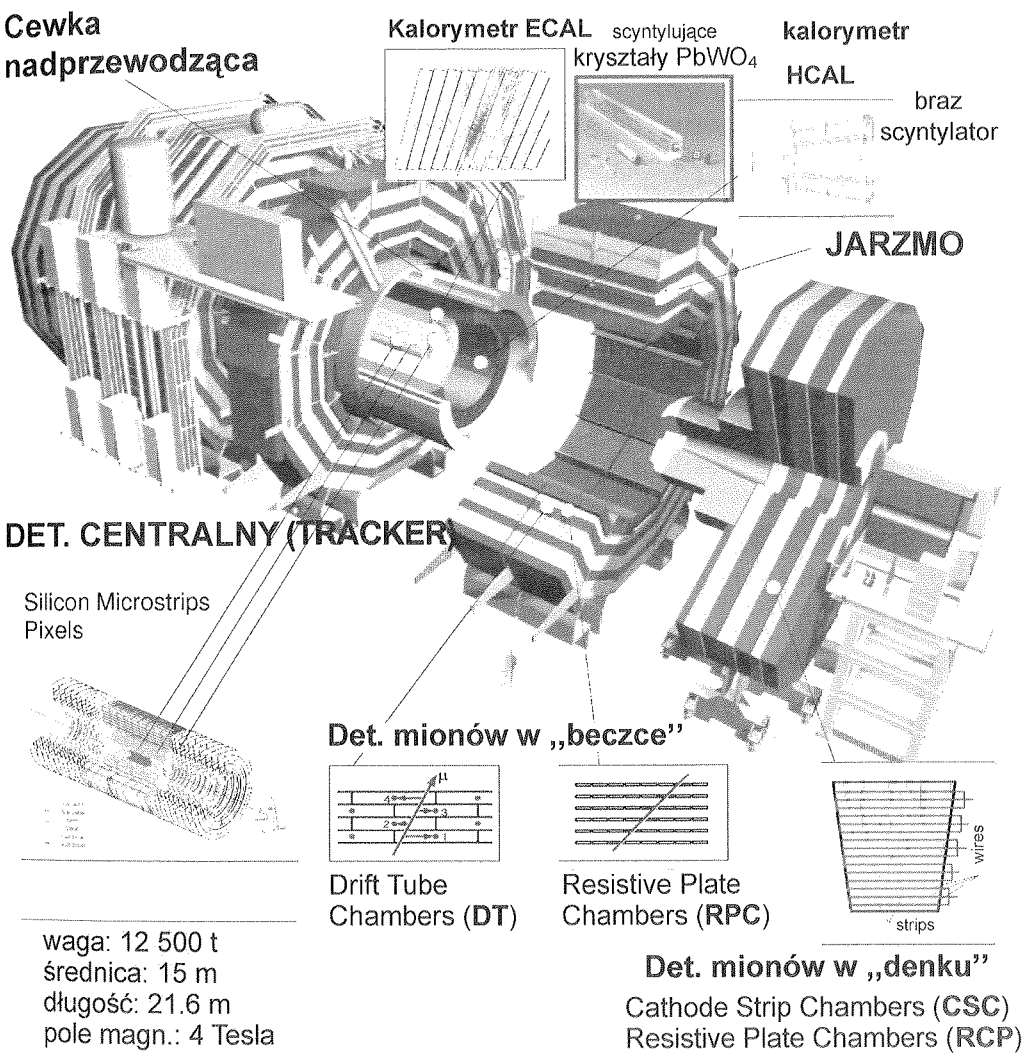
6.2.2. Eksperymenty na wiązkach przeciwbieżnych

Zderzenie wiązek przeciwbieżnych zachodzi wewnątrz rur próżniowych zderzacza. Układ detekcyjny znajduje się, z oczywistych powodów, na zewnątrz układu próżniowego zderzacza. Cząstki wtórne muszą więc najpierw wyjść poza rury próżniowe, żeby można je było zmierzyć. Narzuca to poważne ograniczenia na możliwości detekcji cząstek wtórnych lecących pod małymi kątami w stosunku do rur próżniowych.

Reżym czasowy eksperymentów określony jest przez stałą częstość przecinania się paczek zderzaczy. Częstość zbierania danych określona jest przez warunki trygera oraz przez świetlność. W reżymie pracy pierścieni akumulacyjnych świetlność zderzacza maleje w czasie na skutek zmniejszania się liczby cząstek w paczkach. Spadek świetlności, a więc spadek częstości rejestrowanych oddziaływań wymaga, po kilku godzinach brania danych, ponownego napełnienia pierścieni, co zajmuje ok. 1/2 godziny i przerwania pracy eksperymentów. Po napełnieniu pierścieni i osiągnięciu ich stabilnej pracy wznawia się działanie eksperymentów.

Liczba przecięć wiązek zderzaczy jest niewielka (typowo od jednego do 4) co ogranicza liczbę eksperymentów. Dlatego układy detekcyjne są najczęściej detektorami uniwersalnymi, zbudowanymi zgodnie z regułami opisanymi w Cz. 6.1. Przykładowy detektor uniwersalny budowany obecnie dla eksperymentu przy zderzaczu LHC pokazany jest na rys. 1. Jest to detektor Compact Muon Solenoid (CMS). Nazwa pochodzi od podstawowego elementu wyznaczającego własności tego układu detekcyjnego — nadprzewodzącej cewki wytwarzającej w swoim wnętrzu jednorodne pole magnetyczne o indukcji 4 T. Średnica wewnętrzna cewki wynosi ok. 6 m, zaś jej długość 13 m. Detektor ma strukturę cebuli, warstwy detektorów o coraz większej gęstości otaczają punkt zderzenia wiązek. Najbliżej znajdują się detektory śladowe, dostarczające informacji o torach cząstek naładowanych, następnie dwa kalorymetry: elektromagnetyczny

zbudowany ze scyntylujących kryształów wolframianu ołowiu $PbWO_4$, oraz hadronowy z płyt mosiężnych i scyntylatora plastikowego. Na zewnątrz cewki znajduje się żelazne jarzmo magnesu o wadze 12.5 tys. ton. Pole magnetyczne w płytach jarzma wynosi ok. 2T. W przerwach między płytami jarzma znajdują się detektory śladowe przeznaczone do mierzenia torów mionów, gdyż tylko miony przenikają przez kalorymetry i docierają do zewnętrznej części detektora. W pobliżu rury próżniowej zderzacza znajdują się jeszcze dodatkowe kalorymetry, zapewniające hermetyczność i dobry pomiar energii w zakresie kątów biegunowych od 3 do 177 stopni.



Rys. 1. Widok budowanego obecnie detektora Compact Muon Solenoid przy zderzaczu LHC w CERNie

Detektor posiada 100 milionów kanałów elektroniki, większość w centralnym detektorze śladowym w całości zbudowanym z detektorów krzemowych (ok. 200 m^2). Potężny system wyzwalania i system akwizycji będzie umożliwiał zapisanie interesujących przypadków na dyskach. Redukcja danych na poziomie trygera wymagać będzie wybrania 100 Hz przypadków, które można zapisać z 40MHz zderzeń paczek protonów w LHC. Średnia długość zapisanego przypadku to 1 MB.

6.2.3. Eksperymenty nieakceleratorowe

Eksperymenty te wykorzystują wiązki naturalne lub badają rozpady materiałów detektora i zazwyczaj nastawione są na badanie procesów rzadkich. Czas zbierania danych tych eksperymentów trwa latami, rozmiary (masa, powierzchnia) są tak duże jak to jest technicznie i finansowo możliwe, zaś liczby zarejestrowanych przypadków sygnału są niewielkie. Dlatego podstawowym problemem jest uniknięcie przypadków tła. Detektory umieszczane są więc albo na bardzo dużych wysokościach (promieniowanie kosmiczne np. Mt. Chacaltaya w Andach) lub głęboko pod ziemią w starych kopalniach (detektor SuperKamiokande).

Specyficzną odmianą eksperymentu akceleratorowego na stacjonarnej tarczy, który posiada pewne cechy eksperymentu nieakceleratorowego jest ICANOE: eksperyment poświęcony badaniu oscylacji neutrin, w którym uczestniczą zespoły polskie. Wyprodukowana wiązka neutrin mionowych z akceleratora SPS w CERNie jest skierowana do odległego o ok. 800 km włoskiego laboratorium podziemnego w Grand Sasso. Tam, doskonale osłonięty od tła — promieniowania kosmicznego — znajduje się detektor ICANOE, który będzie rejestrował neutrina. Detektor, jak zawsze w oddziaływaniach neutrin spełnia jednocześnie rolę tarczy. Zadaniem jest zaobserwowanie bardzo słabego sygnału oscylacji neutrin mionowych z wiązki w neutrina taonowe, stąd konieczność eliminacji tła.

7. EKSPERYMENTY Z UDZIAŁEM ZESPOŁÓW POLSKICH

Tabela 4 zawiera zwięzłe informacje o wybranych eksperymentach akceleratorowych, w których uczestniczyły / uczestniczą zespoły polskie. Więcej informacji o tych i innych eksperymentach czytelnik może znaleźć na stronach WWW laboratoriów fizyki wysokich energii, dostępnych np. poprzez stronę CERNowską: http://cern.web.cern.ch/CERN/. Tabela nie pretenduje do podania pełnego udziału polskich ośrodków naukowych w eksperymentach f.w.e ale opisuje te eksperymenty, w których wkład polski uznałem za znaczący. W pierwszej kolumnie znajduje się nazwa eksperymentu oraz ew. informacja o tym czy eksperyment znajduje się w fazie budowy i/lub projektowania lub zakończył branie danych. Jeżeli takiej dodatkowej informacji nie ma znaczy to, że eksperyment znajduje się w fazie brania danych.

Od strony organizacyjnej eksperymenty f.w.e. są realizowane przez współpracę międzynarodową, których członkami są zespoły polskie. Wkład zespołów polskich to:

Tabela 4

Wybrane eksperymenty fizyki wysokich energii z udziałem zespołów polskich[17]

Nazwa eksperymentu	Akcelerator/wiązka Energia	Podstawowy program fizyczny	Zespoły polskie	Główny wkład aparatury
				Elektronika systemu akwizycji

Tabela 4

Wybrane eksperymenty fizyki wysokich energii z udziałem zespołów polskich[17]

	Nazwa eksperymentu	Akcelerator/wiązka Energia	Podstawowy program fizyczny	Zespoły polskie	Główny wkład aparatury
Eksperymenty na stacjonarnej tarczy przy SPS w CERNie	NA48	K_L^0, K_S^0	Badanie łamania symetrii CP, rzadkie rozpady kaonów	IPJ	Elektronika systemu akwizycji danych
	NA49	Ciężkie jony od protonów aż do Pb E_{Pb} – 165 GeV/nukleon	Poszukiwanie plazmy kwarkowo-gluonowej	IPJ, IFJ, IFD UW	Mechanika do TPC
	NA58– – COMPASS	Wiązka spolaryzowanych mionów do 190 GeV i spolaryzowane tarcze wodorowe i dwuteronowe	Badanie rozpraszania spolaryzowanych mionów na spolaryzowanych nuekleonach, wyznaczanie gluonowych funkcji struktury ΔG	IPJ, ISE PW	Elektronika odczytu komór słomkowych
	ICANOE (projektowany)	Neutrina mionowe do Grand Sasso	Poszukiwanie oscylacji neutrin mionowych w neutrina taonowe	IPJ,IFJ,U. Śl, U. Wr	Elekronika odczytu
CERN LEP Zderzacz elektron–pozyton (energia w środku masy od 90 do 208 GeV)	DELPHI (zakończył zbieranie danych w 2000)	Anihilacja elektron–pozyton	Precyzyjne testy teorii EW, Poszukiwanie cząstki Higgsa	IPJ, IFD UW	Absorbent kalorymetru HPC; Liczniki wyzwalania HPC
				IFJ, AGH	Komory trygera Detektora Wewnętrznego; Detektor fotonów detektora. FRICH; Mechanika i elekronika liczników Czerenkowa BRICH i krzemowego detektora mikropaskowego wierzchołka wtórnego.

[17] Skróty nazw polskich laboratoriów: Instytut Problemów Jądrowych w Warszawie — IPJ, Instytut Fizyki Doświadczalnej Uniwersytetu Warszawskiego IFD UW, Uniwersytet Jagielloński — UJ, Instytut Fizyki Jądrowej w Krakowie — IFJ, Instytut Fizyki Politechniki Warszawskiej — IF PW, Instytut Systemów Elektronicznych PW — ISE PW, Wydział Fizyki i Techniki Jądrowej Akademii Górniczo-Hutniczej — AGH, Instytut Fizyki Uniwersytetu Wrocławskiego — U. Wr, Instytut Fizyki Uniwersytetu Śląskiego — U. Śl.

Tabela 4

Wybrane eksperymenty fizyki wysokich energii z udziałem zespołów polskich

	Nazwa eksperymentu	Akcelerator/wiązka Energia	Podstawowy program fizyczny	Zespoły polskie	Główny wkład aparatury
DESY HERA Zderzacz pozyton/elekron–proton (E_e do 31 GeV, E_p do 920 GeV)	ZEUS	Pozyton lub elektron zderzający się z protonem	Badanie struktury protonu przy dużych Q^2 i małych x. Fotoprodukcja i badanie struktury fotonu.	IFD UW, IPJ z udz.PW	Kalorymetr uzupełniający BAC; Ściana Veto
				IFJ, AGH	Detektor o pomiaru świetlności LUMI
	H1			IFJ	Klatki Faraday'a dla elektroniki analogowej; Tryger topologiczny 2-go poziomu.
Brookhaven NL RHIC. Zderzacz ciężkich jonów przyspiesza jądra od protonów do złota. Dla zderzeń AU–Au energie wiązek wynoszą po 100 GeV/nukleon	STAR	Wiązki przeciwbieżne ciężkich jonów	Poszukiwanie różnych dowodów istnienia plazmy kwarkowo-gluonowej	IF PW, IFD UW	Testy detektorów krzemowych,
	PHOBOS			IFJ, UJ	Mechanika dla liczników półprzewodnikowych
Fabryka B w KEK	BELLE	e^+e^- przy rezonansie Y(4S)	Łamanie symetrii kombinowanej CP w rozpadach kwarków b	IFJ	Krzemowy Detektor Wierzchołka (SVD): elektronika szybkiego odczytu

Fabryka B w KEK	BELLE	e^+e^- przy rezonansie Y(4S)	Łamanie symetrii kombinowanej CP w rozpadach kwarków b	IFJ	Krzemowy Detektor Wierzchołka (SVD): elektronika szybkiego odczytu

	Nazwa eksperymentu	Akcelerator/wiązka Energia	Podstawowy program fizyczny	Zespoły polskie	Główny wkład aparatury
LHC w CERNie. Rozpoczęcie pracy w 2006 Zderzacz proton–proton (energia w środku masy 14 TeV) oraz ciężkich jonów (do ołowiu).	ATLAS	pp jądro–jądro	Poszukiwanie cząstek Higgsa i parametrów supersymetrycznych. Badanie niektórych sygnatur występowania plazmy kwarkowo-gluonowej	IFJ, AGH	Detektor Promieniowania Przejścia (TRT): elektronika odczytu, system gazowy; Krzemowe detektory mikropaskowe: detektory i elektronika; Wyższe stopnie trygera: elektronika i oprogramowanie.
	CMS	pp jądro–jądro	Poszukiwanie cząstek Higgsa i partnerów supersymetrycznych. Badanie niektórych sygnatur występowania plazmy kwarkowo-gluonowej	IFD UW, IPJ	Tryger mionowy oparty o komory RPC: projekt całości i elektronika decyzyjna
	ALICE	jądro–jądro	Poszukiwanie plazmy kwarkowo-gluonowej	IPJ, IF PW, IFJ	Testy detektorów krzemowych
	LHCb	pp	Badanie łamania symetrii kombinowanej CP w rozpadach kwarków b	IFJ	System kalibracji położenia detektorów śladowych. Detektory słomkowe i ich elektronika odczytu dla Detektora Zewnętrznego

- Uczestnictwo w programach badawczo-rozwojowych, fazie projektowania aparatury i testach prototypów,
- Budowa aparatury czyli budowa na ogół części poddetektora, na ogół we współpracy z innymi laboratoriami,
- W eksperymentach, które zbierają dane zachodzi konieczność ciągłego czuwania nad poprawną pracą detektorów, dokonywania kalibracji i niezbędnych napraw,
- Analiza fizyczna zebranych danych.

W ostatniej kolumnie Tabeli 4 ograniczyłem się do zwięzłego opisania odpowiedzialności zespołów polskich za budowaną aparaturę (na ogół we współpracy z innymi laboratoriami). W części szczegółowej niniejszego numeru znajdują się bardziej dokładne opisy działalności zespołów polskich.

Nie opisywałem aktywności dotyczących tworzenia i utrzymywania oprogramowania oraz analizy fizycznej, gdyż istnienie ich rozumie się samo przez się.

8. PODSUMOWANIE

Ostatnie dwadzieścia lat doświadczalnej fizyki w.e. to przede wszystkim postęp na drodze do unifikacji oddziaływań — precyzyjne doświadczalne testy teorii elektrosłabej i doskonała zgodność z przewidywaniami teorii to ugruntowanie Modelu Standardowego.

Posunęliśmy się daleko na drodze do unifikacji ale ten sukces zrodził nowe pytania, a te wymagają nowych eksperymentów przy nowych akceleratorach. Jesteśmy w trakcie budowy LHC — zderzacza proton — proton o ogromnej świetlności 10^{34} $cm^{-2}s^{-1}$, co nakłada niespotykane wymagania na układy detekcyjne, ich elektronikę i systemy wyzwalania. Poważnie zaawansowane są projekty budowy zderzacza liniowego e^+e^- (TESLA w Niemczech, NLC w USA, JPC w Japonii), trwają prace nad zderzaczem e^+e^- o energii kilku TeV (CLIC) oraz nad fabrykami neutrin w CERNie.Wreszcie dyskutuje się o budowie jeszcze bardziej futurystycznego zderzacza nietrwałych mionów. Przynoszą one nowe wyzwania techniczne.

9. BIBLIOGRAFIA

1. C.D. Anderson, S.H. Neddermayer: Phys. Rev. 51, 1937, p. 884.
2. C.M.G. Lattes, H. Muirhead, G.P.S. Occhialini, C.F. Powell: *Nature*, 159, 1947, p. 694
3. S. Weinberg, *Teoria pól kwantowych*, T. 1 Podstawy, PWN, 1999
4. R.P. Feynman, M. Gell-Mann: Phys. Rev., 109, (1958), p. 193
5. G. Danby, J.M. Gaillard, K. Goulianos, L.M. Ledermann, N. Mistry, M. Schwartz, J. Steinberger, Phys. Rev. Lett., 9, (1962), p. 36
6. W.K.H. Panofsky: W Proc. of the XIVth Int. Conf. on High Energy Physics, Vienna 1968, R. E. Taylor w Proc. of the XIXth Int. Conf. on High Energy Physics, Tokyo 1978,
7. E.D. Bloom i in.: Phys. Rev. Lett., 23, (1969), p.930
8. J.J. Aubert i in.: Phys, Rev. Lett., 33, (1974), p. 1404.
9. J.E. Augustin i in.:, Phys Rev. Lett., 33, (1974), p. 1406

10. Przegląd prac z komory Gargamelle gdzie po raz pierwszy zaobserwowano prądy neutralne w 1973 znajduje się w P. Musset i J. P. Vialle, Phys. Rep., 39, 1, (1978). Czysto leptonowe prądy neutralne są podsumowane w C. Baltay i i inni w Proc. of the XIXth Int. Conf. on High Energy Physics, Tokyo 1978
11. P. Arnison i in. (Współpraca UA1), Phys. Lett., 112B, (1983), p. 103
12. M. Banner i in. (Współpraca UA2), Phys. Lett., 122B, (1983), p. 476
13. M. Perl i in., Phys. Rev. Lett. 35, (1975), p. 1489
14. S. Weinberg: Phys. Rev. Lett., 19, (1967), p. 1267
15. A. Salam: „Elementary Particle Theory", W. Svartholm (wyd)., Sztokholm 1968, S. L. Glashow, J. Iliopoulos, L. Maiani, Phys. Rev., D2, (1970), p. 1285
16. Patrz S. Weinberg, *Teoria pól kwantowych*, t. II Nowoczesne zastosowania, §18.7, PWN, 1999
17. P.W. Higgs, Phys. Lett., 12, 132, 1964
18. Phys. Rev., 145, 1156, (1966)
19. Review of Particle Physics, Europ. J. Phys. 15, (2000)
20. D. Kiełczewska: *Na tropie masy neutrin*. Postępy Fizyki, T. 50, zeszyt dodatkowy, s. 24, 1999

J. KRÓLIKOWSKI

EXPERIMENTS IN HIGH ENERGY PHYSICS IN LAST TWENTY YEARS

Summary

This paper contains a short discussion of basic issues addressed in high energy physics in the last two decades, followed by a short summary of properties of high energy accelerators active during this period. Selected experiments are presented and briefly discussed, with emphasis on those with significant participation of Polish groups.

Keywords: High Energy Physics, elementary particles, Standard Model, detector systems, accelerators

WŁA

1. Wydział Fiz
2. Instytut Syste

W
z charakt
jami doty
czono sy
FWE (el
metody s

Słowa klu

Eksperyr
ciwbieżnych
oddziaływani
wyników jest
poziom techn
wymagają śc
Można w
nym przedsię
przy tym zaz
eksperymenty
inżynierskich
badawczo-roz
perymentami
Na rys. 1
eksperymentu

KWARTALNIK ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI, 2002, 48, z. 2, ss. 213–232

Elektronika dla Fizyki Wysokich Energii

WŁADYSŁAW DĄBROWSKI[1], KRZYSZTOF POŹNIAK[2], RYSZARD ROMANIUK[2]

1. Wydział Fizyki i Techniki Jądrowej, Akademia Górniczo-Hutnicza, al. Mickiewicza 30, 30-059 Kraków
2. Instytut Systemów Elektronicznych, Politechnika Warszawska, , ul. Nowowiejska 15/19, 00-665 Warszawa

Otrzymano 2001.10.16
Autoryzowano 2001.12.04

W pracy przeprowadzono dyskusję nad obiektywnymi uwarunkowaniami związanymi z charakterem i wymaganiami eksperymentów FWE, a także wynikającymi stąd konsekwencjami dotyczącymi wymagań stawianych aparaturze elektronicznej i jej strukturze. Zamieszczono systemową charakterystykę systemów elektronicznych stosowanych w eksperymentach FWE (elektronika detektorowa, wyzwalania, naboru danych, nadzoru) oraz zaprezentowano metody służące do projektowania, budowy, diagnostyki i monitoringu opisywanych systemów.

Słowa kluczowe: elektroniczne systemy dla FWE, elektronika front-end, elektronika wyzwalania, elektronika naboru danych, elektronika nadzoru eksperymentu.

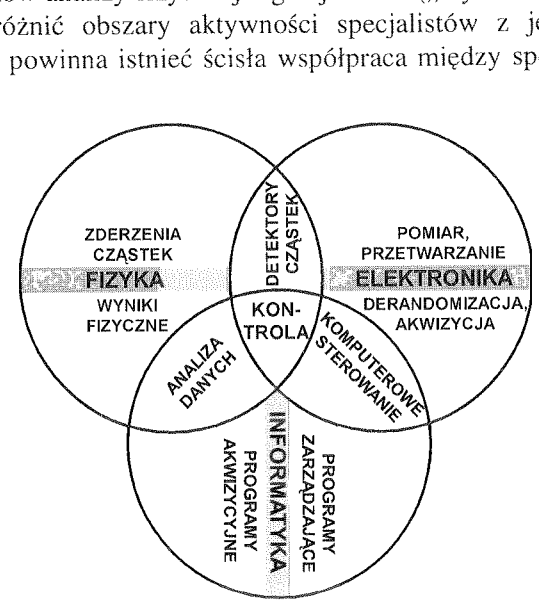
1. WSTĘP

Eksperymenty Fizyki Wysokich Energii (FWE) przy akceleratorach wiązek przeciwbieżnych pozwalają badać strukturę materii, jej własności i zachodzące w niej oddziaływania. Od strony koncepcyjnej są one projektowane przez fizyków i analiza wyników jest przedmiotem prac z dziedziny fizyki. Jednak z uwagi na bardzo wysoki poziom technicznego skomplikowania, projektowanie, budowa i obsługa eksperymentów wymagają ścisłej współpracy z ekspertami z innych dziedzin nauki i techniki.

Można wręcz sformułować wniosek, że współczesne eksperymenty FWE są wspólnym przedsięwzięciem fizyków i wielu grup specjalistów z nauk technicznych. Warto przy tym zaznaczyć, że wiele problemów technicznych stawianych przez współczesne eksperymenty FWE nie daje się rozwiązać przy wykorzystaniu rutynowych rozwiązań inżynierskich i wymaga podjęcia przez nauki techniczne zaawansowanych programów badawczo-rozwojowych. Wśród nauk technicznych nieodłącznie związanych z eksperymentami FWE kluczową rolę odgrywa elektronika.

Na rys. 1 został przedstawiony ciąg wzajemnych powiązań w procesie badawczym eksperymentu, prowadzący od fizycznych zjawisk zachodzących podczas zderzenia

cząstek w akceleratorze (poprzez fizyczne efekty zachodzące w detektorach cząstek), aż do otrzymania wyników analizy fizycznej tego zjawiska („wyniki fizyczne"). W ramach procesu można wyróżnić obszary aktywności specjalistów z jednej dziedziny, jak i obszary, w których powinna istnieć ścisła współpraca między specjalistami z różnych dziedzin.



Rys. 1. Powiązania grup eksperckich w procesie badawczym eksperymentu

Kluczowa rola systemów elektronicznych w eksperymentach FWE wynika z faktu, że wszystkie stosowane współcześnie detektory cząstek naładowanych i promieniowania γ są detektorami z odczytem elektronicznym. Na marginesie warto wspomnieć, że w początkach FWE rolę podstawowego detektora do rejestracji torów cząstek pełniła emulsja fotograficzna. Obecnie sygnałami mierzonymi w detektorze są sygnały elektryczne i rozbudowane systemy elektroniczne pełnią rolę interfejsu pomiędzy detekcją zjawiska, a komputerową analizą danych. W związku z tym jakość wyników fizycznych w bardzo znaczącym stopniu zależy od jakości systemów elektronicznych, natomiast sprawne działanie eksperymentu od ich niezawodności. Z uwagi na fakt, że w przeważającej części systemy elektroniczne są budowane i optymalizowane pod kątem konkretnego eksperymentu – posiadają unikalną konstrukcję i prototypowy charakter. Z konieczności takie rozwiązania są kosztowne zarówno w fazach projektowania, realizacji i uruchamiania jak i w okresie eksploatacyjnym. Wymagają także ciągłego nadzoru od strony aparaturowej (inżynierowie i technicy elektronicy) i od strony oprogramowania (informatycy).

Niniejsza praca zawiera rozwinięcie tego zagadnienia w formie charakterystyki systemów elektronicznych stosowanych w eksperymentach FWE i opisu wykorzystywanych metod ich projektowania i budowy. Przeprowadzono dyskusję nad obiektywnymi uwarunkowaniami związanymi z charakterem i wymaganiami eksperymentów FWE, a także wynikającymi stąd konsekwencjami dotyczącymi wymagań stawianych aparaturze elektronicznej i jej strukturze.

2. ŚRODOWISKO ELEKTRONICZNE W EKSPERYMENTACH FWE

Aparaturę elektroniczną używaną w eksperymentach FWE generalnie można rozpatrywać w ramach trzech wzajemnie przenikających się płaszczyzn funkcjonalnych:

- **Systemów Elektroniki Front-End**, które są odpowiedzialne za odbiór sygnałów z detektorów,
- **Systemów Przetwarzania i Akwizycji Danych**, które stanowią specjalizowane interfejsy między detektorami cząstek a Systemami Globalnymi Eksperymentu,
- **Systemów Globalnych**, których zadaniem jest nabór danych, sterowanie i kontrola w sensie całego Eksperymentu.

2.1. SYSTEMY ELEKTRONIKI FRONT-END

Odbiór i wstępna obróbka sygnałów z detektorów promieniowania stosowanych w eksperymentach FWE jest realizowana przez dedykowane układy elektroniczne określane wspólnym mianem elektroniki front-end. Z elektrycznego punktu widzenia większość detektorów stosowanych w eksperymentach FWE stanowi impulsowe prądowe źródła sygnału, które w odpowiedzi na oddziaływanie cząstek naładowanych bądź kwantów promieniowania γ z materią detektora generują impulsy prądowe o przebiegach czasowych charakterystycznych dla rodzaju promieniowania i typu detektora. Detektory dostarczają informacji o energii promieniowania, czasie zdarzenie i pozycji, w której nastąpiło zdarzenie. W zasadzie każdy detektor dostarcza powyższych informacji, jednak z różną precyzją. Dlatego współczesne eksperymenty używają dedykowanych systemów detekcyjnych do pomiaru energii, czasu i pozycji przestrzennej. Poszczególne systemy detekcyjne wymagają z kolei specyficznych układów elektroniki front-end.

Wspólnym wymaganiem odnośnie elektroniki front-end, niezależnie od typu detektora jest, aby była ona umieszczone w bezpośredniej bliskości detektora. Jak już wspomniano, detektory stanowią prądowe źródła sygnału elektrycznego i w związku z tym, obciążenie takich źródeł bezpośrednio liniami transmisyjnymi powodowałoby degradację sygnałów. Należy w tym miejscu zaznaczyć, że sygnały generowane w detektorach promieniowania są bardzo małe, często na granicy mierzalności i w związku z tym, nie można pozwolić na dodatkową degradację tych sygnałów w liniach transmisyjnych. Podstawowymi funkcjami elektroniki front-end jest wzmocnienie sygnałów, kształtowanie zgodnie z wymaganiami czasowymi eksperymentu i optymalizacja stosunku sygnału do szumu.

2.2. SYSTEMY PRZETWARZANIA I AKWIZYCJI DANYCH

Jak zasygnalizowano w poprzednim rozdziale w Systemach Elektroniki Front-End jest realizowany tylko minimalny zakres przetwarzania sygnałów, przy czym w większości przypadków jest to przetwarzanie czysto analogowe, ewentualnie zakończone prostą

dyskryminacją na jednym poziomie. Zasadnicze przetwarzanie, obróbka i rejestracja danych następuje w systemach elektronicznych zwanych Systemami Przetwarzania i Akwizycji Danych. Rozpatrując podstawowe zadania nałożone na te systemy elektroniczne z oczywistych względów możemy wyróżnić:

- **przetwarzanie sygnałów** w celu uzyskania interesujcych wartości wielkości fizycznych, np.: analiza sygnałów otrzymanych z detektorów w celu wyodrębnienia toru cząstki,
- **akwizycję danych**, np.: cyfrowej informacji odpowiadającej faktowi detekcji cząstki w liczniku scyntylacyjnym dla przypadku wybranego przez Globalny Systemem Trygerowania Eksperymentu.

Pomimo wyraźnych różnic funkcjonalnych powiązanie procesów przetwarzania i akwizycji we współczesnych eksperymentach jest tak silne, że zdaniem autorów należy je rozpatrywać wspólnie. Także podstawowe cechy charakteryzujące te systemy są bardzo zbliżone i bezpośrednio związane z charakterem eksperymentów FWE – można je w pewnej ogólności rozpatrywać jako szybkie, wielokanałowe, synchroniczne, rozproszone i potokowe systemy elektroniczne:

- **szybkość** wynika przede wszystkim z dużej częstości zderzeń pakietów cząstek narzuconej przez akcelerator oraz gotowości systemu do niezależnego przeprowadzenia poszczególnych etapów analizy elektronicznej dla każdego kolejnego zarejestrowanego obrazu przecięcia się pakietów cząstek,
- **wielokanałowość** jest związana z segmentacją detektorów wymuszoną wymaganiami określonej przestrzennej zdolności rozdzielczej, a prowadzącą we współczesnych eksperymentach do kilkudziesięciu milionów niezależnych elementów detekcyjnych, z których każdy wymaga oddzielnego toru elektronicznego,
- **synchroniczność** względem kolejnych przecięć pozwala zachować korelację czasową na wszystkich etapach przetwarzania dla wszystkich kanałów danego Systemu Detektorowego, oraz względem Globalnego Systemu Trygerowania i Globalnego Systemu Akwizycji Danych Eksperymentu,
- **rozproszenie** powiązane jest z dużymi rozmiarami detektorów, brakiem miejsca w obrębie detektora na instalacje aparatury elektronicznej oraz dużym poziomem promieniowania jonizującego w bezpośrednim otoczeniu punktu zderzenia, co często może powodować, że odległości pomiędzy poszczególnymi częściami Systemu Detektorowego dochodzą nawet do kilkuset metrów,
- **charakter potokowy** wynika pośrednio z ich szybkości oraz synchroniczności i umożliwia przetwarzanie sygnałów przez kolejne bloki funkcjonalne systemu, co prowadzi do znacznego zwiększenia wydolności systemów.

2.2.1. Przetwarzanie sygnałów w eksperymentach FWE

W bardzo ogólny sposób można stwierdzić, że celem przetwarzania sygnałów w eksperymentach FWE jest ich przekształcenie od formy dostarczanej przez układy elektroniki front-end do formy danych akceptowanych przez układy akwizycji. Wyróżnić można w tym wypadku pewne charakterystyczne etapy przetwarzania:

- **konwersję analogowo-cyfrową** przekształcającą impulsy dostarczane z układów front-end lub ich formy pochodne (wypracowane w układach kształtujących, dyskryminatorach, itp.) w strumień danych taktowany zegarem eksperymentu lub jego wielokrotnością,
- **synchronizację**, której celem jest zapewnienie korelacji czasowej od momentu detekcji przypadku fizycznego do chwili jego akwizycji, po to aby to samo zjawisko rejestrowane we wszystkich detektorach ostatecznie doprowadziło do wypracowania „wspólnego" obrazu zarejestrowanego przypadku. Jako sygnał synchronizujący jest wykorzystywany zegar eksperymentu, ponieważ kolejne zderzenia przeciwbieżnych pakietów cząstek wyznaczają jego okres,
- **kompresję i multipleksowanie danych** w celu redukcji liczby torów sygnałowych lub ich wzajemnego łączenia. Wykorzystuje się w tym wypadku fakt, że ze względu na bardzo dużą segmentację detektorów w wyniku każdego zderzenia wiązek w akceleratorze produkty zderzenia generują sygnały tylko w ograniczonej liczbie, rzędu 1% elementów detekcyjnych (kanałów elektronicznych). Pozwala to na implementacje takich algorytmów jak „kompresja zer" [3] lub „kompresja partycji" [4]. Należy przy tym zauważyć, że każdy ze stosowanych algorytmów musi być synchroniczny,
- **przetwarzanie funkcjonalne**, rozumiane jako zespół dedykowanych procesów przetwarzania realizujących założoną funkcję detektora, np.: wykrywanie trajektorii cząstki [5], wyliczanie depozytu energii itp. Z punktu widzenia celu eksperymentu, jest to najważniejszy rodzaj przetwarzania, za pomocą którego są uzyskiwane niezbędne informacje pozwalające wypracować m. in. tryger eksperymentu.

2.2.2. Zasady akwizycji danych na rzecz eksperymentów FWE

Najważniejszym celem procesu akwizycji jest rejestracja danych, które zawierają niezbędne informacje pozwalające w późniejszym procesie analizy matematycznej otrzymać możliwie dokładny obraz zarejestrowanego zjawiska. Najczęściej jest dokonywany nabór danych o charakterze topologicznym (pasaże cząstek) lub energetycznym (depozyty energii). Akwizycji mogą też podlegać informacje pomocnicze służące do kalibracji lub monitoringu, np. częstości oddziaływań, rozkłady wartości itp.

Uogólniając strukturę układów akwizycji można wyróżnić:

- **linię opóźniającą**, w której przepływający strumień danych oczekuje na decyzję z Globalnego Systemu Trygerowania eksperymentu. Długość linii wynika z czasu niezbędnego na wypracowanie i dostarczenie sygnału trygera do wszystkich układów akwizycji. Dane nie wybrane przez tryger są bezpowrotnie tracone,
- **derandomizator**, zadaniem którego jest minimalizacja wymaganej przepustowości torów sygnałowych poprzez nabieranie do bufora o odpowiedniej głębokości sygnałów przychodzących statystycznie w czasie i wysyłanie ich ze stałą częstością odpowiadającą przepustowości toru,
- **bufor danych**, w którym wytrygerowane dane są przechowywane i udostępniane do dalszej obróbki.

2.3. SYSTEMY GLOBALNE

Systemy Globalne można podzielić pod względem funkcjonalnym na:

- **Globalny System Trygerowania** wybierający interesujące przypadki z fizycznego punktu widzenia. Tylko dane dotyczące tych przypadków zostaną ostatecznie zapamiętane przez Systemy Detektorowe, natomiast wszystkie pozostałe będą bezpowrotnie stracone,
- **Globalny System Akwizycji Danych** dokonujący naboru danych wybranych przez Globalny System Trygerowania i dostarczanych przez Systemy Detektorowe,
- **Globalny System Nadzoru Eksperymentu**, którego zadaniem jest ciągła kontrola stanu aparatury elektronicznej pracującej na rzecz eksperymentu oraz jakości uzyskiwanych danych.

2.3.1. Globalny system trygerowania

Prawdopodobieństwo przebiegu zderzenia cząstek elementarnych, interesujący z fizycznego punktu widzenia, jest bardzo małe ze względu na fakt, że poszukuje się zjawisk o bardzo małym przekroju czynnym. Z drugiej strony bardzo duża częstość przecięć pakietów cząstek wytwarzanych w akceleratorach powoduje, że elektroniczna rejestracja wszystkich zdarzeń w celu ich późniejszej analizy komputerowej byłaby bardzo kosztowna i trudna, a wielu wypadkach niemożliwa w realizacji. Dlatego w przyjętych obecnie rozwiązaniach buduje się dodatkowo Globalny System Trygerowania, który decyduje, jakie wstępnie zarejestrowane i przetworzone przez systemy elektroniczne dane trwale zapamiętać.

Globalny System Trygerowania, podobnie jak wcześniej dyskutowane systemy, ma również unikalny charakter, ponieważ jest projektowany pod kątem danego eksperymentu (np. typów zjawisk jakie zamierza się rejestrować) i posiada bardzo silne powiązania ze strukturą Spektrometru (pobiera dane z Detektorów).

Struktura Globalnego Systemu Trygerowania jest zazwyczaj wielostopniowa. Ostatecznego wyboru interesujących przypadków dokonuje się po kilku etapach przetwarzania. Powszechnie spotykane rozwiązania wiążą Pierwszy Stopień Trygera z Systemami Przetwarzania i Akwizycji Danych [2], a kolejne stopnie są już związane z komputerowym przetwarzaniem danych.

2.3.2. Globalny system akwizycji danych

Zadaniem Globalnego Systemu Akwizycji Danych jest zrekonstruowanie „całego przypadku", czyli zebranie od wszystkich Systemów Detektorowych danych dotyczących tego samego przypadku, a następnie zapisanie ich na trwałym nośniku. Wyboru przypadków przeznaczonych do rejestracji dokonuje Globalny System Trygerowania. W przypadku trygerowania wielostopniowego, przynajmniej jeden z procesów selekcji interesujących przypadków jest zrealizowany na poziomie Globalnego Systemu Akwizycji Danych.

W aktualnie stosowanych rozwiązaniach Globalny System Akwizycji Danych buduje się w oparciu o szybkie farmy komputerowe pracujące w czasie rzeczywistym, w obrębie których poszczególne komputery są połączone ze sobą wspólną siecią komputerową o ogromnych przepustowościach.

2.3.3. Globalny system nadzoru

Globalny System Nadzoru Eksperymentu pełni bardzo ważną rolę wspomagającą i centralizującą. Umożliwia:

- **zarządzanie eksperymentem,** które polega m.in. na realizacji:
  - ustalania parametrów pracy eksperymentu,
  - procesu rejestracji zderzeń cząstek według zadanych warunków fizycznych,
  - testów aparaturowych, synchronizacji itp.,
- **kontrolę eksperymentu**, co oznacza, że kontroli są poddawane praktycznie wszystkie ważne parametry każdego detektora, jak np.: napięcia i pobory prądów z zasilania, temperatury pracy aparatury, stężenia i ciśnienia gazów wykorzystywanych w komorach gazowych. Monitorowane są również globalne warunki pracy eksperymentu poprzez pomiar ciśnienia atmosferycznego, wilgotności, temperatury, dawek promieniowania, itp. Kontroli podlega także prawidłowość pracy wielu urządzeń, a zwłaszcza wszystkich systemów elektronicznych.

Od strony funkcjonalnej można sklasyfikować sposoby kontroli wykorzystywane przez Globalny System Nadzoru Eksperymentu na:

- **testy aparaturowe** obejmujące całość niezależnych testów elektroniki, np. testu Systemu Detektorowego za pomocą sygnałów symulowanych,
- **monitorowanie parametrów** aparatury elektronicznej, np. wartości wysokich napięć przyłożonych do fotopowielaczy, poboru prądów z zasilaczy niskiego napięcia,
- **kontrolę jakościową** pozwalającą za pomocą wyróżnionych sygnałów bądź wybranego podzbioru bieżących danych, kontrolować jakość przetwarzania i procesu wypracowywania wyników fizycznych.

3. REALIZACJA SYSTEMÓW ELEKTRONICZNYCH DLA EKSPERYMENTÓW FWE

W poprzednim rozdziale autorzy starali się przedstawić filozofię budowy systemów elektronicznych dedykowanych dla eksperymentów FWE. Obecnie czytelnik znajdzie odniesienie do stosowanych w praktyce metod i technologii oraz wykorzystywanych rozwiązaniach komercyjnych i specjalistycznych.

Nawet bardzo pobieżna analiza wymagań jakie stawia się przed elektroniką pracującą w eksperymentach FWE dyskutowana w rozdz. 2 prowadzi do wniosku, że ich zasięgiem objęte są praktycznie wszystkie podstawowe układy elektroniczne począwszy od ultraszybkich układów analogowych i konwerterów po wysoko zintegrowane układy cyfrowe i optoelektroniczne. Skala naukowego przedsięwzięcia i poziom wymaganego

technologicznego zaawansowania może być w praktyce porównywana tylko z kosmicznymi projektami badawczymi.

W procesie projektowania, optymalizacji i budowany systemów elektronicznych na rzecz eksperymentów FWE należy przede wszystkim zwrócić uwagę na:

- konieczność sięgania po najnowsze technologie, rozwiązania komercyjne i narzędzia projektowania, aby sprostać wymaganiom nakładanym przez kolejne generacje eksperymentów,
- wieloletni i wieloetapowy okres prac projektowych i konieczność współdziałania specjalistów z różnych dziedzin,
- zdolność systemu do wszechstronnej diagnostyki podczas ciągłej pracy w eksperymencie z uwagi na fakt, że w rzeczywistości stosuje się rozwiązania prototypowe, pracujące w niekorzystnym środowisku (promieniowanie jonizujące, zakłócenia elektromagnetyczne).

3.1. ROZWIĄZANIA TECHOLOGICZNE

Paleta rozwiązań technologicznych znajdujących zastosowanie w eksperymentach FWE jest bardzo szeroka. Szczegółowe omówienie tego zagadnienia wykracza poza ramy niniejszego artykułu i ograniczono się w tym wypadku do podania poniżej kilku reprezentatywnych przykładów znajdujących swoje wyraźne odbicie w praktyce.

3.1.1. Układy dedykowane

Przykład 1: analogowe linie opóźniające. Współczesne eksperymenty FWE są projektowane pod kątem rejestracji zdarzeń fizycznych, których prawdopodobieństwo wystąpienia jest bardzo małe, na poziomie $10^{-5} - 10^{-6}$. Oznacza to, że większość danych dostarczanych przez detektory jest z punktu widzenia fizyki bezużyteczna i dane te powinny być możliwie wcześnie odrzucone w procesie selekcji i akwizycji. Zadanie to jest realizowane przez Globalny System Trygerowania omówiony w rozdz. 2.3.1. Informacja o kwalifikacji danego zdarzenia fizycznego jako interesującego dla dalszej analizy jest wypracowywana z określonym opóźnieniem czasowym, co oznacza, że wszystkie dane z detektorów muszą być zachowane przez ten minimalny okres czasu. W eksperymentach starszej generacji wszystkie dane z detektorów były transmitowane do systemów akwizycji danych i tam następowała ich redukcja. W eksperymentach projektowanych na akceleratorze LHC ilość kanałów elektroniki front-end i natężenie danych dostarczanych przez układy elektroniki front-end jest tak duże, że funkcje przechowywania danych do czasu wypracowania decyzji na pierwszym poziomie trygerowania i redukcji danych musi być realizowana przez elektronikę front-end zamontowaną bezpośrednio na detektorach. W nielicznych przypadkach, gdy wykorzystuje się jedynie informacje binarną z detektora, jak np. w przypadku krzemowych detektorów pikselowych i paskowych, przetrzymywanie informacji przez określony czas jest stosunkowo proste, jako że mamy do dyspozycji szereg różnych rozwiązań pamięci cyfrowych. W większości przypadków istotna informacja jest zawarta w amplitudach

impulsów analogowych i wtedy układ elektroniki front-end musi zawierać pamięć analogową pracującą w konfiguracji analogowej linii opóźniającej. W ciągu ostatnich lat zostało opracowanych szereg rozwiązań pamięci analogowych o architekturach specyficznych dla wymagań elektroniki front-end [6,7]. W tym przypadku prace badawczo-rozwojowe były prowadzone wyłącznie w środowisku FWE, jako że struktury pamięci analogowych, a w szczególności analogowych linii opóźniających, są praktycznie nieużywane w innych zastosowaniach.

Przykład 2: przetworniki czasowo-cyfrowe: Detektory promieniowania w eksperymentach FWE mają za zadanie dostarczenie informacji o energii, czasie i pozycji, które w układach elektronicznych sprowadzają się do pomiarów amplitud sygnałów i relacji czasowych pomiędzy sygnałami. Znakomitą część każdego systemu przetwarzania i akwizycji danych stanowią szybkie przetworniki analogowo-cyfrowe (ADC) i przetworniki czasowo-cyfrowe (TDC). Przetworniki ADC są urządzeniami powszechnie stosowanymi w wielu dziedzinach nauki i techniki i współczesna elektronika oferuje bardzo szeroki wybór takich przetworników. Wymagania stawiane przetwornikom dla eksperymentów FWE pod względem rozdzielczości i szybkości działania powodują, że sięga się po najnowsze rozwiązania w tej dziedzinie. Przetworniki TDC są urządzeniami bardzo specyficznymi dla pomiarów detektorowych. Mogłoby się wydawać, że pomiar czasu jest jednym z prostszych we współczesnej elektronice oferującej coraz szybsze technologie. Pomiary czasowe w eksperymentach FWE wymagają dokładności sub-nanosekundowej, a w niektórych przypadkach nawet pikosekundowej. Takiej dokładności nie da się uzyskać metodami bezpośredniego pomiaru czasu, tj. liczenia impulsów zegarowych pomiędzy dwoma zdarzeniami i FWE wypracowała specyficzne konstrukcje przetworników TDC. Przetworniki te wykorzystują najczęściej jedną z dwóch koncepcji: zasadę noniusza, lub schemat oparty na dwustopniowym przetwarzaniu czas-amplituda i amplituda-cyfra.

3.1.2. Programowalne i specjalizowane układy scalone

Charakterystycznym trendem w rozwoju elektroniki dla eksperymentów FWE jest coraz powszechniejsze stosowanie specjalizowanych (ASIC) lub programowalnych układów scalonych (np. Xilinx, Altera). Zasadnicze powody, dla których tego typu układy scalone są w wielu przypadkach jedynym możliwym rozwiązaniem to:

- **duża gęstość upakowania** wymuszająca stosowanie układów scalonych wielokanałowych, jak np. dla krzemowych detektorów pikselowych, krzemowych detektorów paskowych i krzemowych detektorów dryfowych czy wielokanałowych elektronicznych płyt przetwarzających umieszczonych w kasetach na zewnątrz detektora,
- **specyficzne wymagania** odnośnie parametrów analogowych (szumów, szybkości, architektury, które nie są spotykane w rozwiązaniach układów katalogowych), a także parametrów cyfrowych (dedykowane algorytmy przetwarzania, duża liczba sygnałów, możliwość wprowadzania modyfikacji w układach programowalnych),
- **ograniczenia na wielkość pobieranej mocy** wynikające zarówno z trudności w dostarczeniu potrzebnej mocy na odległości rzędu kilkudziesięciu metrów, jak również z trudności w odprowadzeniu rozpraszanego ciepła z objętości czynnej detektora,

- **silne pola promieniowania jonizującego** w których musi pracować elektronika front-end, wymuszające stosowanie elementów i technologii półprzewodnikowych oraz technik projektowych zapewniających podwyższoną odporność na promieniowanie w porównaniu ze standardowymi produktami elektronicznymi.

Autorzy odwołują się do przykładu montowania elektroniki front-end w bezpośredniej bliskości detektorów w bardzo gęsto upakowanych instalacjach, jakimi są eksperymenty FWE. Te wymagania pociągają konieczność budowania elektroniki w postaci układów dedykowanych dla danego typu detektora i dla danego eksperymentu. W zależności od stopnia segmentacji poszczególnych systemów detekcyjnych i wielkości pojedynczych elementów detekcyjnych, stosowane są różne rozwiązania technologiczne, które można podzielić na trzy grupy:

- **specjalizowane układy scalone** stosowane do odczytu detektorów pozycyjnych charakteryzujących się bardzo dużą liczbą indywidualnych elementów detekcyjnych (rzędu kilku milionów w krzemowych detektorach torów w eksperymentach takich ATLAS i CMS), i wymagających takiej samej liczby kanałów elektroniki front-end,
- **układy hybrydowe** budowane z wykorzystaniem zarówno elementów katalogowych jak i specjalizowanych układów scalonych,
- **układy budowane w oparciu o standardową technikę** płytek drukowanych i wykorzystujące zarówno elementy katalogowe jak i specjlizowane układy scalone.

3.1.3. Transmisja optoelektroniczna

Obserwuje się systematyczny wzrost wykorzystania układów optoelektronicznych w eksperymentach FWE. Są one jeszcze relatywnie drogie, ale w takich obszarach jak transmisja danych trudno sobie obecnie wyobrazić inne rozwiązania. Przykładowo w eksperymencie CMS ilość kanałów sięga 100 mln, a trzeba przy tym mieć na uwadze, że częstość zderzeń wynosi 40 MHz. Warto także wspomnieć, że podobne prace rozwojowe, jak dla wspomnianych w rozdz. 3.1.1 analogowych linii opóźniających, prowadzi się na rzecz optoelektronicznych transmisji analogowych. Znajdują one szerokie zastosowanie, ponieważ umożliwiają transmisję sygnałów analogowych bez konieczności ich wstępnego przetwarzania na postać cyfrową.

3.1.4. Standaryzacja modułowa

Ilość danych i wymagane szybkości przetwarzania stawiają przed systemami elektronicznymi wymagania niespotykane w innych zastosowaniach. Dlatego też w przeszłości podstawowe koncepcje standaryzacji modułowej aparatury elektronicznej i magistrali do komunikacji pomiędzy poszczególnymi modułami, powstały w środowisku FWE. Pierwszym zaawansowanym systemem, który został opracowany na początku lat 70-tych przez komitet ESONE (European Committee of Nuclear Electronics) wyłącznie pod kątem zastosowań w eksperymentach FWE był system CAMAC. Warto zwrócić uwagę na fakt, że system ten z pewnymi modyfikacjami przetrwał do dzisiaj i jest ciągle używany w laboratoriach FWE. W latach 80-tych był on również dość szeroko

stosowany w przemyśle do kontroli i sterowania procesami technologicznymi, w szczególności w wersji systemu szeregowego.

Specyfikacja sytemu CAMAC obejmowała standaryzację mechaniczną kasety i modułów, topologię magistrali w kasecie, protokoły operacji na magistrali, standaryzację napięć zasilających i sygnałów logicznych. Charakterystyczne cechy systemu CAMAC to [8]:

- w każdej kasecie może pracować tylko jeden kontroler umieszczony na ściśle zdefiniowanej pozycji,
- moduły w kasecie mają przypisane adresy geograficzne,
- operacje na magistrali są wykonywane synchronicznie ze stałym czasem operacji równym 1 μs,
- sygnały na magistrali i cyfrowe sygnały wejściowe/wyjściowe muszą odpowiadać standardowi TTL,
- słowo danych jest 24-bitowe i magistrala zawiera oddzielne linie danych dla operacji zapisu i odczytu,
- do zewnętrznej magistrali, nazywanej gałęzią, można przyłączyć maksymalnie 7 kaset.

Kolejnym systemem, który został opracowany przez komitet ESONE i był pomyślany jako następca systemu CAMAC, był system FASTBUS opracowany na początku lat 80-tych. Wychodził on naprzeciw zarówno rosnącym wymaganiom ze strony eksperymentów FWE, a równocześnie nowym trendom w rozwoju elektroniki. Warto zwrócić uwagę, że system ten został wprowadzony prawie równolegle z rozwojem mikroprocesorów, ale w swojej specyfikacji pozostawał całkowicie niezależny od architektury którejkolwiek rodziny mikroprocesorów. W zestawieniu z systemem CAMAC charakterystyczne własności systemu FASTBUS wyglądają następująco [9]:

- w kasecie może pracować więcej niż jeden moduł MASTER (pełniący rolę kontrolera),
- moduły w kasecie są adresowane logicznie, tzn. adresy nie są związane z pozycjami w kasecie,
- operacje na magistrali są wykonywane asynchronicznie z czasem operacji zależnym od najwolniejszego bloku biorącego udział w operacji,
- sygnały na magistrali muszą odpowiadać standardowi ECL,
- słowo danych jest 32-bitowe, po tych samych liniach są przesyłane dane i adresy,

Biorąc pod uwagę te same aspekty, które zostały wymienione powyżej dla systemu CAMAC, kasety można ze sobą łączyć w dowolnej konfiguracji topologicznej.

Jak wcześniej wspomniano, system FASTBUS został opracowany w okresie pojawiania się mikroprocesorów, w szczególności mikroprocesorów 32-bitowych. W ślad za tymi mikroprocesorami pojawiły się standardy magistral 32-bitowych o architekturach i protokołach specyficznych dla poszczególnych rodzin mikroprocesorów i lansowanych przez producentów mikroprocesorów. Najważniejsze z nich to: VME-BUS (Motorola), MULTIBUS II (Intel), NUBUS (Texas Instruments), BI-BUS (DEC), FUTUREBUS (IEEE P896). Po pewnym czasie rynek został zdominowany przez system VME, który

został również dość powszechnie przyjęty w środowisku FWE. Tak więc na dzień dzisiejszy systemy przetwarzania i akwizycji danych w pracujących i budowanych eksperymentach FWE są oparte w większości na dwóch systemach: FASTBUS i VME.

3.2. PROCES PROJEKTOWANIA I BUDOWY SYSTEMÓW ELEKTRONICZNYCH

Na przestrzeni ostatnich lat można zaobserwować bardzo poważną ewolucję, czy wręcz rewolucję, związaną z rozwojem systemów elektronicznych używanych w eksperymentach FWE. Efektem tych zmian jest ciągły wzrost roli programistów, którzy winni już aktywnie uczestniczyć w całym procesie powstawania Systemu. Znamienne jest również to, że rola fizyków zaczyna coraz bardziej przypominać rolę „zleceniodawców" i „konsultantów" niż „projektantów" i „realizatorów".

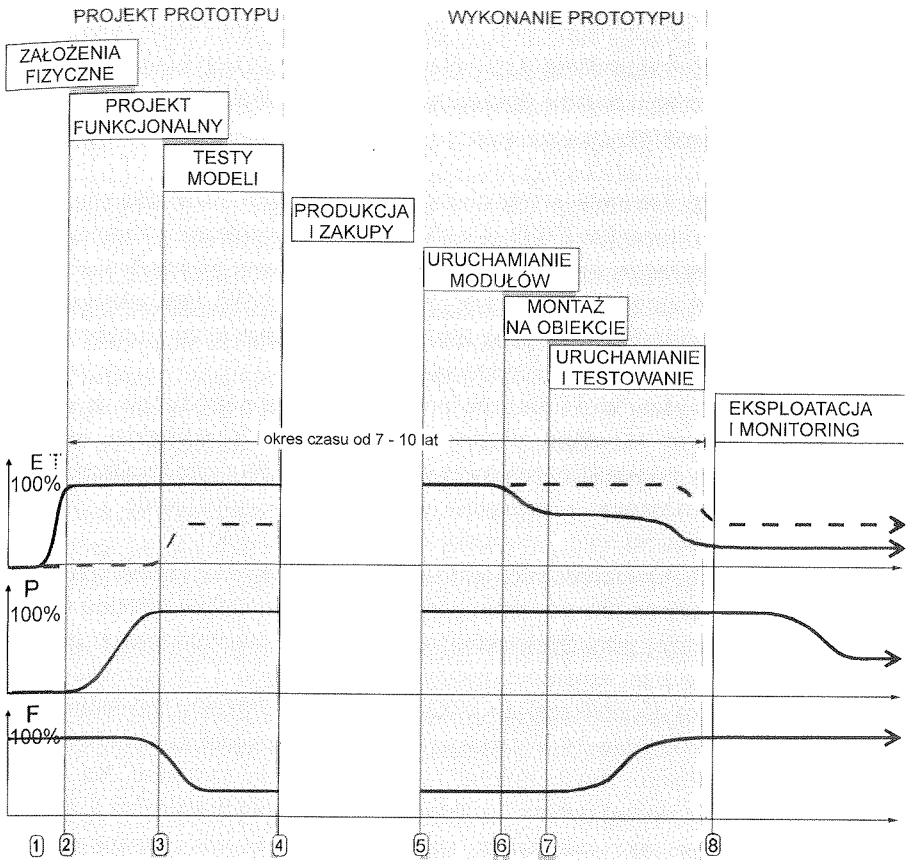
Charakterystycznymi i niestety niekorzystnymi cechami prac nad systemami dla eksperymentów FWE są:

- **bardzo długi czas wymagany na realizację** wszystkich etapów, dochodzący obecnie nawet do 10-ciu lat. Tak długi okres czasu ma związek zarówno z rozmiarami i poziomem skomplikowania projektowanych systemów, jak i z okresem czasu potrzebnym na realizację wspólnych prac na rzecz przygotowywanego Eksperymentu (np. dostosowanie się do współpracy z innymi Detektorami lub Globalnym Systemem Nadzoru Eksperymentu, prace techniczne itp.),
- **wysoki poziom złożoności**, jest związany przede wszystkim z wielkością i złożoną strukturą systemów, a także z konieczności stosowania bardzo nowoczesnych technik projektowania i używania najnowszych technologii z dziedziny elektroniki,
- **nieodwracalność etapów** wynika w konsekwencji z długiego czasu i wysokich kosztów realizacji, co stanowi najpoważniejszy mankament prac nad systemami. W rzeczywistości bowiem powstaje unikalne, prototypowe rozwiązanie, projektowane na wiele lat przed końcowym uruchomieniem. Ostatecznej oceny jakości i przydatności systemu elektronicznego można dokonać dopiero po uruchomieniu w eksperymencie, ale wtedy jest bardzo trudno lub nie ma już praktycznie możliwości wprowadzania znaczących zmian i ulepszeń.

Stosowany obecnie w praktyce harmonogram głównych etapów prac prowadzących do powstawania systemów elektronicznych oraz zaangażowania grup eksperckich, został zaprezentowany na rys. 2.

Niezmiernie ważkimi czynnikami decydującymi o końcowym sukcesie prac nad danym systemem są nie tylko zaangażowane środki finansowe, posiadana aparatura i dostęp do technologii ale również:

- **sprawna realizacja prac zgodnie z przedstawionym harmonogramem.** Można wyróżnić dwa aktywne okresy czasu przedzielone etapem produkcji:
  - **projektu prototypu** opartego na założeniach fizycznych i zweryfikowanego poprzez realizację i przetestowanie określonych modeli (np. fragmentów systemu, wersji zminiaturyzowanej itp.). Końcowym „produktem" tego etapu powinien być docelowy projekt systemu,



Rys. 2. Główne etapy prac prowadzące do powstawania systemów elektronicznych, oznaczenia: E: elektronicy (T: technicy – linia przerywana), P: programiści, F: fizycy

- **etap produkcji** przy obecnie stosowanych technologiach (płytki wielowarstwowe, układy wielkiej skali integracji typu ASIC, miniaturyzacja) jest w przeważającej części realizowany w fabrykach lub specjalizowanych zakładach elektronicznych,
- **wykonanie prototypu** poprzez uruchamianie poszczególnych modułów systemu w laboratorium elektronicznym, montaż całości na obiekcie (m.in. Spektrometrze) i ostateczne uruchamianie i testowanie systemu w całości.

- **współpraca między grupami eksperckimi** zaangażowanymi w odpowiednim stopniu na określonych etapach realizacji (w/g numerów na rys. 2):
  - 1–2: okres przede wszystkim prac fizyków nad koncepcją i fizycznymi wymaganiami jakie ma spełniać system,
  - 2–3: okres najbardziej intensywnej współpracy fizyków, elektroników i w końcowej fazie programistów, nad strukturą i wymaganiami funkcjonalnymi systemu. Jest to etap, w którym w największym stopniu decyduje się o ostatecznym (np. za 10 lat!) sukcesie przedsięwzięcia. Bywa on często niedoceniany, ponieważ nie jest dostatecznie wykorzystywana wiedza naukowa, która pozwala zaprojektować system

optymalnie, w/g spójnej koncepcji i zapewnić mu ostatecznie wysoką jakość i niezawodność. Potraktowanie tego etapu wyłącznie „inżyniersko" kończy się często poprawnymi aplikacjami poszczególnych modułów, ale System jako całość jest niespójny i zawodny.

- 3–4: etap w bardzo dużym stopniu istotny dla programistów. To głównie ich zadaniem jest wszechstronne przetestowanie modeli, ponieważ obecnie budowane systemy dla eksperymentów FWE są całkowicie kontrolowane i diagnozowane za pomocą specjalistycznego oprogramowania. Można nawet sformułować uwagę, że oprogramowanie stanowi nierozłączną część systemu. W tym okresie powinny także powstać zaczątki narzędzi programistycznych, które będą służyły uruchamianiu i diagnozie docelowej wersji systemu,
- 5–6; poszczególne bloki elektroniczne po dostarczeniu z produkcji są w laboratorium elektronicznym składane w docelowe moduły, a następnie uruchamiane i testowane. Należy podkreślić, że nawet całkowicie pozytywne rezultaty tego etapu nie oznaczają, że złożony z modułów system będzie poprawnie i niezawodnie działał w eksperymencie,
- 6–7; etap bardzo trudny technicznie, realizowany głównie przez grupę przeszkolonych techników, polegający na umieszczeniu poszczególnych modułów systemu na obiekcie, (tzn. na Spektrometrze, przy Spektrometrze i w innych przeznaczonych do tego celu miejscach), okablowanie modułów (przewody elekryczne i światłowody w sumie o długości nierzadko dochodzącej do kilku tysięcy kilometrów) i zasileniu ich niskim napięciem (typowo od 3 do 24 V i mocy rzędu kilkudziesięciu kilowatów),
- 7–8; etap ostatecznego uruchomienia i przetestowania systemu. Na tym etapie należy się liczyć z dodatkowymi, praktycznie nieprzewidywalnymi i uciążliwymi czynnikami, takimi jak: zakłócenia wytwarzane przez inną aparaturę, wadami okablowania, nieprawidłowym zasilaniem i wieloma innymi. Z ich powodu występują nieprawidłowości w pracy systemu, często o subtelnym charakterze. W tej sytuacji zaimplementowane narzędzia diagnostyczne, zarówno na poziomie sprzętu jak i oprogramowania, pozwalają wykryć nieprawidłowości w miejscu ich wystąpień. W końcowym okresie etapu system jest integrowany z eksperymentem i przekazywany fizykom.

3.3. DIAGNOSTYKA SYSTEMÓW ELEKTRONICZNYCH DLA FWE

Jak wspomniano na wstępie rozdziału 3 systemy elektroniczne są projektowane, optymalizowane i budowane na rzecz konkretnych eksperymentów FWE, a w konsekwencji posiadają unikalną konstrukcję i prototypowy charakter. W rzeczywistości bowiem powstaje jednostkowe rozwiązanie, projektowane na wiele lat przed końcowym uruchomieniem.

Ostatecznej oceny jakości i przydatności takiego systemu elektronicznego można dokonać dopiero po uruchomieniu w eksperymencie, ale wtedy wprowadzanie znaczących zmian i ulepszeń jest procesem bardzo trudnym, kosztownym lub wręcz niemożliwym. Dlatego tak ważką kwestią jest uzyskanie już na samym wstępie poprawnego

i optymalnego projektu struktury funkcjonalnej całego systemu elektronicznego, który powinien zapewnić mu ostatecznie wysoką jakość i niezawodność. Przez warstwę funkcjonalną rozumie się tu ogólnie zadania, które ma spełniać system. Dokładniej mówiąc, warstwa funkcjonalna składa się z niepodzielnych w sensie logicznym **procesów** realizujących zadaną funkcję. Prostym przykładem procesu jest dyskryminacja sygnału analogowego z fotopowielacza. Procesy są zazwyczaj dobrze zdefiniowane i prowadzą wprost do uzyskania jednoznacznego rozwiązania już na etapie projektu. Natomiast jeżeli chodzi o warstwę diagnostyczną, sprawa jest bardziej złożona. Wymagania stawiane tej warstwie nie są jednoznacznie określone, co powoduje, że implementowane na poziomie projektu elementy diagnostyczne stanowią dopiero zaczątek tej warstwy. Problemy występujące w okresie eksploatacji Systemu w wyniku ich analizy wskazują na braki w warstwie diagnostycznej i stają się w ten sposób przyczyną rozwoju tej warstwy pod warunkiem, że taki rozwój jest możliwy.

Ważnym wnioskiem, jaki się nasuwa w tej sytuacji jest stwierdzenie, że uczestniczące w eksperymentach FWE systemy należy wyposażać w bardzo bogatą warstwę diagnostyczną już na etapie pierwszego prototypu, aby w ten sposób zagwarantować niezawodność i jakość działania warstwy funkcjonalnej systemu w czasie normalnej pracy.

Z rozważań dotyczących tzw. „wielkich systemów" wynika, że nawet jeśli istnieje możliwość rozbudowy warstwy diagnostycznej, to rozwój specjalistycznych narzędzi diagnostycznych jest w praktyce procesem nieskończonym ponieważ:

1. nie można przewidzieć wszystkich potencjalnych problemów jakie mogą wystąpić podczas pracy systemu,
2. nie można dokładnie przetestować systemu.

Z powyższych stwierdzeń wynika, że:

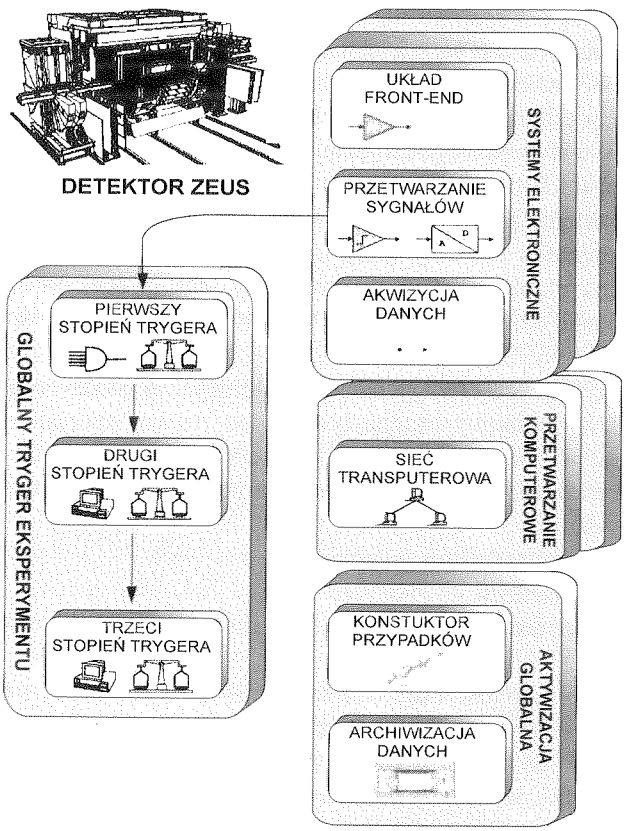
1. należy być przygotowanym na wystąpienie nieznanych problemów podczas pracy systemu i dlatego,
2. elementy kontrolno-diagnostyczne muszą stanowić nierozłączną część systemu i ich zadaniem jest jak najszybsze stwierdzenie i umożliwienie rozwiązania problemu.

Oznacza to, że skoro nie można zmienić obiektywnych uwarunkowań związanych zarówno z charakterem „wielkich systemów" jak i ich podatnością na awarie, należy stosować systemowe podejście nie tylko do projektowania warstwy funkcjonalnej, ale również diagnostycznej, czyli gwarantować bieżącą ocenę jakości systemu oraz szeroko pojętą zdolność detekcji miejsca i przyczyny nieprawidłowości.

Systemy Elektroniczne realizowane dla kolejnych generacji eksperymentów FWE charakteryzują się coraz większym stopniem skomplikowania, wzrastającą szybkością pracy, zwiększającym się stopniem integracji układów scalonych itd. Obserwuje się na przestrzeni lat ewolucję podejścia do zagadnienia niezawodności elektroniki od metod opartych głównie na autonomicznych testach (w laboratorium, na obiekcie) do metod związanych z monitoringiem i diagnostyką strumienia danych fizycznych. Ta tendencja jest silnie skorelowana z ewolucją systemów od form praktycznie „czysto" elektronicznych do systemów nazywanych w literaturze „soft-hard", czyli takich, w których oprogramowanie jest ich integralną częścią.

3.4. PRZYKŁAD ZASTOSOWANIA SYSTEMÓW ELEKTRONICZNYCH W EKSPERYMENCIE ZEUS

W niniejszym rozdziale zamieszczono przykład rozwiązań Systemów Elektronicznych w eksperymencie ZEUS [1] zaliczanym do grupy dużych współczesnych eksperymentów FWE. Strukturę Systemu Naboru Danych Eksperymentu ZEUS przedstawiono na rys. 3.



Rys. 3. Ogólna struktura Systemu Naboru Danych w eksperymencie ZEUS

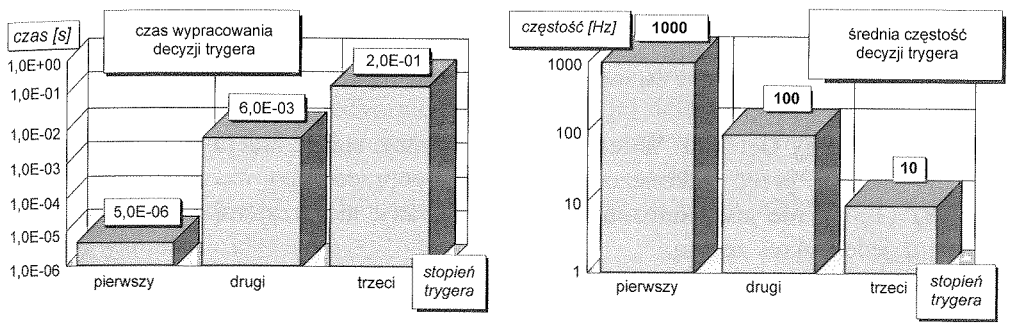
Tworzą ją cztery wzajemnie powiązane grupy funkcjonalne:

- Systemy Elektroniczne, rejestrujące i przetwarzające obrazy zderzeń oraz wysyłające dane do Globalnego Systemu Akwizycji Danych synchronicznie z Pierwszym Stopniem Trygera Eksperymentu,
- Globalny System Trygerowania Eksperymentu złożony z trzech kolejnych poziomów wyboru przypadków,
- Globalny System Akwizycji Danych Eksperymentu budujący ostateczną strukturę rejestrowanego przypadku na podstawie danych, dostarczanych ze wszystkich detektorów i archiwizujący te przypadki,

- Globalny System Nadzoru Eksperymentu monitorujący na bieżąco zarówno parametry pracy aparatury jak i jakość nabieranych danych.

Podczas każdego potencjalnego przecięcia się pakietów może nastąpić zderzenie e-p. Nawet jeśli takie oddziaływanie nastąpi, może ono być nieciekawe z fizycznego punktu widzenia. Zadaniem Globalnego Systemu Trygerowania Eksperymentu ZEUS jest wytworzenie decyzji odnoszącej się do każdego przecięcia i stwierdzenie, czy jest ono interesujące z fizycznego punktu widzenia, a więc powinno być zapamiętane przez Globalny System Akwizycji Danych.

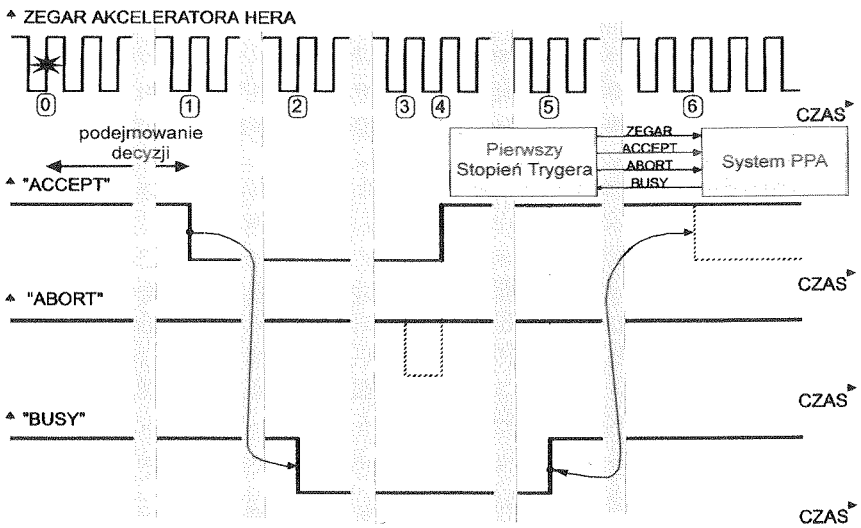
Globalny System Trygerowania Eksperymentu ZEUS realizuje pełną selekcję danych na trzech kolejnych poziomach (por. rys. 3). Podstawowe parametry czasowo-częstotliwościowe TRYGERA EKSPERYMENTU są pokazane na rys. 4. Pierwszy Stopień Trygera (ang. First Level Trigger – FLT) został zrealizowany sprzętowo, natomiast Drugi Stopień Trygera i Trzeci Stopień Trygera (ang. Second Level Trigger – SLT. Tried Level Trigger – TLT) są oparte na komputerowej analizie danych.



Rys. 4. Podstawowe parametry Globalnego Systemu Trygerowania Eksperymentu ZEUS

Bezpośrednia współpraca Globalnego Systemu Trygerowania Eksperymentu ZEUS z Systemami Detektorowymi odbywa się zarówno na poziomie Pierwszego jak i Drugiego Stopnia Trygera (por. rys. 3). Jednak z punktu widzenie systemów elektronicznych istotne jest przede wszystkim poznanie mechanizmu współpracy na poziomie Pierwszego Stopnia Trygera. Taka współpraca odbywa się za pomocą jednolitego dla całego Eksperymentu ZEUS protokołu.

Przykład wyboru przypadku został przedstawiony na rys. 5. Przyjmując, że interesujące zderzenie wystąpiło w chwili T_0, wytworzenie sygnału wyboru przypadku (sygnał ACCEPT) przez Pierwszy Stopień Trygera nastąpi w chwili T_1. Przedział czasu T_1-T_0 ma zawsze stałą wartość wynoszącą około 5 μs (por. rys. 4) i jest przeznaczony na wytworzenie decyzji naboru przypadku. Dlatego, aby nie utracić interesujących danych, opóźnia się je przez ten czas w pamięciach PIPE Systemów Detektorowych (por. rys. 3). Reakcją Systemów Detektorowych na sygnał wyboru przypadku, jest wyłuskanie interesujących danych opóźnionych wstępnie w pamięciach PIPE i zapamiętanie ich w pamięciach podręcznych. Na ten okres czasu (T_2-T_5) jest wystawiany przez każdy z Systemów Detektorowych indywidualny sygnał zajętości (sygnał BUSY). Przyjęto, że całkowita obsługa przypadku przez eksperyment nastąpi po zwolnieniu sygnału BUSY



Rys. 5. Relacje czasowe dla najważniejszych sygnałów protokołu wyboru przypadku

przez najwolniejszy Detektor. W ten sposób gwarantuje się, że kolejny wybór przypadku (T_6) nie nastąpi przed zakończeniem obsługi poprzedniego czas trwania sygnału ACCEPT (T_1-T_4) nie jest jednoznacznie zdefiniowany, ale przyjęto, że nie może trwać krócej niż jeden okres zegara.

Protokół przewiduje także specjalne żądanie anulowania wcześniej wybranego przypadku (ang. fast clear). W takim wypadku Pierwszy Stopień Trygera Eksperymentu wytwarza sygnał ABORT na okres co najmniej jednego okresu zegara akceleratora HERA (T_3-T_4).

Globalny System Akwizycji Danych Eksperymentu ZEUS został oparty głównie na bazie sieci transputerowych i szybkich komputerów Silicon Graphics (obecnie farmy komputerów typu PC z systemem operacyjnym LINUX) oraz oprogramowaniu wykorzystującym procesy czasu rzeczywistego. Wykorzystanie podobnych rozwiązań sprzętowych, bazujących na sieciach transputerowych, pozwala w Systemach realizować bardzo sprawne i oparte na specjalistycznym oprogramowaniu interfejsy sprzęgające te Systemy z Globalnym Systemem Akwizycji Danych.

W ramach realizowanego na rzecz Eksperymentu ZEUS Globalnego Systemu Nadzoru, można wyróżnić następujące jego elementy:

- „Run Control" odpowiedzialny za zarządzanie eksperymentem i proces naboru danych według wybranych fizycznych warunków wyboru przypadków,
- „Slow Control" pełniący rolę systemu kontroli parametrów pracy aparatury i warunków pracy Eksperymentu ZEUS. Zadaniem systemu jest informowanie obsługi Eksperymentu o bieżącym stanie parametrów i komunikowanie stwierdzonych przekroczeń dopuszczalnych marginesów bezpieczeństwa, „Data Quality Monitoring" stanowiący narzędzie kontroli jakości pracy wszystkich Detektorów Eksperymentu ZEUS. Oprogramowanie to pozwala na bieżąco obserwować histogramy, rozkłady czasowe i korelacje najważniejszych parametrów decydujących o jakości nabieranych danych.

4. ZAKOŃCZENIE

Ewolucja systemów elektronicznych stosowanych w eksperymentach FWE jest przede wszystkim stymulowana celami naukowymi jakie stawia sobie świat nauki opracowując kolejne generacje dużych eksperymentów, takich jak np.: H1, ZEUS, CMS, ATLAS i inne. Obserwuje się stały w czasie wzrost wymagań jakościowych (dokładność, stabilność, niezawodność, trwałość, oporność radiacyjna), szybkości (pomiaru, przetwarzania, rejestracji), wielkości (coraz większa ilość kanałów, większe rozmiary detektorów itp.). Nie można także zapominać, że tego typu systemy elektroniczne są projektowane, optymalizowane i budowane na rzecz konkretnych eksperymentów FWE, a w związku z tym posiadają unikalną, prototypową konstrukcję.

Sprostanie tym wszystkim obiektywnym trudnościom i stale rosnącym wymaganiom nakłada na projektantów konieczność stosowania nie tylko najnowszych osiągalnych rozwiązań technicznych i technologicznych, ale także poszukiwania nowych rozwiązań w sferze naukowo-badawczej (metody projektowania, algorytmy przetwarzania, niezawodność, odporność na promieniowanie itp.). W ten naturalny sposób działalność w sferze elektroniki przy eksperymentach FWE staje się motorem rozwoju tej dziedziny nauki i techniki praktycznie w wszystkich jej działach.

Drugą niezwykle istotną kwestią jest możliwość, czy wręcz konieczność, praktycznego użytkowania stworzonych opracowań przez wiele lat w eksperymentach FWE. W ten sposób zdobywa się unikalne doświadczenia o pracy elektroniki w bardzo trudnych warunkach eksploatacyjnych.

5. BIBLIOGRAFIA

1. ZEUS Collaboration: *The ZEUS Detector Status Report*, 1993, p. 11–1
2. K. Poźniak et al.: *GFLT signal testing and distribution within the BAC system*, ZEUS-Note 96–116
3. K. Poźniak: *HIT-READOUT – pomiarowy system odczytu pozycyjnego dla detektora BAC w Eksperymencie ZEUS*. Krajowy Kongres Metrologii, Gdańsk, 1998
4. M. Gorski, I. M. Kudła, K. T. Poźniak: *Resistive Plate Chamber (RPC) based muon trigger system for the CMS experiment – data compression/decompression system*. Nucl. Instr. and Meth. in Phys. Res A 419, 1998, pp. 701–706.
5. Z. Jaworski, I. M. Kudła, W. Kuzmicz, M. Niewczas; *Resistive Plate Chamber (RPC) based muon trigger system for the CMS experiment – pattern comparator ASIC*. Nucl. Instr. and Meth. in Phys. Res A 419, 1998, pp. 707–710.
6. E. Chesi, A. Clark, V. Cindro, W. Dabrowski, D. Ferrere, G. Kramberger, J. Kaplon, C. Lacasta, J. Lozano, M. Mikuz, C. Morone, S. Roe, A. Rugde, R. Szczygiel, A. Tadel, P. Weilhammer, A. Zsenei: *Performance of a 128 channel analogue front-end chip for readout of Si strip detector modules for LHC experiment*. IEEE Trans. on Nuclear Science, vol.47, no.4, pt.1, Aug. 2000, pp.1434–1441.
7. A. Rivetti, G. Anelli, F. Anghinolfi, G. Maza, P. Jarron: *A Mixed-Signal ASIC for the Silicon Drift Detectors of the ALICE Experiment*. Proc. of the 6th Workshop on Electronics for LHC Experiments, Cracow, Poland, 11-15 September 2000, CERN/LHCC/2000-41, pp. 142–146.
8. CAMAC A Modular Instrumentation System for Data Handling, Revised Description and Specification, EUR 4110 e, Revised version 1972, ESONE Committee.
9. FUSTBUS A Modular High Speed Data Acquisition System for High Energy Physiscs and Other Applications, ESONE/FB/01, ESONE Committee, May 1983.

W. DĄBROWSKI, K. POŹNIAK, R. ROMANIUK

ELECTRONICS FOR HIGH ENERGY PHYSICS

Summary

Objective conditions for electronics design and requirements imposed on the electronics systems in the light of specific structure and character of HEP experiments have been discussed. General structure of electronics has been characterized. The following areas of electronics have been distinguished: detector systems, trigger, data acquisition, supervision systems. Design methods for such big electronic systems have been presented, illustrated with some engineering hints. Diagnostics and monitoring sub-systems have been overviewed too.

Keywords: electronics systems for HEP, front-end electronics, trigger electronics, data acquisition

KWARTALNIK ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI, 2002, 48, z. 2, ss. 233–245

Modelowanie i analiza danych w eksperymentach fizyki wysokich energii

PIOTR MALECKI

Instytut Fizyki Jądrowej im. Henryka Niewodniczańskiego,
ul. Kawiory 26A, 30-055 Kraków

Otrzymano 2001.10.26
Autoryzowano 2002.01.15

Eksperymenty fizyki wysokich energii wymagają szerokiego stosowania technik komputerowych przy projektowaniu programu badań i aparatury detekcyjnej, przy gromadzeniu i selekcji danych w trakcie naświetlań oraz przy analizie, interpretacji i prezentacji wyników. Złożoność obliczeń i obszerność zbiorów danych wymagają użycia wielkich mocy obliczeniowych i wielkich zasobów pamięci. Są to w dużym stopniu moce rozproszone po całym świecie podobnie jak i rozproszone są dziesiątki instytucji biorących zwykle udział w typowym, współczesnym eksperymencie fizyki cząstek. Artykuł przedstawia w zarysie metody komputerowe stosowane we wszystkich etapach eksperymentu. Zawiera również pewien rys historyczny i sygnalizuje tendencje rozwoju.

Słowa kluczowe: fizyka cząstek, fizyka wysokich energii, rekonstrukcja geometryczna, statystyczna analiza danych, metody Monte Carlo, generatory liczb przypadkowych, systemy czasu rzeczywistego

1. WSTĘP

Na początku lat sześćdziesiątych (poprzedniego stulecia) fizycy zaczęli budować detektory, których użycie bez pomocy komputerów stawało się stopniowo niemożliwe. Najpierw był to czas — co najmniej jedna dekada — dominacji wielkich komór pęcherzykowych, a następnie trwający do dziś stopniowy rozwój różnorodnych detektorów z elektronicznym odczytem danych pomiarowych [1,2]. Bez komputerowej rekonstrukcji przestrzennej torów cząstek, na podstawie pomiarów ich śladów na zdjęciach z kamer fotografujących każdy przypadek w komorze, te wspaniałe detektory byłyby wówczas nieużyteczne. Podobnie nieużyteczne byłyby budowane obecnie systemy detektorów dla przyszłych, wielkich eksperymentów, które szacują swoje zapo-

trzebowanie na moc obliczeniową odpowiadające setkom tysięcy procesorów typu Pentium III i mierzą pojemności zbiorów danych w dziesiątkach petabajtów (przedrostek peta oznacza 10^{15}) [3].

Topologiczna i kinematyczna rekonstrukcja przypadków badanych oddziaływań otwierała w latach sześćdziesiątych wielki rozwój metod komputerowych, którym wkrótce dorównały statystyczne metody obróbki danych, a następnie rozpoczął się wielki rozwój zastosowań metod Monte Carlo dla modelowania i symulacji tak procesów fizycznych jak i detektorów. Można bez dużych uproszczeń powiedzieć, że te grupy tematyczne: rekonstrukcja przypadków, analiza i wizualizacja danych oraz modelowanie przy pomocy metod Monte Carlo nadal dobrze systematyzują techniki komputerowe stosowane obecnie w doświadczalnej fizyce cząstek.

Na wielki rozwój metod Monte Carlo trzeba było poczekać jeszcze prawie całe dziesięciolecie ale program FOWL do generacji przypadków wielu rozmaitych reakcji, odpowiadającej tzw. modelowi statystycznemu, zaczynał już być w powszechnym użyciu. Natomiast ci, którzy zajmowali się komputerowymi metodami analizy danych otrzymali niezwykle cenne narzędzie: program do minimalizacji funkcji o n parametrach Minuit[4]. Ten produkt z CERN-owskiej biblioteki programów był i może jest nadal w powszechnym użyciu, znacznie wykraczającym poza kręgi fizyków.

Fizycy z konieczności używali i rozwijali zaawansowane metody komputerowe oraz korzystali z najwydajniejszych dostępnych komputerów. Wokół, i często z ich inicjatywy, tworzyły się uniwersyteckie czy środowiskowe centra obliczeniowe, które dla fizyki były koniecznością a dla wielu innych nauk stymulacją do zainteresowania się metodami komputerowymi. Tak było i w Polsce, przynajmniej w przypadku ośrodka warszawskiego i krakowskiego.

Charakterystyka technik komputerowych i charakterystyka wykorzystania ich zasobów w eksperymentalnej fizyce cząstek nie byłaby pełna bez wprowadzenia istotnego rozróżnienia między zastosowaniami realizowanymi bez czasowego związku z eksperymentem (*off-line*) a tymi, które są wykonywane synchronicznie ze zbieraniem danych (*on-line*) przez procesory wbudowane w aparaturę detekcyjną, pracujące w tzw. systemach uwarunkowanych czasowo nazywanych też systemami czasu rzeczywistego. Obserwujemy wyraźne przesuwanie się granicy pomiędzy zastosowaniami *off-line* i *on-line*. Dzieje się tak dzięki wielkiemu rozwojowi procesorów cyfrowych ale też dlatego, że jest to konieczne wobec wzrastającej złożoności algorytmów selekcji przypadków, która musi być wykonywana w trakcie zbierania danych [1]. Zastosowania te znajdują się obecnie w stadium burzliwego rozwoju, tworząc nowe, właściwe dla siebie metody, z charakterystycznym otwarciem na adoptowanie rozwiązań stosowanych nie tylko w nauce ale też w technice, a w szczególności w telekomunikacji [5].

Natura większości obliczeń prowadzonych dla eksperymentalnej fizyki cząstek pozwala na prowadzenie ich z użyciem rozproszonych zasobów sprzętowych. Rozproszenie to jest również naturalne i typowe dla obecnych eksperymentów prowadzonych przez wielkie międzynarodowe współprace rozproszone po całym świecie. Nie jest przypadkiem, że pomysł WWW narodził się w CERNie, gdzie w końcu lat 80-tych zaistniały olbrzymie potrzeby i wyzwania dla komputerowej komunikacji i gdzie

równocześnie istniało fachowe środowisko entuzjastów łączności komputerowej. Potrafili oni wykorzystać stałą poprawę jakości sieci i właśnie rozwijający się Internet by na tej bazie stworzyć rewolucyjny system wymiany informacji, niezależny ani od konkretnej platformy sprzętowej ani od systemu operacyjnego. Obecnie liczne grupy fizyków z wielu krajów włączyły się, wnosząc swoiste doświadczenia, w rozwijanie koncepcji GRID, która również opiera się na rozproszonych mocach obliczeniowych, takich zasobach pamięciowych i szybkiej sieci łącz komputerowych.

Od kilku lat trwa w fizyce cząstek wielki proces przetwarzania oprogramowania „narzędziowego" wynikający z powszechnego przejścia na technikę programowania zorientowanego obiektowo, co w praktyce oznacza przejście na C^{++}. O samej zmianie języka nie warto by wspominać gdyby nie była to rzeczywiście zmiana techniki rzutująca przede wszystkim na wielkie rozszerzenie funkcji, a więc i wygody używania nowych narzędzi. Nie chodzi tu o metody numeryczne leżące u podstaw większości algorytmów ale, na przykład, o naturalną dla tej techniki łatwość kombinowania, dawniej oddzielnych, narzędzi w agregaty wykorzystujące wspólne biblioteki klas. Można chyba twierdzić, że (oczywiście poza wspaniałym rozwojem sprzętu) to dzięki temu nastąpiło niezwykłe wzbogacenie programów dla rekonstrukcji, analizy i modelowania o luksusowe możliwości wizualizacji wyników niemal dowolnego etapu pracy. Spośród wielu znanych zalet technik obiektowych naturalna łatwość tworzenia dosyć sprawnego oprogramowania w dużych rozproszonych zespołach, a także, do pewnego stopnia naturalna, dyscyplina dokumentacyjna to zalety szczególnie ważne dla wielkich, międzynarodowych organizacji w jakich buduje się i wykonuje eksperymenty fizyki cząstek.

REKONSTRUKCJA PRZYPADKÓW

Można przyjąć, z pewnym uproszczeniem, że większość nieprzetworzonych danych zapisywanych w trakcie trwania eksperymentu dotyczy albo informacji o współrzędnych torów cząstek przechodzących przez bardzo różnorodne detektory pozycyjne i śladowe albo informacji o depozytach energii z detektorów, które fizycy nazywają kalorymetrami. Przedmiotem geometrycznej rekonstrukcji przypadków jest odtworzenie przestrzennych trajektorii cząstek, zrekonstruowanie pierwotnego wierzchołka oddziaływania, wierzchołków rozpadów i oddziaływań wtórnych. Rekonstrukcja danych z kalorymetrów polega na odtworzeniu energii cząstki na podstawie sumy depozytów energii, które pozostawiła kaskada oddziaływań zainicjowanych w kalorymetrze przez tę cząstkę pierwotną.

Programy rekonstrukcji geometrycznej stosowane w poszczególnych eksperymentach fizyki wysokich energii nie należą do uniwersalnych narzędzi programowych umieszczanych w powszechnie dostępnych bibliotekach. Zależą one tak bardzo od budowy konkretnego systemu detekcyjnego, że są mu dedykowane, wraz z nim tworzone i rozwijane. Istnieje natomiast pewien zasób uznanych i powszechnie stosowanych technik znajdywania segmentów śladów, które zwykle wynajduje się w ograniczo-

nych regionach, a następnie rozszerza na cały detektor. Stosuje się tu np. histogramowanie, techniki oparte o transformacje Hough'a [6] czy na formalizmie filtrów Kalmana [7].

Szczegółowa charakterystyka tych technik, a także ich zastosowań w bardzo różnorodnych warunkach eksperymentów przekracza ramy niniejszego artykułu.

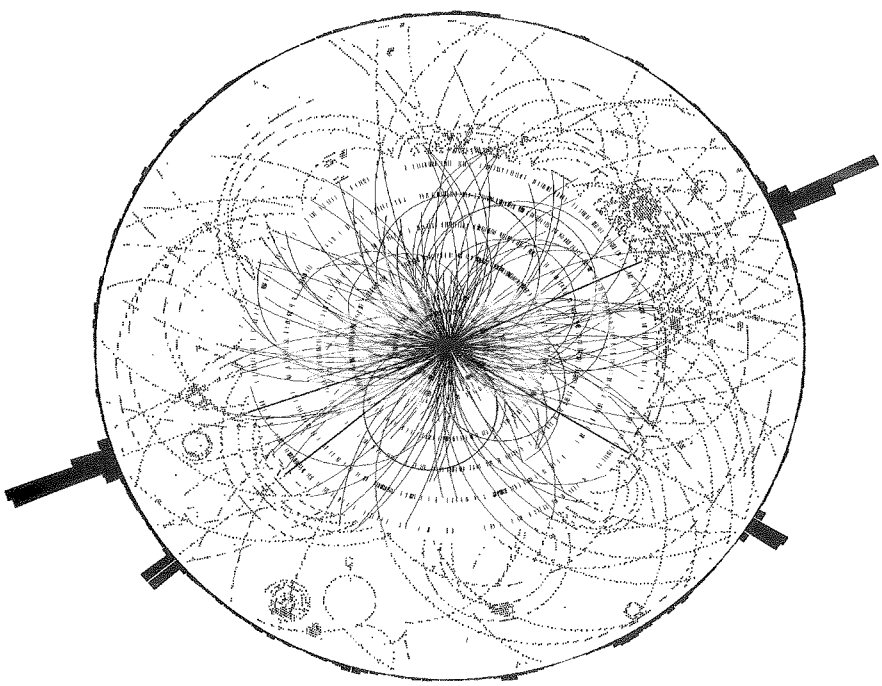
Histogramowanie często stosuje się dla rekonstrukcji prostych segmentów śladów przez zliczanie punktów leżących na wstępnie przewidywanych drogach i wybór tych, którym odpowiadają maksima zliczeń.

Opatentowana w 1962 roku przez P.V.C. Hough'a transformacja znajduje szerokie zastosowania w komputerowych analizach obrazów. W fizyce cząstek stosuje się ją w formie klasycznej, do rozpoznawania regularnych linii (prostych, okręgów, elips) o znanych zapisach parametrycznych. W ogólnym zarysie metoda Hough'a polega na przetransformowaniu współrzędnych wszystkich punktów obrazu do dyskretnej przestrzeni parametrów. Współrzędne punktów leżących na wspólnej krzywej grupują się w przestrzeni parametrów w przedziale odpowiadającym parametrom tej krzywej, a zatem maksima w przestrzeni parametrów odpowiada rozpoznanym trajektoriom. Technika transformacji Hough'a daje dobre wyniki nawet w przypadkach silnego tła. Histogramowanie i metody oparte na transformacji Hough'a nie wymagają zwykle bardzo intensywnych obliczeń, bywają często stosowane do uproszczonych rekonstrukcji śladów w systemach preselekcji przypadków w czasie zbierania danych.

Bardziej precyzyjne metody rekonstrukcji trajektorii oparte są obecnie często na formalizmie zaproponowanym przez R. Kalman'a i R.S. Bucy'ego [7], a następnie przysposobionym dla potrzeb rekonstrukcji trajektorii przez szereg eksperymentów fizyki cząstek [8]. Jest to elegancka i wygodna metoda sukcesywnego włączania kolejnych pomiarów i rozszerzania zasięgu trajektorii z poprawianiem jej parametrów przez przewidywanie położenia kolejnego pomiaru. Precyzja tego przewidywania uwzględnia błędy, które wynikają z aktualnego dopasowania, a które także mogą być zmodyfikowane lokalnymi warunkami np. przez uwzględnienie odpowiedniego wielokrotnego rozpraszania kulombowskiego, efektów promieniowania hamowania itp. Jeśli w przewidywanym położeniu znajduje się akceptowalny pomiar to włącza się go do trajektorii i odpowiednio ją modyfikuje. Cały proces rozpoczyna się od stanu początkowego otrzymanego zwykle prostszą metodą, w jednym z segmentów detektora. Ten proces ekstrapolacji parametrów trajektorii nazywany procesem filtrowania uzupełnia się zwykle procesem „wygładzania'', opartym również na formaliźmie Kalmana, w którym dochodzi do optymalizacji parametrów trajektorii, w którym może dojść do odrzucenia wstępnie przyjętego pomiaru lub zaakceptowanie nowego.

Metody rekonstrukcji dostosowuje się do regionów detektorów. Zależą one od tego czy detektor znajduje się w polu magnetycznym, gdzie trajektorie są zbliżone do linii śrubowych czy poza nim, zależą od sposobu i zakresu uwzględniania efektów wpływających na dokładność rekonstrukcji takich jak np. wielokrotne rozproszenie kulombowskie, straty jonizacyjne czy promieniowanie hamowania. Zależą oczywiście również od krotności przypadków i poziomu tła. Skuteczność metod rekonstrukcji jest bardzo wysoka. Nawet w eksperymentach zderzeń ciężkich jonów, gdzie krotności cząstek

wyraża się w tysiącach, wydajności rekonstrukcji torów przekraczają wyraźnie 90 %. Ilustracją zadań stojących przed programami rekonstrukcji geometrycznej może być Rys. 1. przedstawiający rzut, na płaszczyznę prostopadłą do osi zderzających się wiązek, współrzędnych punktów mierzonych w sześciu warstwach detektorów krzemowych i w słomkowych detektorach gazowych tworzących system detektora wewnętrznego eksperymentu ATLAS. Histogramy na obwodzie koła przedstawiają depozyty energii w kalorymetrze elektromagnetycznym otaczającym detektor wewnętrzny.



Rys. 1. Symulacja przypadku reakcji pp z produkcją bozonu Higgs'a przy 17 TeV w przyszłym akceleratorze LHC

Techniki podobne do rekonstrukcji torów stosuje się ponadto przy rekonstrukcji obrazów w detektorach promieniowania Czerenkowa. Detektory te są zbudowane tak, by promieniowanie, które rozchodzi się po pobocznicy stożka, o kącie wierzchołkowym proporcjonalnym do prędkości cząstki, tworzyło obrazy na powierzchni przecinającej stożek. Rekonstrukcja takich obrazów pozwala zatem na pomiar prędkości cząstki. Jeśli znamy pęd cząstki, z niezależnego pomiaru trajektorii, to możemy zidentyfikować jej masę z dokładnością, która nierzadko pozwala dobrze rozróżnić cząstki o zbliżonych masach (np. pion i kaon).

Z rekonstrukcją wzorców mamy również do czynienia przy analizowaniu kształtów utworzonych przez cele kalorymetrów, w których depozyt energii przekroczył ustalony poziom progowy. Wyizolowanie cel pochodzących od pojedynczego źródła, określenie obszarów przenikania itp. jest zasadnicze dla korzystania z danych kalorymetrycznych.

2. ANALIZA DANYCH

Rekonstrukcja przypadków zakończona przypisaniem pędów i mas cząstkom prowadzi do tworzenia zbiorów zawierających zapisy, nierzadko milionów przypadków, często określanych tradycyjnie jako DST (Data Summary Tapes). Te zbiory danych są następnie wielokrotnie przetwarzane w procesie badań, które są tak rozległe tematycznie i tak trudne jak sama fizyka cząstek. Wobec nadchodzącej ery wielkich eksperymentów przygotowywanych dla LHC i spodziewanych zbiorów danych znacznie przekraczających objętości zbiorów obecnych eksperymentów rozważa się koncepcje odejścia od prostych, sekwencyjnych struktur DST na rzecz zapisów właściwych bazom danych (relacyjnych lub zorientowanych obiektowo) z wykorzystaniem odpowiadającym im mechanizmom dostępu [9]. Koncepcje te będą weryfikowane w ciągu najbliższych lat zarówno na podstawie obserwacji biegnących eksperymentów, takich jak np. BaBar, w którym zdecydowano się na użycie obiektowych baz danych, jak i na podstawie modelowań, symulacji i testów planowanych w projektach GRID-owych (DATAGRID, CrossGrid).

W fazie badań odpowiadającej analizie danych metodami dominującymi są metody statystyczne [10,11]. Komputery używane są przede wszystkim interakcyjnie, z intensywnym wykorzystaniem narzędzi do wizualizacji wyników.

Charakterystycznymi elementami analizy danych w doświadczalnej fizyce cząstek są:

- tworzenie jedno i wielowymiarowych rozkładów gęstości prawdopodobieństwa,
- parametryzacja lub wygładzanie rozkładów prawdopodobieństwa,
- dopasowanie teoretycznych funkcji rozkładu,
- minimalizacja funkcji o n parametrach,
- poprawianie rozkładów ze względu na ograniczone wydajności pomiarów i ograniczone zdolności rozdzielcze mierzonych wielkości,
- analiza momentów rozkładów,
- estymacja błędów parametrów,
- testowanie hipotez.

Niemal cała analiza danych koncentruje się na tworzeniu i badaniach rozkładów gęstości prawdopodobieństwa oraz na doborze i optymalizacji cięć w wielowymiarowej przestrzeni parametrów, zmierzających do maksymalizacji, a w końcu odseparowania poszukiwanego sygnału od zakłócającego tła. Eksperymenty fizyki wysokich energii nastawione są często na poszukiwanie nowych cząstek, nowych zjawisk. Zdarza się nierzadko, że trzeba zadowolić się podaniem granicznych wartości obszaru, w którym nie znaleziono sygnału oraz podaniem odpowiedniego poziomu ufności charakteryzującego statystyczną znaczącość pomiaru.

Fizycy cząstek używają, a nawet współtworzą wyrafinowane metody statystyczne (chociaż potrafią też być nieustępliwie konserwatywni w tworzeniu rozkładów gęstości prawdopodobieństw przez histogramowanie) bądź stymulują rozstrzygnięcia dawnych kontrowersji. Takie stwierdzenie może być uzasadnione na przykład wskazaniem na dużą, międzynarodową konferencję [12] zorganizowaną ostatnio przez fizyków, a poświęconą w całości problemom statystyki: poziomom ufności i ich interpretacjom frekwencyjnym i bayesowskim.

Metody korygowania surowych rozkładów gęstości są szczególnie ważne w analizie danych i również stale rozwijanymi. Można je podzielić na dwie kategorie. Stosunkowo proste metody poprawiania rozkładów na ograniczoną wydajność pomiarów (*acceptance*) oraz złożone metody odwikływania (*unfolding*) prawdziwych rozkładów gęstości w przypadkach błędów powodowanych ograniczoną zdolnością rozdzielczą mierzonych wielkości fizycznych. Posługując się prostym przykładem pomiaru krotności cząstek naładowanych mówimy o stosunkowo prostych poprawkach wydajności, gdy chcemy kompensować „gubienie" przypadków o pewnej krotności. Z kategorią tych trudniejszych poprawek mamy do czynienia, gdy w pomiarze przypadki np. sześcio-śladowe pokazują się czasem jako np. cztero- lub pięciośladowe. Metody odwikływania prawdziwych rozkładów gęstości są obecnie w okresie znacznego rozwoju, z istotnym udziałem ze strony doświadczalnej fizyki cząstek [15,16]. Mają one jednak nadal istotne ograniczenia. W wielu przypadkach gdy pomiary obarczone są błędami pochodzącymi z licznych źródeł, przy złożonych efektach aparaturowych wnioskowanie o pierwotnym rozkładzie gęstości prawdopodobieństwa wyprowadza się z porównań rozkładów doświadczalnych z komputerowymi symulacjami procesów i aparatury detekcyjnej. Jest to możliwe dzięki niezwykłemu rozwojowi metod Monte Carlo, o czym będzie mowa w następnym rozdziale.

Metody dopasowania funkcji teoretycznych do rozkładów pochodzących z pomiarów wiążą się ściśle z minimalizacją funkcji o wielu swobodnych parametrach. Są też chyba nadal jednymi z najpowszechniej używanych metod numerycznych. Pakiety wielu metod minimalizacji oraz badania kształtu funkcji wokół minimum prowadzących do określenia błędów parametrów wkomponowane są w programy dla czytania i selekcji zbiorów danych, analizy i wizualizacji.

Znaczna część zadań w analizie danych z eksperymentów fizyki cząstek polega na wyborze optymalnych cięć obszarów w wielowymiarowej przestrzeni parametrów oraz na wyborze optymalnej sekwencji tych cięć w celu wyselekcjonowania podzbioru przypadków o maksymalnym stosunku poszukiwanego sygnału do tła. Są to zadania, które szczególnie nadają się do rozwiązywania z zastosowaniem technik sieci neutronowych, które wprawdzie nie zdominowały metod analizy ale są dosyć szeroko stosowane również w fizyce cząstek.

W ogólnym zarysie stosowanie techniki sieci neuronowych polega na skonstruowaniu struktury małej liczby warstw „neuronów" połączonych z sąsiadami więzami, którym przypisuje się pewne wagi. Struktura ta posiada pewną liczbę „sygnałów" wejściowych (wektor wejściowy) oraz sygnałów wyjściowych (wektor wyjściowy). Sieć można sobie wyobrażać jako funkcję wielu parametrów transformującą wektor we-

jściowy na wektor wyjściowy. W zastosowaniu do selekcji przypadków wektorem wejściowym może być zbiór wielkości charakteryzujących przypadek, a wektorem wyjściowym może być jedna zmienna przyjmująca wartość 1 gdy przypadek klasyfikujemy jako sygnał i wartość 0 dla tła. Używanie sieci składa się z dwóch etapów. W etapie „uczenia sieci", przeprowadzanego na podzbiorze przypadków, modyfikowane są wagi więzów tak by zminimalizować różnice sygnału wyjściowego i znanej (dla tego podzbioru) poprawnej odpowiedzi. Tak „nauczona" sieć jest następnie stosowana do pełnej statystyki.

Technika sieci neuronowych jest także często stosowana w programach rekonstrukcji torów i innych zadaniach dotyczących rozpoznawania wzorców.

Narzędzia analizy nie mogą być w pełni standardowe ze względu na bogactwo samej tematyki badań. Ich rozwój idzie zatem w kierunku tworzenia standardowego środowiska, otoczenia programowego dla całego procesu analizy. Dwa powszechnie używane obecnie i rozwijane od szeregu lat pakiety, PAW [13] i obiektowo zorientowany ROOT [14], dostarczają mechanizmów obsługi zbiorów danych, dostępu do metod parametryzacji rozkładów, do metod dopasowania i minimalizacji oraz znacznie wspomagają wizualizację wyników.

3. METODY MONTE CARLO

Metody Monte Carlo (MC) powstały w latach 40-tych i stopniowo traciły znaczenie w ciągu kolejnych kilkunastu lat. W latach 60-tych powróciły do łask i wtedy równocześnie wypracowane zostały, rozwinięte i utrwalone podstawowe metody [17], które są nadal elementarnymi narzędziami programów symulacji. Należą do nich metody pobierania próby (losowanie) z rozkładów niepłaskich, które pozwoliły na wydajne losowanie z dowolnych funkcji rozkładu gęstości prawdopodobieństwa. Powstały uniwersalne metody kompozycji [18] i odrzucania [19]. Znacznie wzbogaciły one klasyczne metody pobierania próby z najbardziej znanych rozkładów (normalnego, Poissona, dwumianowego, gamma itp.) z rozkładów, dla których znana jest funkcja odwrotna dystrybuanty czy dosyć ekstrawagancką i często mało wydajną technikę odrzucania, autorstwa von Neumana [20], jednego z ojców metody Monte Carlo. Do takich elementarnych narzędzi należą też opracowane wówczas techniki redukcji wariancji (np. tzw. wzbogacanie próbki, *importance sampling*), znacznie poprawiające problem powolnej zbieżności MC.

Eksperymentalna fizyka cząstek nie wniosła jakiegoś zasadniczego wkładu w sam rozwój metody Monte Carlo natomiast doprowadziła do niezwykłego rozwoju i precyzji jej zastosowania, w tym w szczególności rozwinęła programy symulacji procesów fizycznych i programy modelowania i symulacji detektorów. Pojawia się w nich często problem losowania z wielu rozkładów powiązanych np. zasadami zachowania. Jest to naprawdę trudny problem, który znajduje nierzadko eleganckie rozwiązania, jak np. zastosowane w jednym z pierwszych generatorów procesów, w tzw. generatorze masowym [21]. Wiele wczesnych prac zawiera, poza zasadniczą tematyką fizyczną, piękne opisy metody [22], które do dziś mają wielką wartość dydaktyczną.

Obecnie obliczenia Monte Carlo zdominowały całkowicie eksperymentalną fizykę wysokich energii. Nie proponuje się nowego eksperymentu bez symulacji badanych procesów i bez modelowania systemu detekcyjnego. Poprzez symulację sprawdza się możliwości detekcji i wydajności trygera (wstępnej selekcji) dla klas zdarzeń, które mają być przedmiotem przyszłych badań. Projekty rozwiązań technicznych dla poszczególnych detektorów weryfikowane są poprzez symulacje MC, a szczegółowy komputerowy opis detektora powstaje wraz z rzeczywistą konstrukcją i jest w praktyce eksperymentalnej równie ważny jak ona. W większości obecnych eksperymentów „surowe" dane pomiarowe z detektorów nie mają większej wartości dopóki się ich nie poprawi przy pomocy danych pochodzących z symulacji.

Poprzedni akapit może wprowadzać w zakłopotanie. Jak można symulować procesy przed ich zbadaniem? Dlaczego darzy się większym zaufaniem symulacje niż pomiary? To są zasadne pytania, na które są jasne odpowiedzi. Na przykład: można sobie wyobrazić szczegółową symulację kalorymetru pokrywającego pewien zakres kąta bryłowego oraz można zbudować taki detektor, dokładnie go przebadać i doprowadzić program symulacyjny do całkowitej zgodności z doświadczeniem. Rozszerzenie symulacji na pełny kąt bryłowy 4π jest dosyć łatwe w odróżnieniu od prawdziwej konstrukcji, która z różnych względów technicznych może mieć regiony gorszej wydajności. Wiedząc jakie wyniki z tych regionów „powinny" być a jakie są możemy je na tę stratę wydajności poprawiać.

Fizyka cząstek dysponuje obecnie dużą grupą powszechnie używanych programów symulacji Monte Carlo [23,24]. Wśród nich na szczególną uwagę zasługuje GEANT i PYTHIA — JETSET. Ten ostatni jest zapewne najczęściej używanym programem do generacji kompletnych przypadków oddziaływań z wielorodną produkcją cząstek dla hadronowych stanów końcowych reakcjach e^+e^-, pp i ep.

Geant [23] jest jednym z najpotężniejszych i najbardziej skomplikowanych narzędzi doświadczalnej fizyki cząstek. Powstawał od 1974 roku i jest nadal rozwijany. Obecnie wchodzi w użycie jego wersja obiektowa GEANT4 (C^{++}). Proces jej tworzenia przez międzynarodowy zespół fizyków i informatyków trwał osiem lat co nieźle ilustruje złożoność programu. Jest to program do symulacji detektorów. Jego zasadniczą częścią jest mikroskopowe prowadzenie cząstki przez materię z symulacją wszystkich oddziaływań na jej drodze oraz z podobną symulacją losów wszystkich cząstek kolejno powstałych w tych oddziaływaniach. Jeżeli cząstka pierwotna ma wielką energię to prześledzenie kaskady oddziaływań może oznaczać przeprowadzenie przez materię detektora (nie tylko przez jego obszary czynne ale i przez elementy jego mechanicznej konstrukcji, kabli, instalacji chłodzenia ...) milionów i miliardów cząstek.

Istotnym modułem GEANT-a jest moduł geometrycznego opisu detektora. Chodzi tu zarówno o przyjęcie danych o detektorze, przygotowanych według specjalnych reguł formalnych jak i takie ich przetworzenie, by zoptymalizować proces prowadzenia cząstek. Opis złożonych konstrukcji wielkich systemów detektorów dla GEANTa jest bardzo trudny, zwłaszcza, jeżeli ma odpowiadać szczegółom, gdy dosłownie każda śrubka ma być uwzględniona..

GEANT jest encyklopedią wiedzy fizycznej. Zawiera szczegółową charakterystykę wszystkich oddziaływań elektromagnetycznych, hadronowych i jądrowych. Ich cał-

kowite przekroje czynne w całym znanym zakresie energii od 10 TeV do 10 keV. Wielką rozmaitość różniczkowych przekrojów czynnych, rozkładów krotności pędów, energii. Wszelkie informacje o rozpadach cząstek naładowanych i neutralnych itd. Informacje te są zapisane w najróżniejszy sposób, zależnie od stanu wiedzy albo ekonomii rachunków. Są i zapisy funkcyjne, parametryzacje i tablice interpolacyjne. GEANT jest też wyposażony w wielkie zbiory danych materiałowych od rzadkich (w obydwu znaczeniach tego słowa) gazów do najbardziej wyszukanych materiałów stosowanych w detektorach.

Odstępując na krótko od przeglądowo historycznego charakteru tego artykułu, zrobimy bardzo szczegółową i techniczną dygresję. Zajmiemy się opisem najdroższego być może, komputerowego algorytmu świata. Ten atrybut nie oznacza, że jest tak złożony. Przeciwnie jest całkiem prosty. Natomiast jest wykonywany miliony miliardów razy dla każdego etapu zbierania danych w eksperymencie. Przepis jest następujący:

1. wybieramy kolejną cząstkę do przeprowadzenia przez materię,
2. wyliczamy odległość (współrzędne) do najbliższego oddziaływania. To oznacza wyrażenie całkowitych przekrojów czynnych wszystkich procesów, które należy uwzględnić dla danej cząstki, energii etc. w formie tzw. średnich dróg oddziaływania, a następnie wylosowanie z rozkładu wykładniczego liczby tych średnich dróg po których oddziaływanie miało by zajść tym razem. Najmniejsza z tych liczb wyznacza kolejny krok w śledzeniu toru cząstki. Bardzo często ten krok wyznacza jeden z kilku tzw. pseudo-procesów:
   - granica ośrodka,
   - maksymalny krok (parametr dobierany przez użytkownika),
   - maksymalny krok przyjęty dla procesów traktowanych jako tzw. procesy ciągłe, jak np. straty na jonizację, wielokrotne rozproszenie kulombowskie itp.,
   - osiągnięcie minimalnej energii, poniżej której kończy się śledzenie cząstki,
3. przeprowadzamy cząstkę do wyznaczonego punktu po prostej lub po śrubowej (gdy jest to cząstka naładowana w polu magnetycznym),
4. aktualizujemy energię cząstki jeśli włączone są procesy ciągłe,
5. jeśli krok wyznaczał jakiś prawdziwy proces (nie pseudo-proces) to generujemy stan końcowy oddziaływania,
6. jeśli cząstka przeżyła proces (np. w rozpraszaniu elastycznym, lub po wypromieniowaniu fotonu w procesie promieniowania hamowania) to na nowo losujemy liczbę średnich dróg na oddziaływanie dla tego procesu,
7. aktualizujemy listę średnich dróg na oddziaływanie dla wszystkich procesów i powracamy do punktu 2 dopóty dopóki albo cząstka wyjdzie z detektora albo osiągnie minimalną energię.

Symulacje MC wymagają wielkich mocy obliczeniowych. Może to zilustrować skrajny przykład dotyczący prac nad eksperymentem ALICE dla badania oddziaływań ciężkich jonów w LHC. Średnia liczba cząstek w przypadku reakcji Pb-Pb wynosi 84 000. Czas pełnej symulacji takiego przypadku wynosi ok. 22 godziny na 600 MHz-owym komputerze typu Pentium III. Szacuje się, że próbka powinna zawierać co najmniej milion przypadków MC!

Pisząc o metodach MonteCarlo powinno się zacząć od generatorów liczb (pseudo) przypadkowych (RNG). Ale skoro poruszamy ten temat teraz to poprzedzające opisy

upoważniają do skoncentrowania się na kwestii okresu generatora. Nastąpił tu niezwykły postęp w ostatnich latach. Generatory oparte o algorytm tzw. opóźnionych ciągów Fibonacciego [25,26] osiągają z łatwością okresy rzędu 10^{43} nie przestając być bardzo wydajnymi. Przechodzą również z powodzeniem pakiet rygorystycznych testów (zwany DIEHARD [27]). Fizykom pozostaje jeszcze poważny problem „planetarnej gospodarki" liczbami przypadkowymi. Wiemy już, że obliczenia MC dla fizyki cząstek potrzebują wielkich mocy obliczeniowych ale równocześnie i to, że mogą być z powodzeniem rozproszone po całym świecie bo jest obojętne gdzie dany przypadek jest generowany. Trzeba jednak zadbać by były to różne przypadki! Wystartowanie generacji wielkich zbiorów przypadków na wielu różnych komputerach, na których używa się np. bieżącego czasu do inicjowania generatorów RNG może nie dawać wystarczających gwarancji, że próbki przypadków nie będą się powtarzać.

4. RÓWNOLEGŁOŚĆ, UWAGI MODELOWE

Przegląd zastosowań komputerów w obecnej eksperymentalnej fizyce cząstek wskazuje wyraźnie, że natura przeważającej części obliczeń nadaje się szczególnie do korzystania z rozproszonych zasobów komputerowych. Spowodowało to odejście fizyki cząstek od użycia superkomputerów, architektur wektorowych na rzecz wielkich farm złożonych z setek czy tysięcy procesorów powiązanych szybkimi sieciami przetwarzających dane milionów niezależnych przypadków. Zorientowany czytelnik zauważy tu natychmiast zbieżność z rozwijającymi się w ostatnich latach koncepcjami powszechnie dostępnych mocy obliczeniowych płynących — jak energia elektryczna — z sieci (GRID). Istotnie, ta zbieżność została zauważona, a fizycy cząstek znów włączyli się w rozwój technik komputerowych, wracając do roli którą zdecydowanie pełnili w latach sześćdziesiątych i siedemdziesiątych.

Koncepcja GRID polega obecnie na tworzeniu oprogramowania systemowego, które pozwoli optymalnie wykorzystać szybkie łącza komputerowe i istniejące (oraz przyszłe) olbrzymie moce obliczeniowe rozproszone po całym świecie. Istnieje dosyć dobrze rozwinięta warstwa oprogramowania (GLOBUS) dostarczająca podstawowych funkcji umożliwiających łączność, transport zadań, administrowanie uprawnieniami itp. W wielu projektach realizowanych obecnie w Ameryce i w Europie (DataGrid, EuroGrid, CrossGrid) [28] — sponsorowanych głównie przez Unię Europejską — przygotowuje się oprogramowanie pozostałych warstw, projekty rozwiązań sprzętowych oraz instalacje i oprogramowanie testowe.

Odejście fizyki cząstek od użycia superkomputerów na rzecz wielkich farm popularnych procesorów i szybkich sieci nie jest zupełne. Przeciwnie, to właśnie instytuty fizyki skupione we włoskim INFN oraz filia niemieckiego DESY w Zeuthen rozwijają od 1980 roku, ostatnio częściowo pod auspicjami ECFA (Europejskiego Komitetu Przyszłych Akceleratorów) konstrukcję jednego z najszybszych komputerów na świecie dla potrzeb teoretyków fizyki cząstek prowadzących tzw. symulacje numeryczne na siatkach w ramach chromodynamiki kwantowej. Powstała seria komputerów o wspólnej nazwie APE

(*The Array Processor Experiment*) opartych o pewien prosty standard dla komputerowych systemów równoległych zwany SIMD (*Single Instruction Multiple Data*), o architekturze optymalizowanej dla wspomnianych obliczeń teoretycznych. Pierwszy model, APE1 osiągał w 1987 roku wydajność 1 Gflops, czyli miliarda operacji zmiennoprzecinkowych w sekundzie. Szereg egzemplarzy stopniowo ulepszanego modelu APE100 o wydajności od 100 do 350 Gflops pracuje w różnych instytutach badawczych w Europie. Obecna konstrukcja APEmille osiąga wydajność 1 TFlops (teraz oznacza 10^{12}), a projekt apeNEXT zakłada jej dalsze, znaczne zwiększenie [29].

5. BIBLIOGRAFIA

1. M. Turała: *Techniki elektroniczne w doświadczalnej fizyce wysokich energii.* Kwartalnik Elektroniki i Telekomunikacji, 2002, 48, z. 2, ss. 179-188.
2. W. Dąbrowski, K. Poźniak i R. Romaniuk: *Elektronika dla fizyki wysokich energii.* Kwartalnik Elektroniki i Telekomunikacji, 2002, 48. z. 2. ss. 213-232.
3. M. Witek: *Potrzeby obliczeniowe eksperymentów fizyki cząstek elementarnych na akceleratorze LHC.* Kwartalnik Elektroniki i Telekomunikacji, 2002, 48, z. 2, ss. 299-308.
4. F. James: *MINUIT. Program Library D506 (Version 94.1).* CERN 1994. oraz referencje tam zawarte.
5. K. Korcyl, P. Golonka: *System filtracji przypadków w czasie rzeczywistym w eksperymencie ATLAS.* Kwartalnik Elektroniki i Telekomunikacji, 2002, 48. z. 2, ss. 271-283.
6. P.V.C. Hough: *1962. Method and means for recognizing complex patterns, US Patent 3069654.*
7. R.E. Kalman: *(1960), A New Approach to Linear Filtering and Prediction Problems.* Trans. ASME, J. Basic Eng. **82**, 35-45. R.E. Kalman and R.S. Bucy (1961), *New Results in Linear Filtering and Prediction Theory.* Trans. ASME, J. Basic Eng. 83, pp. 95-107.
8. P. Bloir, *Nucl. Inst. and Meth.* **A225** (1984) 352, P. Bloir, *Comput. Phys. Comm.* **57** (1989) 390, P. Bloir and S. Qian, *Nucl. Inst. and Meth.* **A294** (1990) 219, R. Fruhwirth: *Nucl. Inst. and Meth.* **A262** (1987)444, R. Fruhwirth, *Nucl. Inst. and Meth.* **A334** (1993) 528.
9. http://atlasinfo.cern.ch/ATLAS/GROUPS/PRODUCTIONDATABASE/
10. W.T. Eadie, D. Drijard, F.E. James, M. Roos, B. Sadoulet: *Metody statystyczne w fizyce doświadczalnej.* Warszawa, PWN, 1989.
11. S. Brandt: *Analiza danych.* Warszawa, PWN, 1998.
12. F. James, L. Lyons, Y. Perin (ed.): *Workshop on Confidence Limits.* CERN Yellow Report. CERN 2000-005, 30 May 2000.
13. R. Brun, O. Couet, C. Vandoni, P. Zanarini: *PAW users guide.* Program library Q121. CERN, 1991
14. R. Brun, F. Rademakers: *ROOT Users guide v 0.6.2.*, http://root.cern.ch/
15. A. Bloebel: *CERN School of Computing.* CERN 1994-0088
16. V.B. Anykeev et al.: *Comparative investigation of unfolding methods.* Nucl.Instrum.Meth. A303(1991)350–369.
17. J.M. Hammersley i D.C.Handscomb: *Monte Carlo Methods.* London, John Wiley & Sons Inc.
18. J.W. Butler: *Machine sampling from given probability distribution.* Symposium on Monte Carlo methods. ed. H.A.Meyer, 249-265. New York: Wiley
19. J.C. Butcher: *Random sampling from the normal distribution.* Computer J. 3, 1961, pp. 251-253.
20. J. von Neumann: *Various techniques used in connection with random digits.* National Bureau of Standards Applied Mathematics Series, 12, 1951, pp. 36-38.
21. F. James: *FOWL.* CERN Program library.
22. H. Messel i D.F. Crawford: *Electron-photon shower disrtibution function.* London, Pergamon Press. Oxford

23. F. Bruyant, R. Brun et al.: *GEANT*. CERN Program Library W5013
24. T. Sjoestrand: *PYTHIA 5.7 and JETSET 7.4.* CERN Program Library W5044
25. G. Marsaglia, A. Zaman, W.W. Tsang: *Towards a Universal Random Number Generator.* Supercomputer Computations Research Institute, Florida State University technical report FSU-SCRI-87-50 (1987).
26. G. Marsaglia and A. Zaman: Some Portable Very-Long-Period Random Number Generators. Compt. Phys. 8, 117 (1994).
27. G. Marsaglia: *A Current View of Random Number Generators, keynote address.* Computer Science and Statistics: 16th Symposium on the Interface. Elsevier, 1985.
28. http://www.dutchgrid.nl/Grids
29. http://www-zeuthen.desy.de/ape/html

P. MALECKI

SIMULATIONS AND ANALYSIS IN EXPERIMENTAL PARTICLE PHYSICS

Summary

Experimental high energy particle physics requires wide use of computer techniques at all stages of every project: during the design phase, during data preselection and acquisition as well as for data analysis, interpretation and visualization. Huge data collections and complexity of methods require large computing power and data storage. These resources are distributed over the whole world following distribution of large number of institutes participating in typical modern experiment. The article characterizes briefly hep computer methods, contains historical remarks and indicates some trends.

Keywords: particle physics, high energy physics, geometrical reconstruction, statistical methods, Monte Carlo methods, random number generators

El

torów
jalizo
nałów
W pr
aspek
na ws

Słowa

Detekt
torów pask
diod złączo
cząstek dic
10–50 μm
z punktu
dowolne ks

Krzem
o grubości
i odległośc
w podłożu
element det

KWARTALNIK ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI, 2002, 48, z. 2, ss. 247–270

Elektronika front-end do krzemowego detektora torów w eksperymencie ATLAS

WŁADYSŁAW DĄBROWSKI

Wydział Fizyki i Techniki Jądrowej, AGH
al. Mickiewicza 30, 30-059 Kraków

Otrzymano 2001.10.05
Autoryzowano 2001.12.03

W artykule przedstawiono system elektroniki front-end do odczytu krzemowych detektorów paskowych w eksperymencie ATLAS. Zasadniczym elementem systemu jest specjalizowany 128-kanałowy układ scalony zapewniający odbiór i analogowe kształtowanie sygnałów z detektorów, buforowanie i kompresję danych oraz organizację odczytu danych. W pracy przedstawiono projekt układu scalonego i przedyskutowano wybrane krytyczne aspekty projektowe, jak szumy, efekty radiacyjne, integracja układów analogowych i cyfrowych na wspólnym układzie scalonym.

Słowa kluczowe: specjalizowane układy scalone, układy typu „mixed-mode", elektronika front-end, uszkodzenia radiacyjne, szumy.

1. WSTĘP

Detektor torów w eksperymencie ATLAS jest zbudowany z krzemowych detektorów paskowych [1]. Detektory paskowe są to matryce spolaryzowanych zaporowo diod złączowych wykonanych na wspólnym podłożu. Dla celów eksperymentów fizyki cząstek diody te są formowane w kształcie wąskich pasków o szerokościach rzędu 10–50 μm i odległościach pomiędzy środkami pasków rzędu 50–100 μm, aczkolwiek z punktu widzenia technologii wytwarzania takich detektorów możliwe są prawie dowolne kształty.

Krzemowy detektor paskowy dla eksperymentu ATLAS zawiera na płytce krzemu o grubości 300 μm i powierzchni 62×64 mm^2 768 pasków o długości 64 mm i odległości pomiędzy środkami pasków równej 80 μm [2]. Każdy z pasków p^+ w podłożu typu n o oporności rzędu 4 kΩcm tworzy niezależną diodę, która stanowi element detekcyjny. Napięcie polaryzacji diod jest doprowadzone z jednej strony do

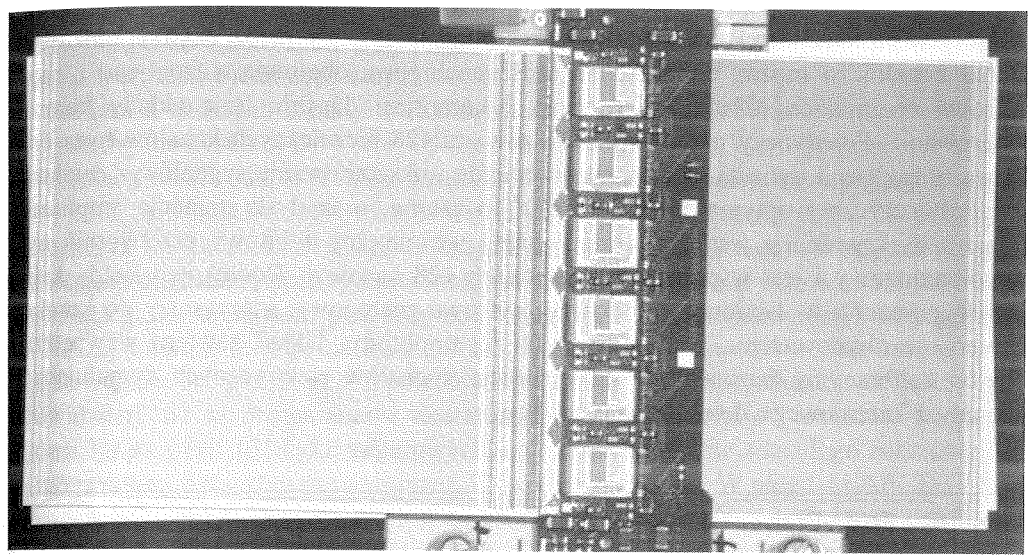
podłoża wspólnego dla wszystkich pasków, a z drugiej do każdego paska z osobna poprzez rezystory polikrzemowe o oporności rzędu 500 kΩ zintegrowane na strukturze detektora. Dzięki wysokiej rezystywności podłoża typu n warstwa zubożona rozbudowuje się na całą grubość detektora przy napięciach polaryzacji ok. 40 V. Nad paskami p^+ umieszczona jest warstwa dwutlenku krzemu i metalowe paski odczytowe, do których podłączona jest elektronika odczytu. Paski metalowe, warstwa izolatora i paski p^+ tworzą kondensatory zapewniające zmiennoprądowe sprzężenie sygnałów generowanych w paskach do układów elektroniki odczytu, które są podłączone do pasków metalowych.

Dla uzyskania informacji o pozycji przejścia cząstki przez detektor paskowy każdy pasek musi być wyposażony w indywidualny, niezależny układ elektroniczny odbierający i przetwarzający sygnały elektryczne z detektora. Informacja przestrzenna uzyskana z takiego detektora jest informacją jednowymiarową, a rozdzielczość przestrzenna jest zdeterminowana przez wymiary pasków. Takie rozwiązanie narzuca bardzo specyficzne wymagania odnośnie elektroniki odczytu, przede wszystkim pod względem powierzchni, sposobu montażu i poboru mocy. Na rys. 1 pokazany jest prototypowy moduł krzemowego detektora dla eksperymentu ATLAS. Moduł jest zbudowany z dwóch par detektorów paskowych o wymiarach 62×64 mm^2 przyklejonych na wspólnej strukturze z kompozytu węglowego, który zapewnia stabilność mechaniczną i odprowadzenie ciepła. Po każdej stronie modułu paski dwóch detektorów są połączone szeregowo tworząc efektywnie paski o długości 128 mm. Detektory po przeciwnych stronach modułu są skręcone względem siebie o mały kąt, dzięki czemu kombinacja sygnałów z obu warstw detektora pozwala określić drugą współrzędną toru cząstki.

Przechodzące przez detektor relatywistyczne cząstki naładowane generują na skutek jonizacji atomów krzemu pary elektron-dziura rozłożone jednorodnie wzdłuż ich torów. W typowym detektorze o grubości 300 μm cząstka relatywistyczna generuje ładunek średnio 22 000 elektronów. Wygenerowane swobodne dziury i elektrony są transportowane do odpowiednich elektrod detektora przez pole elektryczne w warstwie zubożonej, indukując przy tym impulsy prądowe w paskach p^+. Czas zbierania ładunku, a więc czas trwania indukowanych impulsów prądowych, wynosi przy typowych napięciach polaryzacji ok. 5 ns dla elektronów i 15 ns dla dziur. Kształty impulsów prądowych są dość złożone w zależności od miejsca i kąta pod którym cząstka przeszła przez detektor. Impulsy te są następnie całkowane we wzmacniaczu odbierającym sygnał z detektora, a więc szczegóły kształtów impulsów prądowych można w pierwszym przybliżeniu pominąć. Dla eksperymentu ATLAS krótkie czasy zbierania ładunku w detektorze są istotne, ponieważ zderzenia wiązek protonowych w akceleratorze LHC będą następować w odstępach 25 ns, a więc w takich odstępach będą pojawiać się sygnały w detektorach paskowych.

Z elektronicznego punktu widzenia każdy pasek detektora stanowi źródło impulsowe sygnału prądowego i sieć elementów biernych [3]. W pierwszym przybliżeniu można założyć, że elementami biernymi, które decydują o wymaganiach odnośnie elektroniki odczytu, są: pojemność paska do podłoża i pojemności międzypaskowe.

Każdy pasek wymaga niezależnego toru elektronicznego do odbioru, wzmocnienia i uformowania sygnału, a więc kompletny moduł wymaga 1536 kanałów elektroniki odczytu. Sygnały z pasków są odbierane i przetwarzane przez 128-kanałowe układy scalone, (6 układów po jednej stronie modułu jest widocznych na rys. 1).



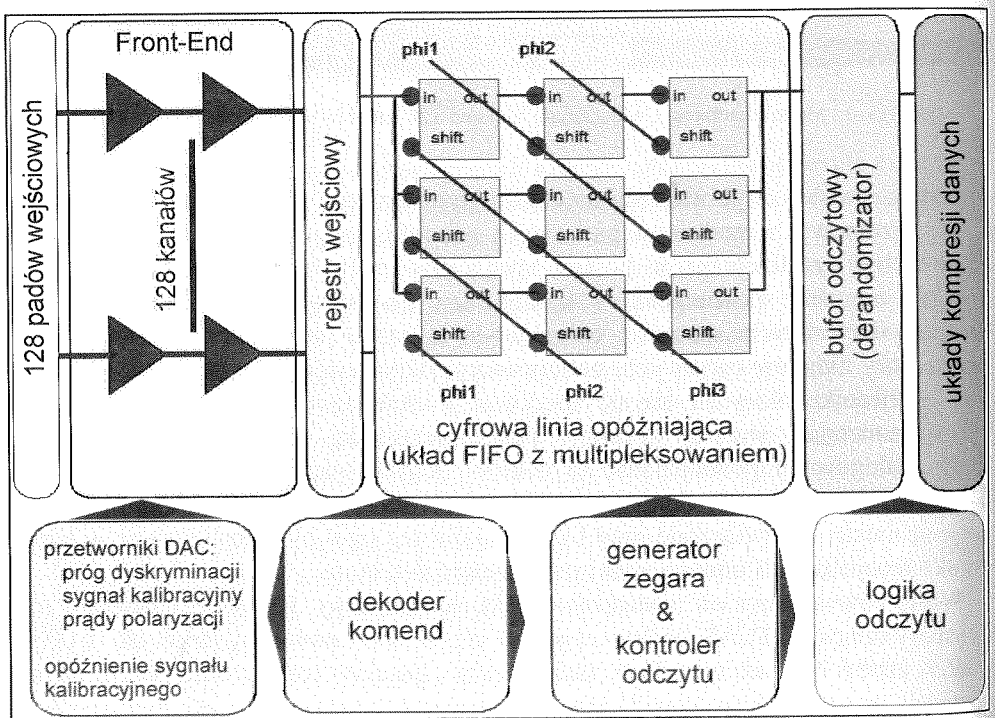
Rys. 1. Moduł detektora z widocznymi 6-cioma 128-kanałowymi układami ABCD3T

Jest oczywiste, że ze względu na czysto geometryczne ograniczenia elektronika do odczytu krzemowych detektorów paskowych w konfiguracji modułu, jak opisany powyżej, musi być zrealizowana w postaci specjalizowanych układów scalonych. Oprócz wymagań odnośnie powierzchni i konfiguracji geometrycznej istnieje cały szereg wymagań dotyczących szumów, charakterystyk części analogowej, funkcjonalności i architektury układów cyfrowych, poboru mocy, odporności radiacyjnej, które powodują, że elektroniki takiej nie da się zbudować z elementów i układów katalogowych. W eksperymentach starszej generacji przez elektronikę front-end rozumiano tylko układy analogowe odpowiedzialne za odbiór i kształtowanie sygnałów z detektorów. W systemach takich jak detektor torów w eksperymencie ATLAS do elektroniki front-end muszą być włączone inne funkcje, które na ogół były realizowane w elektronice akwizycji danych umieszczonej na zewnątrz detektora.

Warto również zwrócić uwagę na aspekt ekonomiczny. Kompletny detektor torów w eksperymencie ATLAS będzie zawierał ok. 4 000 modułów, czyli ok. 6 000 000 kanałów elektroniki odczytu. Przy takiej liczbie kanałów rozwiązanie oparte na specjalizowanych układach scalonych jest rozwiązaniem najtańszym i jedynym możliwym do realizacji.

2. ARCHITEKTURA UKŁADU ABCD3T

Architektura i funkcjonalność układu są wymuszone przez charakter eksperymentu na zderzających się wiązkach protonowych w akceleratorze LHC. Schemat blokowy układu ABCD3T do odczytu krzemowych detektorów paskowych w eksperymencie ATLAS jest pokazany na rys. 2. Zadaniem układu jest dostarczenie informacji o tym, w których paskach detektora zostały wygenerowane sygnały przez cząstki jonizujące. Układ zasadniczo można podzielić na część analogową obejmującą front-end i część cyfrową obejmującą układy buforowania i kompresji danych, oraz układy kontroli i sterowania. Pojedynczy układ ABCD3T zawiera 128 niezależnych kanałów front-end. Obwody front-end mają za zadanie wzmocnienie i ukształtowanie sygnałów z detektora przy równoczesnej optymalizacji stosunku do szumu, oraz dyskryminację amplitudy. Poziom dyskryminacji jest generowany przez wewnętrzny 8-bitowy przetwornik cyfrowo-analogowy i jest wspólny dla wszystkich 128 kanałów. Dodatkowo każdy kanał jest wyposażony w 4-bitowy przetwornik cyfrowo-analogowy, który służy do korekcji napięć niezrównoważenia w dyskryminatorze amplitudy. Układ zawiera wewnętrzny obwód kalibracyjny pozwalający na generację sygnałów elektrycznych symulujących sygnały z krzemowego detektora paskowego.



Rys. 2. Schemat blokowy układu scalonego ABCD3T

Na wyjściach dyskryminatorów otrzymujemy sygnały binarne (0/1), które pojawiające się synchronicznie ze zderzeniami w akceleratorze, a więc synchronicznie z centralnym zegarem systemu o częstości 40 MHz. Sygnały z dyskryminatorów są zatrzaskiwane w rejestrze wejściowym w jednym z dwóch trybów: detekcji zbocza lub detekcji poziomu. Rejestr wejściowy pełni dwie dodatkowe funkcje, a mianowicie pozwala maskować wadliwie funkcjonujące kanały elektroniki front-end i kanały przyłączone do wadliwych pasków detektora, albo może być wykorzystany jako wejście dla wektorów testowych do testowania części cyfrowej układu.

Jednym z istotnych aspektów eksperymentów fizyki cząstek jest wstępna selekcja przypadków interesujących z fizycznego punktu widzenia. We współczesnych eksperymentach takich jak ATLAS poszukuje się rzadkich efektów występujących na tle dużej ilości przypadków, które nie są interesujące z punktu widzenia celów eksperymentu. Oznacza to, że znakomita część danych generowanych układów front-end nie jest interesująca dla dalszej analizy i powinna być możliwie wcześnie odrzucona. Informacja pozwalająca selekcjonować poszczególne zderzenia w akceleratorze jako kandydatów do dalszej analizy jest uzyskiwana z dedykowanych detektorów i dostarczana jako sygnał trygera do wszystkich elementów detektora. W eksperymencie ATLAS czas przewidziany na wypracowanie i dostarczenie tej informacji do układów front-end wynosi 3.3 μs, czyli 132 cykli zegarowych, co oznacza, że dane z każdego zderzenia (co 25 ns) powinny być przetrzymane przez 132 cykle zegarowe. W układzie ABCD3T rolę bufora pełni pamięć cyfrowa zorganizowana w matrycę 128 rzędów i 132 kolumn. Każdy rząd matrycy pracuje w trybie FIFO. Dokładniejszy opis struktury pamięci FIFO można znaleźć w pracy [4]

Specyficzną cechą eksperymentów fizyki cząstek jest całkowicie statystyczny rozkład, z jakim interesujące zdarzenia pojawiają się w czasie. Oczekuje się, że średnia częstość selekcji interesujących przypadków będzie wynosić 100 kHz, podczas gdy istnieje skończone prawdopodobieństwo, że dwa kolejne zderzenia w odstępie 25 ns mogą zawierać ważne informacje. W celu minimalizacji ilości łącz pomiędzy elektroniką front-end i systemem akwizycji danych, oraz uniknięcia gubienia ważnych przypadków, w układzie ABCD zastosowano drugi poziom buforowania danych, tzw. bufor odczytowy, który pełni rolę derandomizera. Po każdym pozytywnym sygnale trygera dane z pamięci FIFO odpowiadające wskazanemu zderzeniu łącznie z danymi ze zderzeń bezpośrednio przed i bezpośrednio po wskazanym zderzeniu są przepisywane do bufora odczytowego. Jeżeli dane docierają do końca pamięci FIFO i nie przychodzi równocześnie sygnał trygera, dane te są tracone jako nieinteresujące. Ważne dane napływają do bufora odczytowego ze statystycznym rozkładem w czasie, a są wyczytywane z bufora ze stałą częstością określoną przez przepustowość łącza optoelektronicznego. Stwarza to możliwość przepełnienia bufora odczytowego. Głębokość bufora została zaprojektowana na 8 przypadków, co zapewnia, że ilość traconych przypadków na skutek przepełnienia bufora nie powinna przekraczać 1%.

Przy każdym zderzeniu wiązek protonów w akceleratorze ilość produkowanych cząstek (ilość torów w detektorze) jest niewielka w porównaniu z ilością elementów detekcyjnych w całym detektorze torów. W rezultacie każdego zderzenia sygnały „1"

pojawiają się średnio w 1% kanałów odczytowych, a 99% kanałów zawiera „0". W celu zredukowania ilości informacji transmitowanej na zewnątrz detektora dane te zostają skompresowane w układzie ABCD3T i do układu akwizycji danych są transmitowane tylko adresy pasków, w których w wyniku danego zderzenia pojawiły się sygnały. Skompresowane dane z 6-ciu układów ABCD3T są transmitowane szeregowo do zewnętrznego systemu akwizycji danych przez pojedyncze łącze optoelektroniczne. Wymaga to połączenia torów danych wyjściowych z kolejnych układów ABCD3T na module w pętlę szeregową. Układ kontroli odczytu jest odpowiedzialny za organizację danych do odczytu i kontrolę przepływu informacji przez pętlę szeregową.

Realizacja opisanych powyżej funkcji wymaga sterowania układem. Do każdego modułu jest doprowadzony centralny zegar eksperymentu o częstości 40 MHz, który stanowi sygnał zegarowy dla wszystkich bloków cyfrowych w układzie. Sygnały trygera i komendy związane z konfigurowaniem układów, ustawianiem wartości przetworników cyfrowo-analogowych, generowaniem wewnętrznych sygnałów testowych są przesyłane do modułu w postaci szeregowej po oddzielnym łączu optoelektronicznym. Blok dekodera komend jest odpowiedzialny za dekodowanie i wykonanie komend. Dzięki takiemu rozwiązaniu dane z 1536 niezależnych elementów detekcyjnych na jednym module są transmitowane na zewnątrz detektora przy użyciu tylko dwóch łącz optoelektronicznych.

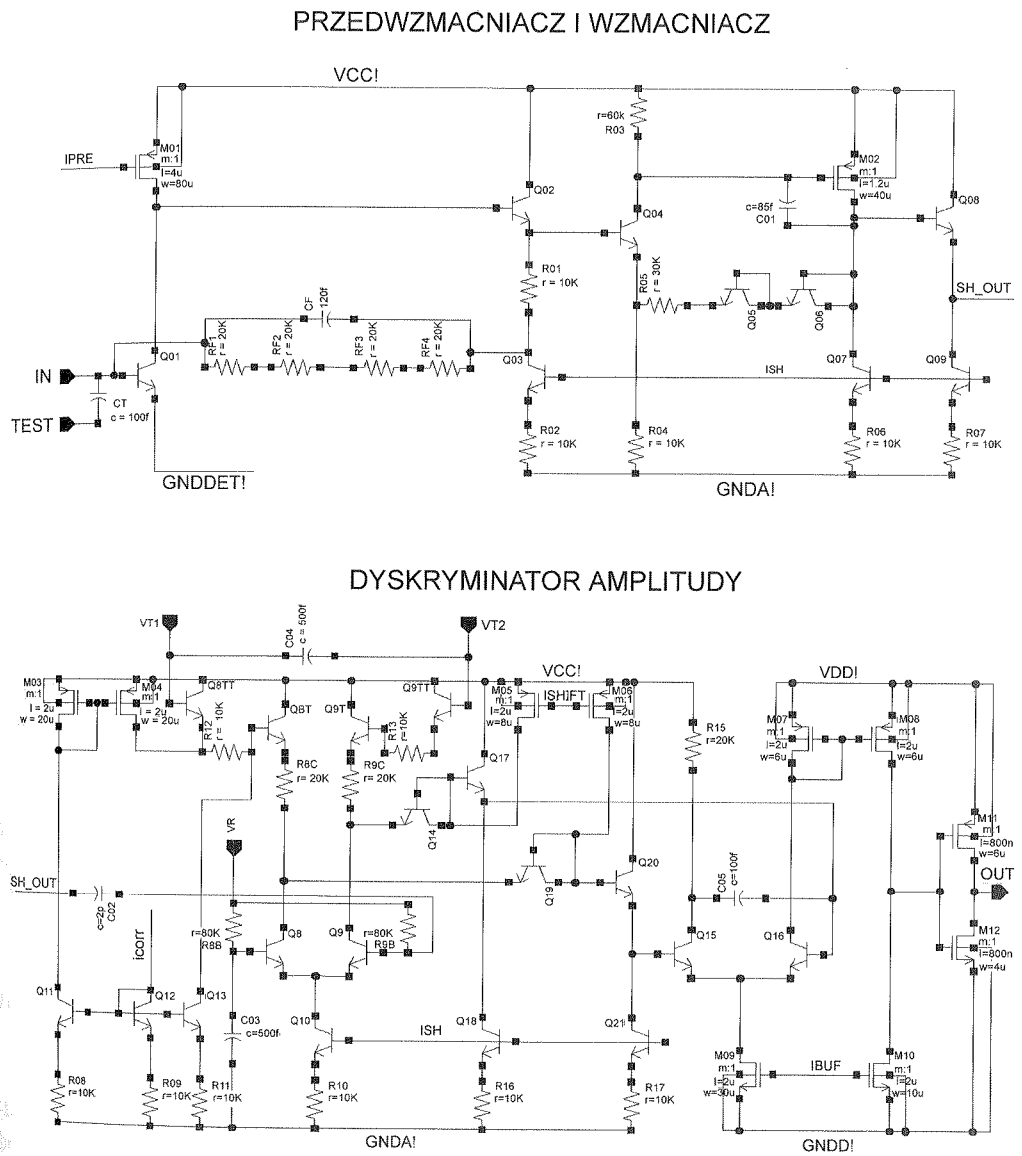
3. UKŁAD FRONT-END

W układzie ABCD3T zastosowano tzw. binarną architekturę odczytu [5], w której obwód front-end jest zakończony dyskryminatorem amplitudy dostarczającym jednobitowej informacji o pojawieniu się lub braku sygnału na danym pasku. Kanał front-end zawiera trzy podstawowe sekcje: przedwzmacniacz, wzmacniacz kształtujący i dyskryminator amplitudy. Schemat pojedynczego kanału jest pokazany na rys. 3.

Przedwzmacniacz jest oparty na konfiguracji wzmacniacza transimpedancyjnego z tranzystorem bipolarnym w stopniu wejściowym. W odpowiedzi na krótki impuls prądowy z detektora na wyjściu przedwzmacniacza otrzymujemy impuls napięciowy o eksponencjalnym zaniku określonym przez stałą czasową pętli sprzężenia zwrotnego. Ze względu na bardzo krytyczne wymaganie odnośnie szumów stopień wejściowy musi być zbudowany w konfiguracji wzmacniacza niesymetrycznego, pomimo że z innych względów bardziej wskazane byłoby zastosowanie wzmacniacza różnicowego. Spowodowałoby to jednak wzrost szumów o czynnik $\sqrt{2}$ w porównaniu ze stopniem niesymetrycznym.

Impuls z przedwzmacniacza jest wzmacniany i całkowany we wzmacniaczu kształtującym zbudowanym w konfiguracji wzmacniacza z napięciowym sprzężeniem zwrotnym. Wzmacniacz kształtujący jest sprzężony pojemnościowo ze stopniem różnicowym, którego zadaniem jest konwersja sygnału niesymetrycznego na sygnał różnicowy. Zarówno wzmacniacz kształtujący jak i stopień różnicowy pełnią rolę członów całkujących, przy czym stałe czasowe całkowania są dobrane w taki sposób, aby od-

powiedź całego układu na impuls prądowy z detektora osiągała wartość maksymalną po czasie 25 ns. Takie kształtowanie impulsu zapewnia całkowanie ok. 90% ładunku generowanego w detektorze i pozwala uzyskać informacje o czasie pojawienia się sygnału w detektorze, która może być jednoznacznie związana z danym zderzeniem wiązek w akceleratorze.



Rys. 3. Uproszczony schemat układu front-end

Sygnał różnicowy jest podawany na wejście dyskryminatora amplitudy opartego na konfiguracji dyskryminatora Schmitta. Stopień różnicowy, poprzedzający dyskryminator Schmitta, pozwala wygenerować w układzie różnicowe napięcie progowe, co znakomicie poprawia odporność układu na zakłócenia współbieżne. Sygnał z wyjścia dyskryminatora jest odbierany w reżimie prądowym, aby uniknąć przełączania dużych sygnałów napięciowych.

3.1. OPTYMALIZACJA SZUMOWA PRZEDWZMACNIACZA

Ze względu na bardzo małe sygnały generowane w krzemowych detektorach paskowych podstawowym zadaniem obwodu front-end jest ekstrakcja sygnału i optymalizacja stosunku sygnału do szumu. Optymalizacja stosunku sygnału do szumu wymaga zarówno minimalizacji źródeł szumów w przedwzmacniaczu, jak również odpowiedniego kształtowania impulsów. W przypadku eksperymentu ATLAS wymagania dotyczące formowania impulsów są narzucone przez wymaganie czasowe, aby dwa kolejne sygnały z detektora pojawiające się w odstępie 50 ns były rozróżnialne.

Podstawowa teoria filtracji sygnałów układach spektrometrycznych jest oparta na następujących założeniach:

- sygnały generowane w detektorze mają charakter krótkich impulsów prądowych niosących ładunek Q,
- impedancja wewnętrzna źródła sygnału, jakie stanowi detektor, jest czysto pojemnościowa i wypadkowa zastępcza pojemność detektora wynosi C_d,
- tor sygnału składa się z przedwzmacniacza ładunkowego, układu różniczkującego i pewnej liczby stopni całkujących; wzmacniacz transimpedancyjny w pierwszym stopniu jest z punktu widzenia formowania impulsów równoważny układowi przedwzmacniacza ładunkowego i obwodu różniczkującego.

Globalnym parametrem szumowym toru spektrometrycznego jest wejściowy ekwiwalentny ładunek szumów (ENC – Equivalent Noise Charge) zdefiniowany jako ładunek podany na wejście przedwzmacniacza w postaci impulsu prądowego o kształcie δ-Diraca, który na wyjściu daje odpowiedź o amplitudzie równej wartości średniokwadratowej szumów. Do opisu relacji czasowych formowanych impulsów używa się parametru T_p zdefiniowanego jako czas, po którym odpowiedź układu osiąga maksimum. Ekwiwalentny ładunek szumów wyraża się wzorem [5]

$$ENC = \sqrt{\frac{F_v^2 v_n^2 C_t^2}{T_p} + F_i^2 i_n^2 T_p} \tag{1}$$

gdzie v_n i i_n są gęstościami widmowymi ekwiwalentnych wejściowych szumów, odpowiednio napięciowych i prądowych, F_v i F_i są współczynnikami zależnymi od aktualnej charakterystyki zastosowanego filtru, C_t jest całkowitą pojemnością na wejściu przedwzmacniacza, na którą składa się pojemność detektora i pojemność wejściowa przedwzmacniacza, T_p jest czasem, po którym odpowiedź układu osiąga maksimum.

Ze wzoru (1) widać, że przy zadanych parametrach szumowych przedwzmacniacza, danej pojemności detektora i zadanej charakterystyce filtru ekwiwalentny ładunek szumowy można zminimalizować ze względu na parametr T_p pod warunkiem, że wymagania eksperymentu nie narzucają ograniczeń na czas trwania impulsów. W praktyce optymalna wartość czasu T_p może się zmieniać od dziesiątek nanosekund do dziesiątek mikrosekund w zależności od pojemności detektora i parametrów szumowych przedwzmacniacza v_n i i_n. W naszym przypadku jednym z założeń projektowych jest wymaganie, aby parametr T_p był równy 25 ns.

Przy zadanej wartości T_p i zadanej wartości pojemności detektora pozostaje możliwość optymalizacji szumowej przedwzmacniacza przez odpowiedni wybór tranzystora wejściowego i jego polaryzacji. Pierwszym etapem w projektowaniu przedwzmacniacza jest wybór typu tranzystora wejściowego, tranzystor bipolarny albo tranzystor MOS. W obu przypadkach ekwiwalentny wejściowy szum napięciowy jest odwrotnie proporcjonalny do transkonduktancji tranzystora, a więc minimalizacja szumu wymaga zapewnienia odpowiednio dużej transkonduktancji. W przypadku tranzystora bipolarnego transkonduktancja jest wprost proporcjonalna do prądu kolektora i jest niezależna od wymiarów tranzystora. Dodatkowe źródło szumu napięciowego w tranzystorze bipolarnym stanowi rezystancja rozproszona bazy, która jest niezależna od prądu polaryzacji tranzystora natomiast skaluje się z polem powierzchni emitera. W tranzystorze MOS transkonduktancja jest proporcjonalna do pierwiastka kwadratowego z prądu drenu i do stosunku szerokości W do długości L kanału tranzystora. W tranzystorze MOS można więc zwiększać transkonduktancję poprzez zwiększanie szerokości tranzystora, ale pociąga to za sobą wzrost pojemności wejściowej tranzystora, która dodaje się do całkowitej pojemności C_t we wzorze (1). Dla zadanej pojemności detektora można znaleźć optymalny stosunek W/L dla wejściowego tranzystora MOS, przy którym składowa od szumów napięciowych we wzorze (1) przyjmuje wartość minimalną. Przy założeniu, że pasmo przenoszenia układu, czyli pasmo całkowania szumów, leży w obszarze szumu białego wejściowego tranzystora MOS, optymalne wymiary tranzystora są określone przez warunek, aby pojemność wejściowa tranzystora była równa 1/3 pojemności detektora.

Tranzystory bipolarne charakteryzują się dwoma zasadniczymi zaletami w porównaniu z tranzystorami MOS, a mianowicie: (a) pojemność wejściowa tranzystorów bipolarnych jest pomijalnie mała w porównaniu z pojemnościami pasków detektora, (b) w tranzystorze bipolarnym można uzyskać taką samą transkoduktancję jak w tranzystorze MOS przy znacznie mniejszej wartości prądu polaryzacji. Ten ostatni warunek jest bardzo istotny dla naszego projektu, jako że pojedynczy układ scalony ABCD3T zawiera 128 kanałów i limit mocy rozpraszanej przez jeden kanał elektroniki front-end wynosi około 1 mW. Dla zadanych wartości T_p równej 25 ns, całkowitej pojemności pasków detektora równej 20 pF i zadanym ograniczeniu mocy, preferowanym rozwiązaniem jest układ z tranzystorem bipolarnym w stopniu wejściowym [6].

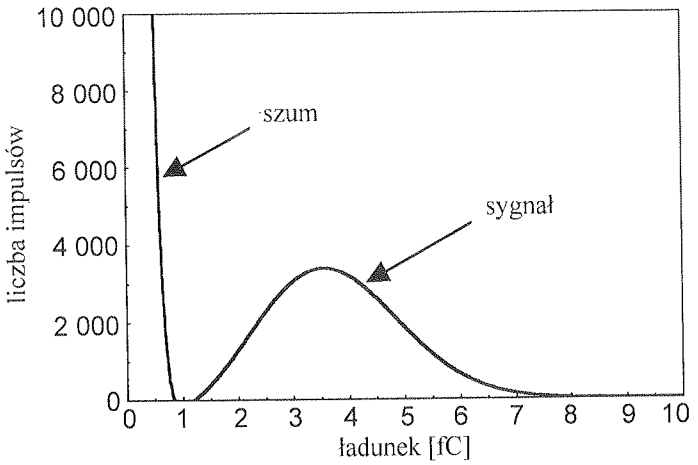
Pewnym ograniczeniem w tranzystorach bipolarnych jest znaczący szum śrutowy prądu bazy, który jest dominującym składnikiem wejściowego szumu prądowego. Szum ten poprzez współczynnik wzmocnienia prądowego β jest związany z prądem kolektora,

który determinuje wartość transkonduktancji, a więc poziom szumu szeregowego. Dla zadanych parametrów C_t i T_p istnieje optymalna wartość prądu kolektora dla danego tranzystora, która daje minimalną wartość ENC. W przypadku przedwzmacniacza transimpedancyjnego zastosowanego w układzie ABCD3T należy uwzględnić dodatkowe źródło szumu równoległego szumu prądowego, a mianowicie szum termiczny rezystora sprzężenia zwrotnego. Dla użytych rezystorów o wartości 80 kΩ szum ten nie zmienia zasadniczo warunków optymalizacji.

W przypadku binarnej architektury odczytu, zastosowanej w detektorze torów w eksperymencie ATLAS, parametrem określającym własności szumowe układu jest częstość impulsów szumowych rejestrowanych przy zadanym progu dyskryminacji. Rozkład rejestrowanych amplitud sygnałów wyrażonych w wielkości ekwiwalentnego ładunku wejściowego jest pokazany schematycznie na rys. 4. Od strony małych sygnałów mamy szumy o amplitudach określonych rozkładem Gaussa. Rozkład amplitud sygnałów generowanych przez cząstki relatywistyczne w krzemowych detektorach paskowych jest opisany tzw. rozkładem Landaua [7] zmodyfikowanym przez efekty podziału ładunku pomiędzy paskami. Rozkład Landaua jest odzwierciedleniem statystycznych fluktuacji wielkości ładunku generowanego w detektorze. W jednorodnym krzemie o grubości 300 μm najbardziej prawdopodobna wartość generowanego ładunku wynosi 3.5 fC, podczas gdy wartość minimalna wynosi ok. 2 fC. W najbardziej niekorzystnym przypadku ładunek ten może być podzielony po równo pomiędzy dwa sąsiednie paski dając w rezultacie minimalny ładunek ok. 1 fC, który wyznacza roboczy próg dyskryminacji gwarantujący pełną wydajność detekcji. Od strony małych sygnałów mamy gaussowski rozkład amplitud sygnałów szumowych, a więc skończone prawdopodobieństwo, że sygnał szumowy przekroczy zadany próg dyskryminacji i zostanie zarejestrowany jako fałszywy sygnał z detektora. Jak wcześniej wspomniano, prawdopodobieństwo pojawienia się cząstki w danym pasku na każdy okres 25 ns pomiędzy zderzeniami wiązek w akceleratorze wynosi 1×10^{-2}. W celu ograniczenia wpływu fałszywych sygnałów szumowych na jakość rejestrowanych danych wymaga się, aby częstość sygnałów szumowych powyżej progu dyskryminacji nie przekraczała 1×10^{-4} na każdy okres 25 ns. Częstość ta jest jednoznacznie związana z wartością średniokwadratową szumu ENC i poziomem dyskryminacji amplitudy VT poprzez formułę Rice'a [8]

$$f_n = f_0 exp\left(-\frac{(VT)^2}{2(ENC)^2}\right) \tag{2}$$

gdzie f_0 jest częstością sygnałów szumowych dla zerowego progu dyskryminacji, zależną od aktualnej charakterystyki filtru. Dla transmitancji układu front-end w układzie ABCD3T wartość f_0 jest w przybliżeniu równa 0.1 na okres 25 ns. Utrzymanie częstości sygnałów szumowych poniżej 1×10^{-4} na każdy okres 25 ns wymaga aby próg dyskryminacji amplitudy był co najmniej na poziomie $4\times$ENC. Kombinacja tego warunku z warunkiem na minimalną wartość progu dyskryminacji potrzebną do wydajnej detekcji rzeczywistych sygnałów z detektorów prowadzi do wyznaczenia maksymalnej dopuszczalnej wartości ENC na poziomie 1500 elektronów rms.



Rys. 4. Schematyczny rozkład amplitud sygnałów z krzemowych detektorów paskowych

3.2. MINIMALIZACJA NAPIĘĆ NIEZRÓWNOWAŻENIA DYSKRYMINATORÓW

Kolejnym interesującym i nietrywialnym aspektem projektu ABCD3T jest problem napięć niezrównoważenia w dyskryminatorach amplitudy. Układ zawiera 128 dyskryminatorów amplitudy, dla których zastosowano wspólny próg dyskryminacji. Rozwiązanie takie jest wymuszone przez ograniczenia systemowe, jako że doprowadzenie oddzielnego napięcia referencyjnego do każdego kanału byłoby niepraktyczne zarówno z punktu widzenia projektu 128-kanałowego układu scalonego jak i z punktu widzenia ustawiania i kontroli tych napięć w detektorze zawierającym 6 000 000 kanałów. Przy przyjętym rozwiązaniu ze wspólnym progiem dyskryminacji dla 128 kanałów w jednym układzie scalonym problem jednorodności wzmocnienia we wszystkich kanałach i minimalizacji napięć niezrównoważenia w dyskryminatorach jest jednym z trudniejszych do rozwiązania w omawianym projekcie. Odstęp pomiędzy zakresem amplitud szumów i zakresem amplitud sygnałów jest bardzo mały (por. rys. 4) i nie pozostawia dodatkowego marginesu na rozrzuty napięć niezrównoważenia w dyskryminatorach amplitudy. W celu uniknięcia wpływu rozrzutów napięć niezrównoważenia dyskryminatorów na wydajność detekcji i na częstość rejestrowanych sygnałów szumowych rozrzuty te powinny być znacznie mniejsze od wielkości szumów. Przy założeniu, że rozrzuty napięć niezrównoważenia mają charakter czysto statystyczny przyjęto jako założenie projektowe wymaganie, aby wartość średniokwadratowa rozrzutów była na poziomie 1/4 wartości ENC.

Zasadniczym elementem zastosowanego rozwiązania jest dyskryminator napięcia z progiem dyskryminacji określonym przez różnicowe napięcie VT1-VT2. Rozwiązanie takie charakteryzuje się bardzo dobrym współczynnikiem tłumienia sygnałów wspól-

nych pojawiających się na liniach VT1 i VT2 oraz na liniach zasilania i masy. Przejście z sygnału niesymetrycznego w stopniu wzmacniacza na sygnał różnicowy w dyskryminatorze wymaga zastosowania sprzężenia pojemnościowego, co nie jest korzystne z punktu widzenia kształtowania impulsów, ale z drugiej strony ucina w tym miejscu tor wzmocnienia stałoprądowego. Przerwanie toru wzmocnienia stałoprądowego jest konieczne dla utrzymania elementów aktywnych we właściwych punktach pracy. Zastosowane układy lokalnych sprzężeń zwrotnych w kolejnych stopniach wzmacniających zapewniają stabilność punktów pracy ze względu na rozrzuty technologiczne parametrów, dryfy termiczne oraz zmiany napięć zasilania. Nie są one natomiast wystarczające, żeby zapewnić stabilność stałoprądowych punktów pracy ze względu na dryfy parametrów elementów spowodowane efektami radiacyjnymi, które zostaną omówione w dalszej części artykułu.

Napięcie progu dyskryminacji VT1-VT2 jest generowane przez wewnętrzny 8-bitowy przetwornik cyfrowo-analogowy zaimplementowany w układzie ABCD3T. Dzięki zastosowaniu tego samego typu rezystorów w układzie generacji prądu referencyjnego w przetworniku oraz w układzie wyjściowym konwertującym prąd dostarczany przez przetwornik na napięcie progowe zminimalizowano wrażliwość napięcia VT1-VT2 na technologiczne rozrzuty parametrów, dryfy termiczne i dryfy parametrów spowodowane efektami radiacyjnymi.

W zastosowanym układzie dyskryminatora amplitudy napięcie niezrównoważenia jest zdeterminowane przez dopasowanie par elementów R8C-R9C, R8B-R9B, Q8-Q9 (rys. 3). Parametrami tranzystorów bipolarnych, które wpływają na napięcie niezrównoważenia, są napięcia V_{be} i współczynniki wzmocnienia prądowego β. Dopasowanie wartości rezystorów jak i parametrów tranzystorów jest uzależnione od jakości procesu technologicznego, ale projektant może to dopasowanie w znaczącym stopniu kontrolować poprzez odpowiednie skalowanie powierzchni elementów i ich właściwy układ topologiczny. Analiza schematu dyskryminatora amplitudy zastosowanego w układzie ABCD3T pokazuje, że dominujący wkład do rozrzutów napięć niezrównoważenia wnosi dopasowanie rezystorów R8C-R9C. W celu poprawy dopasowania tych rezystorów zostały one zaprojektowane o szerokości 3 razy większej niż szerokość minimalna dopuszczona przez topologiczne reguły projektowania, co prowadzi do rezystorów o powierzchni 9 razy większej w porównaniu z rezystorem o minimalnych wymiarach dla danej wartości rezystancji. Ograniczeniem w dalszym zwiększaniu powierzchni rezystorów jest ich pojemność rozproszona, która powoduje, że stała czasowa określona przez rezystor i jego pojemność rozproszoną staje się dominującą stałą czasową w tym stopniu.

Odpowiednie skalowanie rezystorów i tranzystorów oraz możliwie pełna symetryzacja topologii wszystkich krytycznych elementów układu dyskryminatora pozwoliły utrzymać rozrzut napięć niezrównoważenia poniżej wymaganego poziomu. Wykonane testy radiacyjne układów prototypowych pokazały jednak, że po naświetleniu wysokoenergetycznymi protonami i neutronami dopasowanie rezystorów ulega znaczącemu pogorszeniu, nawet o czynnik 3. Przy tak znaczącym pogorszeniu dopasowania podstawowych elementów uzyskanie odpowiednio małego rozrzutu napięć niezrównoważe-

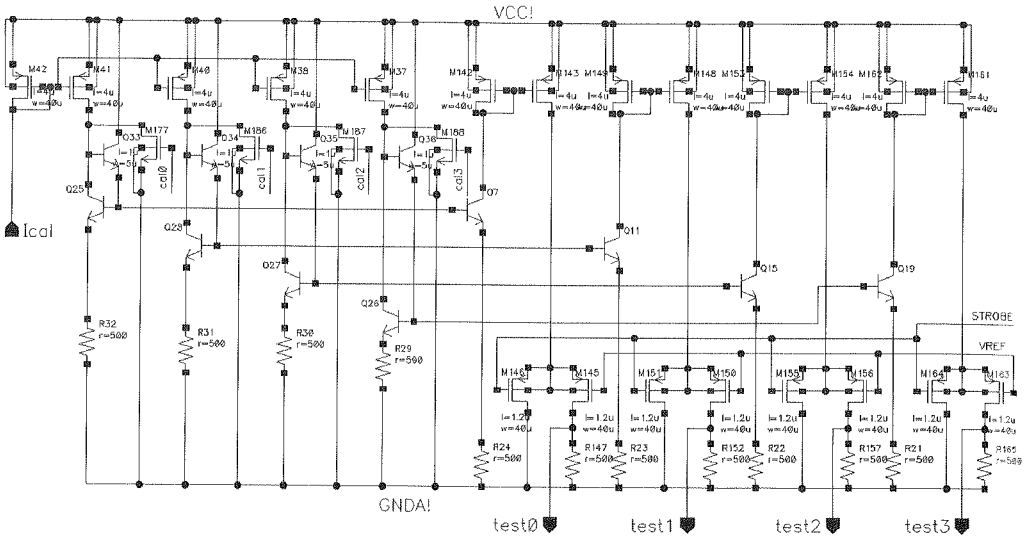
nia okazało się niemożliwe przy zastosowaniu konwencjonalnych metod skalowania powierzchni elementów. Z tego względu w ostatecznej wersji układu ABCD3T zastosowano rozwiązanie z indywidualną korekcją napięcia niezrównoważenia w każdym kanale. Korekcja jest dokonywana jednorazowo przez 4-bitowy przetwornik cyfrowo-analogowy umieszczony w każdym kanale układu front-end, a w wspólny próg dyskryminacji dla wszystkich kanałów jest kontrolowany przez jeden przetwornik 8-bitowy. Napięcie korekcyjne jest generowane na rezystorze R12 przez prąd Icorr dostarczany poprzez zwierciadło prądowe M03-M04 z prądowego przetwornika cyfrowo-analogowego. Taki sam prąd, jak wpompowany do rezystora R12, jest odbierany z tego rezystora przez zwierciadło prądowe Q12-Q13. Zapewnia to stały prąd płynący przez tranzystory Q8T i Q8TT, niezależnie od wielkości prądu korekcyjnego, a więc stałe spadki napięć V_{be} na złączach baza-emiter tych tranzystorów, które kontrybuują do globalnego napięcia dyskryminacji.

4. FUNKCJE DIAGNOSTYCZNE WSPOMAGAJĄCE I TESTOWANIE

Dla układu tak złożonego jak ABCD3T zagadnienia testowania stanowią oddzielną grupę problemów, a testowalność układu musi być uwzględniona już na etapie koncepcji projektu. Należy przy tym wziąć pod uwagę dwa aspekty związane z testowalnością układu, a mianowicie, możliwość testowania gołych układów na płytkach krzemowych przed ich pocięciem w celu selekcji układów pozbawionych defektów produkcyjnych, oraz możliwość monitorowania funkcjonalności i parametrów układów zamontowanych na modułach detektora i pracujących w eksperymencie.

Z punktu widzenia przeznaczenia układu ABCD3T szczególnie krytyczne są parametry analogowe, wzmocnienie, szumy, rozrzuty napięć niezrównoważenia, i kształt impulsu na wyjściu wzmacniacza. Jedną ze specyficznych cech układu ABCD3T jest fakt, że sygnały analogowe wychodzące z kanałów front-end nie są dostępne bezpośrednio na wyjściach układu, muszą więc zostać zmierzone w sposób pośredni. Blok front-end zawiera 128 kanałów i do każdego kanału musi być dostarczony testowy sygnał stymulujący. W układzie ABCD3T został zaimplementowany wewnętrzny system kalibracyjny, który pozwala generować wymuszenia na wejściach analogowych. Jak wspomniano wcześniej sygnały z krzemowych detektorów paskowych są krótkimi impulsami prądowymi. Przy odpowiednio długich stałych czasowych kształtowania impulsów w obwodzie front-end aktualny kształt wejściowego impulsu prądowego można zaniedbać, używając jedynie całkowitego ładunku zawartego w impulsie jako miary wielkości sygnału wejściowego. W układach front-end powszechnie stosuje się układ wstrzykiwania ładunku testowego na wejście przedwzmacniacza poprzez szeregową pojemność. Skok jednostkowy o amplitudzie V_t podany na wejście poprzez pojemność kalibrującą C_t powoduje wstrzyknięcie do wejścia przedwzmacniacza ładunku kalibracyjnego $Q_t = V_t \times C_t$. Na wejściu każdego kanału układu ABCD3T jest dołączony kondensator kalibrujący o wartości 100 fF. Układ kalibracyjny pokazany na rys. 5 zawiera cztery identyczne sekcje. Sygnały kalibracyjne są rozprowadzone poprzez

cztery linie kalibracyjne, przy czym każda linia kalibracyjna jest doprowadzona do co czwartego kanału. Pozwala to na jednoczesny pomiar 32 kanałów układu oraz na pomiar możliwych przesłuchów pomiędzy sąsiednimi kanałami.



Rys. 5. Schemat układu kalibracyjnego

Prąd o zadanej wartości generowany przez 8-bitowy przetwornik cyfrowo-analogowy jest przełączany pomiędzy dwoma gałęziami pary różnicowej przez sygnał cyfrowy STROBE generowany w dekoderze komend w odpowiedzi na odpowiednią komendę. Prąd ten jest bramkowany sygnałem adresu linii kalibracyjnej w taki sposób, że w danym momencie prąd jest dostarczany tylko do jednej z czterech sekcji układu kalibracyjnego. Przełączenie prądu pomiędzy gałęziami pary różnicowej generuje skok napięcia na rezystorze włączonym w jedną z gałęzi pary. W rezultacie otrzymujemy na wyjściu kalibracyjnym sygnały w zakresie 0 – 160 mV z krokiem 2.5 mV. W połączeniu z wartością pojemności kalibracyjnych daje to zakres ładunkowych impulsów kalibracyjnych 0 – 16 fC. Opóźnienie sygnału kalibracyjnego względem sygnału zegarowego jest kontrolowane w zakresie 50 ns z krokiem 0.8 ns przez wewnętrzny programowalny układ opóźniający.

Podstawowe parametry układu front-end, tj. wzmocnienie, szum, i napięcie niezrównoważenia dyskryminatora amplitudy uzyskuje się z krzywych częstości zliczeń w funkcji progu dyskryminacji dla szeregu wartości impulsów kalibracyjnych. Dla każdej kombinacji wielkości impulsu kalibracyjnego i progu dyskryminacji układ kalibracyjny generuje określoną liczbę impulsów kalibracyjnych. Wynikiem pomiaru jest stosunek liczby impulsów, które spowodowały przełączenie dyskryminatora amplitudy do liczby impulsów wejściowych. Przy braku szumów wynikiem pomiaru dla

każdej wartości impulsu kalibracyjnego byłaby funkcja skokowa, tj. 100% rejestrowanych impulsów dla progów dyskryminacji poniżej amplitudy impulsów i 0% dla progów dyskryminacji powyżej amplitudy impulsów. W wyniku superpozycji sygnału i szumów rozkład amplitud jest rozkładem gaussowskim, a mierzona krzywa wydajności dla danej wartości impulsu kalibracyjnego jest całką z rozkładu Gaussa, a więc jest opisana funkcją błędu. Wartość progu dyskryminacji dla wydajności 50% jest równa amplitudzie impulsu na wejściu dyskryminatora, a rozmycie krzywej wydajności zawiera informację o wielkości szumu. Zakres progów dyskryminacji pomiędzy punktami wydajności 88% i 12% odpowiada szerokości połówkowej rozkładu Gaussa *FWHM*, który z kolei jest związany z odchyleniem standardowym (wartością średniokwadratową szumu σ) zależnością: $FWHM = 2.355 \times \sigma$. Wykreślając zależność progów odpowiadających wydajności 50% od wielkości impulsów kalibracyjnych otrzymujemy krzywą odpowiedzi, z której wyznaczamy wzmocnienie części analogowej i napięcie niezrównoważenia dyskryminatora amplitudy. W szczególności, w celu korekcji napięć niezrównoważenia dyskryminatorów należy najpierw wykonać pomiar tych napięć dla wszystkich kanałów i stosownie do zmierzonych wartości dobrać ustawienie korekcyjnych przetworników cyfrowo-analogowego w każdym kanale.

Warto zwrócić uwagę na fakt, że dzięki zastosowaniu w układzie ABCD3T wewnętrznego układu kalibracyjnego możliwy jest pomiar parametrów analogowych bez konieczności dostarczania do układu i odbioru z układu sygnałów analogowych. Impulsy kalibracyjne są generowane w odpowiedzi na komendę przesyłaną w postaci ciągu sygnałów cyfrowych, a bezpośrednim wynikiem pomiaru są adresy kanałów, w których nastąpiło przełączenie dyskryminatorów. Dane te są wysyłane na zewnątrz układu również w postaci cyfrowej. Dzięki takiemu rozwiązaniu możliwy jest pomiar parametrów analogowych na etapie testowania gołych układów ABCD3T na stacji pomiarowej przed pocięciem płytek krzemowych przy równoczesnej pracy bloków cyfrowych z nominalną częstością zegara 40 MHz. Własność ta jest również niezwykle istotna dla diagnostyki układów zamontowanych na modułach w detektorze ATLAS, jako że w trakcie trwania eksperymentu elementy krzemowego detektora torów nie będą dostępne. Dostęp ten będzie również bardzo ograniczony w przerwach pracy eksperymentu ze względu na wtórne promieniowanie wzbudzone w materiałach konstrukcyjnych detektora.

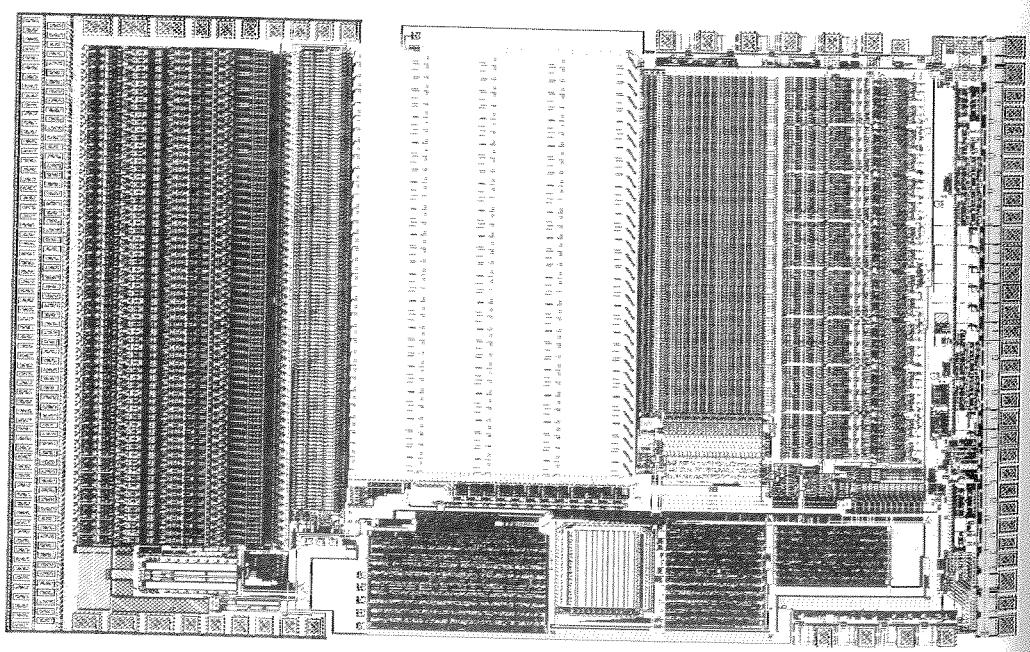
5. INTEGRACJA UKŁADU ABCD3T

Układ scalony ABCD3T jest układem typu „mixed-mode" zawierającym obwody analogowe o wysokiej czułości i bloki szybkiej elektroniki cyfrowej. Zasadniczym problemem przy integracji bloków analogowych i cyfrowych w jednym układzie scalonym jest minimalizacja sygnałów pasożytniczych generowanych przez bloki cyfrowe (nazywanych czasem szumem cyfrowym) i przedostających się do obwodów analogowych. Skuteczne ograniczenie tych zakłóceń wymaga systematycznego potraktowania problemu zarówno na etapie projektowania rozwiązań układowych poszczegól-

nych bloków jak i na etapie projektu masek układu scalonego. Należy z jednej strony minimalizować sygnały pasożytnicze w ich źródłach, a z drugiej, minimalizować wrażliwość obwodów analogowych na sygnały wspólne w liniach zasilania i w podłożu układu scalonego.

W projekcie układu ABCD3T zastosowano szereg rozwiązań, które mają na celu ograniczenie wielkości sygnałów pasożytniczych i ograniczenie sprzężeń pasożytniczych pomiędzy częścią analogową i częścią cyfrową układu. Najważniejsze z tych rozwiązań to:

- szybkie sygnały cyfrowe są przesyłane do układu i wysyłane z układu jako sygnały różnicowe o małej amplitudzie zgodne ze standardem LVDS [9],
- systemy zasilania bloków analogowych i cyfrowych są rozdzielone na układzie i podłączone do oddzielnych padów dzięki czemu unika się przepływu prądów zasilania obwodów cyfrowych i analogowych przez wspólne impedancje doprowadzeń,
- bloki analogowe i cyfrowe są otoczone podwójnymi pierścieniami ochronnymi wykonanymi jako głębokie warstwy dyfuzyjne i podłączonymi do oddzielnych padów,
- dyskryminator amplitudy jest oparty na schemacie w pełni różnicowym i poziom dyskryminacji jest definiowany przez napięcie różnicowe,
- pod padami wejściowymi, które stanowią najbardziej wrażliwe punkty układu, zastosowano warstwy ekranujące wykonane z warstw dyfuzyjnych i podłączone do pierścienia ochronnego otaczającego blok front-end.



Rys. 6. Projekt masek układu scalonego ABCD3T

Układ ABCD3T zawiera bloki analogowe i cyfrowe o bardzo różnorodnej funkcjonalności i strukturze, a co za tym idzie, wymagające różnych technik projektowania. Blok front-end został zaprojektowany w technice „full-custom", tzn. symulacje zostały przeprowadzone na poziomie tranzystorów przy użyciu narzędzi takich jak Hspice i Eldo, a projekt masek tej części został wykonany na najniższym poziomie hierarchii poszczególnych warstw technologicznych. Taki sposób projektowania jest konieczny, jeżeli projektant chce mieć pod kontrolą wrażliwe punkty układu, takie jak: szumy, dopasowanie elementów, wrażliwość na zakłócenia z linii zasilających i z podłoża, przesłuchy. W technice „full custom" zostały również zaprojektowane niektóre bloki cyfrowe, jak np. bloki pamięci i układ kompresji danych. W tym przypadku zasadniczym powodem dla takiego podejścia była minimalizacja powierzchni układu scalonego. Bloki cyfrowe o złożonej funkcjonalności zostały zaprojektowane przy wykorzystaniu biblioteki komórek standardowych i narzędzi do automatycznej syntezy logicznej i automatycznego rozmieszczenia komórek i połączeń na układzie scalonym. Projekt masek układu ABCD3T jest pokazany na rys. 6. Układ ma wymiary 8.4×6.5 mm^2 i zawiera ok. 250 000 tranzystorów MOS i ok. 30 000 tranzystorów bipolarnych.

6. EFEKTY RADIACYJNE

Ze względu na położenie detektora torów w najbardziej wewnętrznej części detektora ATLAS krzemowe detektory paskowe oraz układy elektroniczne do ich odczytu są narażone na bardzo duże dawki promieniowania. Na pole promieniowania w obszarze detektora torów składają się cząstki naładowane i kwanty gamma będące bezpośrednimi produktami zderzeń w akceleratorze, oraz cząstki naładowane, kwanty gamma i neutrony będące wynikiem wtórnych oddziaływań z materiałami konstrukcyjnymi detektora. Z punktu widzenia efektów radiacyjnych w elementach elektronicznych istotna jest separacja skutków oddziaływania promieniowania na efekty jonizacyjne, w wyniku których w półprzewodnikach są generowane pary elektron-dziura, oraz uszkodzenia strukturalne, w wyniku których powstają uszkodzenia sieci krystalicznej półprzewodników. Promieniowanie gamma powoduje tylko jonizację, neutrony tylko uszkodzenia strukturalne a cząstki naładowane zarówno jedno jak i drugie. W elektronice przyjęto charakteryzować efekty radiacyjne oddzielnie względem tych dwóch grup efektów [10]. Miarą ilości wygenerowanych par elektron-dziura jest całkowita dawka jonizacyjna a miarą ilości wygenerowanych uszkodzeń strukturalnych jest fluencja neutronów normalizowana do przekroju czynnego dla neutronów o energii 1 MeV. Poziomy promieniowania przewidywane w obszarze krzemowego detektora torów w eksperymencie ATLAS po 10-ciu latach pracy wynoszą odpowiednio 10 Mrad dla całkowitej dawki jonizującej i 2×10^{14} n/cm^2 dla ekwiwalentnej fluencji neutronów.

Warto w tym miejscu zaznaczyć, że odporna na promieniowanie elektronika dla celów wojskowych i kosmicznych jest kwalifikowana do poziomu 1 Mrad, a więc dawki 10-krotnie niższej niż przewidywana w eksperymencie ATLAS. Oznacza to, że do budowy elektroniki front-end konieczne jest użycie technologii o podwyższonej odpor-

ności radiacyjnej, ale nawet przy wykorzystaniu technologii odpornej na promieniowanie nie można założyć, że parametry elementów będą stabilne. Przewidywane efekty radiacyjne w elementach biernych i czynnych należy wziąć pod uwagę na etapie projektu układu scalonego w danej technologii. Układ ABCD3T został wykonany w technologii DMILL [11] kwalifikowanej jako technologia odporna na promieniowanie. Jest to technologia typu BiCMOS, która zawiera tranzystory CMOS o minimalnej długości kanału 0.8 μm i szybkie tranzystory bipolarne o częstości granicznej f_t rzędu 5 GHz. W dalszej części zostaną omówione podstawowe efekty radiacyjne i ich wpływ na projekt układu ABCD3T.

6.1. PODSTAWOWE EFEKTY RADIACYJNE

Charakter efektów radiacyjnych jest specyficzny dla konstrukcji danego elementu i dla rodzaju promieniowania. W technologiach odpornych na promieniowanie wielkość tych efektów jest ograniczona poprzez odpowiednie zabiegi technologiczne i dzięki temu utrzymywana w określonych granicach. Do konstrukcji układu ABCD3T wykorzystano technologię BiCMOS, a więc należy wziąć pod uwagę efekty radiacyjne w tranzystorach MOS, tranzystorach bipolarnych i w rezystorach.

6.1.1. Efekty radiacyjne w tranzystorach MOS

Struktury MOS są przede wszystkim wrażliwe na efekty jonizacyjne, co jest związane z charakterystycznymi własnościami dwutlenku krzemu stosowanego w tych strukturach jako izolator. Warstwy dwutlenku krzemu, zarówno cienkie stosowane w bramkach tranzystorów typu MOS, jak i grube stosowane do izolacji poszczególnych struktur na układzie scalonym, zawierają defekty objętościowe i powierzchniowe. Zasadniczą własnością dwutlenku krzemu, która decyduje o efektach radiacyjnych jest bardzo mała, rzędu 1×10^{-5} $cm^2V^{-1}s^{-1}$, ruchliwość dziur, co sprawia, że pozostają one praktycznie nieruchome. Ruchliwość elektronów jest znaczna i wynosi 20 $cm^2V^{-1}s^{-1}$. Promieniowanie jonizujące generuje w dwutlenku krzemu pary elektron-dziura, z których część rekombinuje, a część zostaje rozdzielona przez pole elektryczne występujące w warstwach tlenku oraz na skutek dyfuzji. W wyniku tych procesów elektrony zostają usunięte natomiast dziury pozostają unieruchomione na defektach powodując gromadzenie się ładunku dodatniego w warstwach tlenku. Zgromadzony ładunek dodatni powoduje w strukturze MOS przesunięcie napięcia progowego w kierunku wartości ujemnych, a więc w wartościach bezwzględnych zwiększenie napięcia progowego w tranzystorach PMOS i zmniejszenie napięcia progowego w tranzystorach NMOS. Wielkość przesunięć napięć progowych, jest proporcjonalna do grubości warstwy izolatora. Rozwój technologii MOS idzie w kierunku zmniejszania minimalnych wymiarów tranzystorów, a co za tym idzie, redukcji grubości warstwy dwutlenku krzemu pod bramkami tranzystorów i mniejszych przesunięć napięć progowych. Niemniej w standardowych technologiach o minimalnej długości kanału rzędu 0.8 μm przesunięcia te są rzędu 500 mV przy całkowitych zaabsorbowanych dawkach poniżej 100 krad. W technologii DMILL,

w której w celu minimalizacji tych efektów stosowany jest specjalny proces wykonania tlenku, przesunięcia napięć progowych tranzystorów są utrzymywane poniżej 200 mV dla całkowitej dawki 10 Mrad.

Warto w tym miejscu zaznaczyć, że wielkość przesunięć napięć progowych bardzo silnie zależy od pola elektrycznego w dwutlenku krzemu, a więc sposobu polaryzacji tranzystorów w czasie naświetlania. Dlatego też wszystkie testy radiacyjne należy wykonywać w warunkach możliwie zbliżonych do tych jakie będą występować w czasie eksperymentu. Dotyczy to zarówno statycznych napięć polaryzacji jak również trybu pracy układów logicznych, ponieważ końcowe efekty radiacyjne będą zależne od całkowitego czasu przebywania tranzystorów w stanie włączenia i wyłączenia.

Efekt akumulacji dodatniego ładunku w dwutlenku krzemu zachodzi również w tzw. grubym tlenku stosowanym do izolacji struktur na układzie scalonym. Ładunek dodatni w tlenku położonym na podłożu krzemowym typu *p* prowadzi do powstania warstwy inwersyjnej typu *n* na powierzchni krzemu. Warstwa inwersyjna stanowi kanał upływu pomiędzy drenem i źródłem w tranzystorach typu NMOS, oraz pomiędzy sąsiadującymi tranzystorami NMOS na strukturze scalonej. W technologiach odpornych na promieniowanie, jak np. technologia DMILL, powstawaniu warstwy inwersyjnej zapobiega się przez dodatkową implantację na powierzchni krzemu typu *p*.

Kolejnym efektem powodowanym przez promieniowanie jonizujące w tranzystorach MOS jest degradacja transkonduktancji tranzystorów. Defekty powierzchniowe na styku dwutlenek krzemu — krzem w obszarze kanału tranzystora MOS stanowią centra rozpraszające dla nośników ładunku transportowanych przez kanał. Ładunki dodatnie pułapkowane na tych defektach stanowią dodatkowe centra rozpraszania kulombowskiego ograniczające ruchliwość nośników w kanale. Efektem spadku ruchliwości nośników jest degradacja transkonduktancji tranzystorów. Po ekstremalnych dawkach rzędu 10 Mrad transkonduktancja spada o ok. 20%.

Uszkodzenia strukturalne w zakresie fluencji neutronów oczekiwanych w detektorze torów w eksperymencie ATLAS, tj. do 2×10^{14} n/cm^2, nie wpływają znacząco na parametry tranzystorów MOS. Wynikiem uszkodzeń strukturalnych jest generacja defektów w objętości krzemu, które w pierwszym rzędzie prowadzą do redukcji czasu życia nośników mniejszościowych. Ze względu na fakt, że w tranzystorach MOS nośnikami odpowiedzialnymi za przewodzenie prądu w kanale są nośniki większościowe, defekty strukturalne w obszarze kanału nie wpływają na parametry tranzystorów.

6.1.2. Efekty radiacyjne w tranzystorach bipolarnych i rezystorach

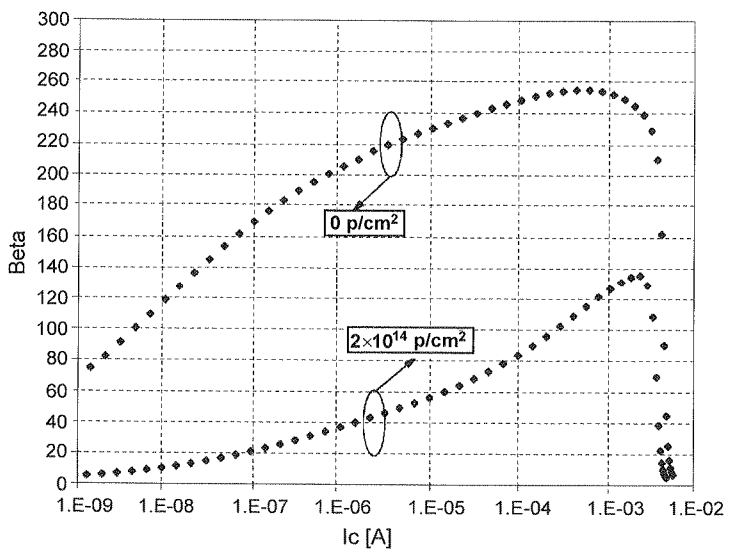
W tranzystorach bipolarnych zarówno efekty jonizacyjne jak i uszkodzenia strukturalne prowadzą do degradacji parametrów tranzystorów. Zasadniczym efektem jest degradacja współczynnika wzmocnienia prądowego β. Współczynnik ten jest silnie zależny od czasu życia nośników mniejszościowych w bazie tranzystora bipolarnego. Uszkodzenia strukturalne generowane w obszarze bazy przez neutrony lub ciężkie cząstki naładowane stanowią dodatkowe centra rekombinacyjne, które ograniczają czas

życia nośników mniejszościowych i prowadzą do spadku współczynnika wzmocnienia prądowego β.

W starszych technologiach bipolarnych, ze złączową izolacją sąsiadujących struktur na układzie scalonym, efekty jonizacyjne nie powodowały żadnych trwałych skutków dla parametrów tranzystorów, jako że generowane pary elektron-dziura były natychmiast separowane i usuwane ze struktury tranzystora przez pole elektryczne w obszarze złącz. W nowszych technologiach, takich jak np. DMILL, do separacji struktur na układzie scalonym stosuje się warstwy dwutlenku krzemu. W takich technologiach obszar bazy tranzystora bipolarnego jest w bezpośrednim kontakcie z warstwą dwutlenku krzemu. Defekty na styku powierzchni krzemu i dwutlenku krzemu stanowią dodatkowe centra rekombinacji powierzchniowej, a równocześnie obszar bazy jest na tyle mały, że nośniki docierają do powierzchni na drodze dyfuzji. Pod wpływem promieniowania jonizującego w dwutlenku krzemu wzrasta liczba aktywnych centrów rekombinacyjnych, podobnie jak dzieje się to w strukturach MOS. Efektem tego jest zwiększona rekombinacja powierzchniowa w obszarze bazy i degradacja współczynnika wzmocnienia prądowego β.

Na rys. 7 przedstawiono typową zależność współczynnika wzmocnienia prądowego β w funkcji prądu kolektora dla tranzystora bipolarnego w technologii DMILL po napromieniowaniu wysokoenergetycznymi protonami, które generują w strukturze tranzystora zarówno defekty strukturalne jak i defekty w dwutlenku krzemu związane z procesami jonizacyjnymi. Widać, że efekt uszkodzeń radiacyjnych jest bardzo znaczący, szczególnie w zakresie małych prądów kolektora.

Wrażliwość na oddziaływanie promieniowania wykazują również rezystory, które są istotnymi elementami technologii bipolarnej. W technologii DMILL rezystory wyso-



Rys. 7. Zależność współczynnika wzmocnienia prądowego β tranzystora bipolarnego od prądu kolektora przed i po naświetleniu protonami o energii 24 GeV do fluencji 2×10^{14} p/cm^2

koomowe są wykonane na bazie warstwy p^+ używanej jako obszar bazy tranzystora bipolarnego npn. W rezystorach tego typu mamy do czynienia z efektami radiacyjnymi powodowanymi zarówno przez promieniowanie jonizujące jak i przez uszkodzenia strukturalne. Po napromieniowaniu dawkami przewidzianymi dla detektora torów wartości tych rezystorów wzrastają o ok. 25%. Drugim efektem, zauważonym dopiero w trakcie testów radiacyjnym prototypowych układów ABCD3T, jest wzrost rozrzutu wartości dla dopasowanych par rezystorów.

6.2. ASPEKTY PROJEKTOWE ZWIĄZANE Z EFEKTAMI RADIACYJNYMI

W technologiach odpornych na promieniowanie efekty radiacyjne są utrzymywane w określonych granicach poprzez odpowiednie zabiegi technologiczne. Nie oznacza to jednak, że na etapie projektowania można założyć, że są one zaniedbywalne. W szczególności przy ekstremalnych dawkach promieniowania oczekiwanych w detektorze torów w eksperymencie ATLAS efekty te będą całkiem znaczące. Dlatego też dla uzyskania układu scalonego o określonej odporności na promieniowanie należy na etapie projektu wziąć pod uwagę przewidywane efekty radiacyjne. Generalnie, wymaga to projektowania pod kątem minimalizacji wrażliwości parametrów układu na zmiany parametrów poszczególnych elementów. W projekcie układu ABCD3T trzy zagadnienia wymagały szczególnej uwagi, a mianowicie:

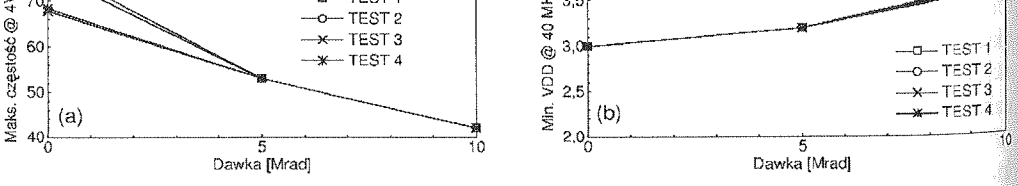
- optymalizacja wymiarów wejściowego tranzystora bipolarnego,
- minimalizacja napięć niezrównoważenia w dyskryminatorach amplitudy,
- szybkość bloków cyfrowych.

Z wcześniejszej dyskusji dotyczącej optymalizacji szumów w układzie front-end wynika, że w stopniu wejściowym preferowany jest tranzystor bipolarny o możliwie dużym współczynniku wzmocnienia prądowego β. Duża wartość β pozwala na polaryzację tranzystora odpowiednio wysokim prądem kolektora i utrzymania szumu śrutowego prądu bazy na poziomie zaniedbywalnym w porównaniu z szumami napięciowymi. Degradacja współczynnika wzmocnienia prądowego β na skutek napromieniowania jest bardzo znacząca i tym większa im mniejsza jest gęstość prądu w tranzystorze. Z tego punktu widzenia preferowane byłoby zastosowanie w stopniu wejściowym tranzystora o minimalnych wymiarach dopuszczonych przez technologię, czyli o wymiarach emitera 1.2×1.2 μm^2 w przypadku technologii DMILL. Z drugiej strony, ograniczenie rezystancji rozproszonej bazy, która stanowi źródło szumu napięciowego, wymaga zastosowania tranzystora odpowiednio większego. Dlatego optymalizacja stopnia wejściowego przedwzmacniacza została przeprowadzona nie pod kątem uzyskania najniższych szumów na początku eksperymentu, ale pod kątem zapewnienia wymaganego stosunku sygnału do szumu przez cały planowany okres pracy detektora, biorąc pod uwagę przewidywany spadek współczynnika β. Ostatecznie zastosowano tranzystor wejściowy o wymiarach 1.2×10 μm^2, dla którego rezystancja rozproszona bazy wynosi typowo 100 Ω, a oczekiwana wartość współczynnika β po naświetleniu pełną dawką 10 Mrad i fluencją neutronów 2×10^{14} n/cm^2 nie powinna spaść poniżej 50, przy typowej wartości początkowej równej 200.

Problem napięć niezrównoważenia w dyskryminatorach amplitudy został już zasygnalizowany wcześniej. Testy radiacyjne pokazały, że po naświetleniu wysokoenergetycznymi protonami i pionami statystyczny rozrzut dopasowanych par rezystorów znacznie wzrasta, nawet o czynnik 3. Przy zastosowanym w układzie ABCD3T schemacie dyskryminatora amplitudy rozrzut napięć niezrównoważenia zależy w pierwszym rzędzie od dopasowania par rezystorów w parze różnicowej. Problem został rozwiązany poprzez zastosowanie indywidualnej korekcji napięcia niezrównoważenia w każdym kanale.

Przesunięcia napięć progowych i degradacja transkonduktancji w tranzystorach MOS pod wpływem promieniowania jonizującego powodują, że czas propagacji sygnału przez podstawowy inwerter ulega wydłużeniu. W konsekwencji prowadzi to do zmniejszenia maksymalnej częstości pracy bloków cyfrowych. Analiza wpływu przesunięć napięć progowych na przełączanie każdego z bardzo wielu układów cyfrowych jest możliwa ale bardzo czasochłonna. Dlatego też przy projektowaniu części cyfrowej zastosowano inną metodę, a mianowicie układy te zostały zaprojektowane dla nominalnych parametrów przed napromieniowaniem w taki sposób aby uzyskać odpowiedni margines dla maksymalnej częstości pracy. Następnie poprawność działania układu dla nominalnej częstości 40 MHz została zweryfikowana dla wszystkich skrajnych kombinacji parametrów procesu z uwzględnieniem parametrów po naświetleniu dawką 10 Mrad. W celu zapewnienia odpowiednich marginesów na rozrzuty technologiczne i efekty radiacyjne bloki cyfrowe zostały zaprojektowane w taki sposób, że dla nominalnych wartości parametrów maksymalna częstość pracy wynosi 80 MHz.

Na rys. 8 pokazano przykładowe wyniki pomiarów maksymalnej częstości pracy układu ABCD3T dla kilku testów cyfrowych w funkcji dawki promieniowania. Pomiary te pokazują, że po naświetleniu maksymalną dawką 10 Mrad maksymalna częstość pracy dla większości bloków cyfrowych spada prawie o czynnik 2 (wykres (a)). Wykres (b) pokazuje, że szybkość działania układu zależy od napięcia zasilania. Ze względu na ograniczenia mocowe część cyfrowa układu ABCD3T została zaprojektowana dla napięcia zasilania 4 V, pomimo że nominalne napięcie zasilania dla technologii DMILL wynosi 5 V. Daje to dodatkowy margines na odzyskanie wymaganej szybkości pracy układu kosztem podniesienia napięcia zasilania w przypadku, gdyby efekty radiacyjne lub dawki promieniowania okazały się większe od przewidywanych.



Rys. 8. Degradacja maksymalnej częstości pracy bloków cyfrowych w funkcji dawki promieniowania jonizującego (a) i minimalnego napięcia zasilania bloków cyfrowych (b)

7. PODSUMOWANIE

Sprostanie wymaganiom stawianym przed elektroniką front-end do odczytu krzemowych detektorów paskowych w eksperymencie ATLAS jest możliwe tylko przy wykorzystaniu techniki specjalizowanych układów scalonych. Architektura opracowanego wielokanałowego układu scalonego ABCD3T jest specyficzna dla potrzeb eksperymentu i układ ten nie ma odpowiednika w jakimkolwiek innym istniejącym układzie scalonym. Pod względem architektury, funkcjonalności i parametrów takich jak szumy, szybkość obwodów analogowych, poboru mocy, odporności radiacyjnej, układ ABCD3T jest jednym z najbardziej zaawansowanych rozwiązań w dziedzinie elektroniki front-end dla detektorów krzemowych używanych w eksperymentach fizyki cząstek elementarnych.

8. PODZIĘKOWANIA

Udział autora w opracowaniu układu ABCD3T był finansowany przez KBN: SPUB Nr 112/E-356/SPUB-M/CERN/P-03/DZ250/2000-2002.

9. BIBLIOGRAFIA

1. *ATLAS TDR 5, Inner Detector Technical Design Report*. Vol. II, CERN/LHCC/97-17, 30 April 1997.
2. L. Andricek et al.: *Design and test of radiation hard p/sup +/n silicon strip detectors for the ATLAS SCT*. Nucl. Instr. and Math. Vol. A439 (2000), 427.
3. W. Dąbrowski, P. Gryboś, M. Idzik: *Study of spatial resolution and efficiency of silicon strip detectors with different readout schemes*. Nucl. Instr. and Meth. Vol. A356 (1995), 241.
4. W. Dabrowski, J. Kaplon, R. Szczygiel: *SCT128B – a Prototype Radiation Hard Chip for Binary Readout of Silicon Strip Detectors in the ATLAS Silicon Tracker*. Nucl. Instr. and Meth. Vol. A421, (1999), p. 303.
5. W. Dąbrowski: *Readout electronics for the ATLAS semiconductor tracker*. Nucl. Instr. and Meth. Vol. A386, 1997, p. 117.
6. F. Anghinolfi et al.: *SCTA — A Rad-Hard BiCMOS Analogue Readout ASIC for the ATLAS Semiconductor Tracker*. IEEE Trans. on Nucl. Sci. Vol. 44, No. 3 (1977), p. 298.
7. G. Hall: *Ionisation energy losses of highly relativistic charged particles in thin silicon layers*. Nucl. Instr. and Meth. Vol. A220, 1984, p. 356.
8. S.O. Rice: *Mathematical Analysis of Random Noise*. Bell Syst. Tech. J., Vol. 24, 1945, p. 55.
9. IEEE Std 1596.3-1996, IEEE Standard for Low-Voltage Differential Signals (LVDS) for Scalable Coherent Interface (SCI).
10. G.C. Messenger, M.S. Ash: *The Effects of Radiation in Electronic Systems*. New York, Van Nostrand Reinhold Company, 1986.
11. RD29 Status Report „DMILL, A Mixed Analog-Digital Radiation Hard Technology for High Energy Physics Electronics'', CERN/LHCC/97-15, 11 March 1997.

W. DĄBROWSKI

FRONT-END ELECTRONICS FOR READOUT OF SILICON TRACKER IN THE ATLAS EXPERIMENT

Summary

The paper presents the front-end electronics for readout of silicon strip detectors in the ATLAS experiment. A basic component of the system is a 128-channel ASIC which receives the signals from the detectors, performs signal processing, buffering and compression of data. In the paper we discuss critical issues of the design, like noise, radiation hardness and integration of analogue and digital circuits on the same integrated circuit.

Keywords: ASIC – Application Specific Integrated Circuit, mixed-mode circuits, front-end electronics, noise, radiation damage.

KWARTALNIK ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI, 2002, 48, z. 2, ss. 271–283

System filtracji przypadków w czasie rzeczywistym w eksperymencie ATLAS

KRZYSZTOF KORCYL[1,3], PIOTR GOLONKA[2,3]

1. Samodzielna Pracownia Eksperymentu ATLAS, Instytut Fizyki Jądrowej im. H.Niewodniczańskiego w Krakowie,
2. Wydział Fizyki i Techniki Jądrowej, Akademia Górniczo-Hutnicza w Krakowie,
3. CERN, Europejskie Centrum Badań Jądrowych

Otrzymano 2001.10.05
Autoryzowano 2001.11.29

W artykule przedstawiono zadania systemu filtracji przypadków w eksperymencie ATLAS, a także proponowaną realizację takiego systemu, wykorzystującą w maksymalny sposób sprzęt dostępny na rynku komputerów i sieci komputerowych. System powinien wskazać maksymalnie 100 przypadków w ciągu sekundy, w których zaszło interesujące oddziaływanie spośród 1 miliarda generowanych w tym czasie przez akcelerator. Aby uzyskać wymaganą redukcję, system został podzielony na 3 poziomy, z których pierwszy zrealizowany będzie w postaci specjalizowanych układów elektronicznych, natomiast dwa wyższe wykorzystują farmy procesorów (PC) oraz sieć komputerową opartą na technologii Ethernet. Wykorzystanie informacji z poziomu pierwszego o rejonach w detektorze, gdzie wystąpiło interesujące oddziaływanie pozwoliło zredukować znacznie wymagania na przepustowość sieci i moc obliczeniową komputerów. Szacuje się, ze wymagana przepustowość wyniesie około 6GB/s, natomiast do wykonania zadań na poziomie drugim i trzecim będzie potrzebne około 500 procesorów o częstotliwości zegara 4 GHz. Ze względu na rozmiar systemu budowanie prototypu w pełnej skali jest zbyt kosztowne. Oszacowanie jego przepustowości i czasu wypracowania decyzji oparte jest o analizę wyników komputerowego modelowania systemu. Przedstawiony system może służyć jako przykład realizacji systemu filtrowania danych w dużych eksperymentach fizyki cząstek elementarnych przeprowadzanych na akceleratorach cząstek przeciwbieżnych.

Słowa kluczowe: fizyka wysokich energii, eksperyment ATLAS, system filtracji, system wyzwalania (trigger).

1. ZADANIA SYSTEMU FILTRACJI WYNIKAJĄCE Z PROCESÓW FIZYCZNYCH

Zadaniem systemu filtracji przypadków w eksperymencie ATLAS (jak i w większości eksperymentów fizyki wysokich energii) jest wskazanie w sposob efektywny i kontrolowany interesujących przypadków, które system zbierania danych powinien

przesłać do zapisu na stałym nośniku w celu późniejszej, dogłębnej analizy fizycznej. Przekładając to na parametry występujące w eksperymencie ATLAS na akceleratorze LHC[1], który pracować będzie przy docelowej świetlności[2] (10^{34} $cm^{-2}s^{-1}$), zadaniem takiego systemu będzie wybór około 100 interesujących przypadków spośród około miliarda powstających w każdej sekundzie[3] i wskazanie ich systemowi rejestracji danych. Każdy przypadek opisany jest przez około 2 megabajty danych i liczba 100 przypadków jest praktycznym limitem, wyznaczanym przez moc komputerów potrzebnych do analizy zapisanych danych (200 MB/s) jak i wydajnością urządzeń zapisu na trwałym nośniku.

System wyzwalania jest charakteryzowany przez wydajność i selektywność. Wydajność określa jaką część przypadków interesujących zostanie zaakceptowana. Selektywność określa zdolność systemu do odrzucania przypadków nieinteresujących. Wymaganiem stawianym przed projektantami systemu jest maksymalizacja obu wielkości.

Przy nominalnej świetlności akceleratora poszukiwana cząstka Higgsa (zakładając, że jej masa wynosi 120 GeV) powinna pojawiać się średnio co dwie minuty (10^{-2} Hz). Cząstka ta może rozpadać się na wiele różnych sposobów (w żargonie fizycznym mówi się, że istnieje wiele kanałów rozpadu). Jeśli chcielibyśmy zbadać choćby jeden z kanałów (np. rozpad Higgsa na dwa fotony) i zbierać dane przypadków, w których taki rozpad nastąpił, to statystycznie taki przypadek będzie pojawiał się co 33 minuty i należy go znaleźć wśród 10^{13} przypadków, które w tym czasie wystąpią. Ponieważ zderzenia są zdarzeniami niezależnymi, to rozpad Higgsa na dwa fotony może nastąpić w dwóch sąsiednich oddziaływaniach (w odstępie czasu 25ns) lub w oddziaływaniach pomiędzy którymi mogą upłynąć godziny pracy akceleratora. Aby poznać precyzyjnie i ilościowo kanały rozpadu potrzebne jest wiele godzin pracy akceleratora i eksperymentu.

Selekcja przypadków dokonywana jest w oparciu o rozpoznawanie cząstek, które pozostają po oddziaływaniu: pojedynczych elektronów, mionów, kwantów gamma, oraz strumieni cząstek (jetów) itp. Cząstki te obdarzone są pędem, który mierzy się w kalorymetrach poprzez pomiar energii przekazanej przez cząstkę materiałowi detektora. Wielkość zmierzonego pędu jest jednym z podstawowych kryteriów wykorzystywanych do wstępnego klasyfikowania przypadków. Dodatkowym kryterium stosowanym do klasyfikacji jest miejsce w detektorze, gdzie znaleziono cząstkę. Tak więc np. elektrony o zbyt małym pędzie lub miony poruszające sie wzdłuż rury akceleratora nie są uważane za interesujące.

Zanim akcelerator LHC osiągnie zakładaną świetlność, będzie przez jakiś czas pracował z tzw. niską świetlnością: 10^{33} $cm^{-2}s^{-1}$. Taki reżim pracy pozwoli na studiowanie procesow fizycznych towarzyszących rozpadowi hadronów zawierających kwark b (realizowany będzie program nazywany „Fizyką-B"). Pomimo że produkty końcowe takich rozpadów charakteryzują się znacznie niższym pędem od produktów przy

[1] LHC: z angielskiego Large Hadron Collider — wielki zderzacz hadronowy.

[2] Świetlność jest parametrem opisującym „moc" akceleratora, „jasność" zderzanych wiązek.

[3] LHC zderzać będzie paczki cząstek z częstotliwością 40 MHz, a w każdym zderzeniu spodziewamy się średnio 23 oddziaływań.

nominalnej świetlności, to oczekuje się, że ten sam system filtracji będzie pracował zarówno dla nominalnej jak i niskiej świetlnosci akceleratora (więcej o konsekwencjach takiego wymagania w paragrafie poświęconym architekturze systemu oraz w paragrafie poświęconym przykładowi jego realizacji).

Modelowanie procesów fizycznych występujących w ATLASie umożliwiło przygotowanie list sterujących (Trigger Menu), których elementami są sygnatury fizyczne interesujących procesów: jest to zestaw cząstek pozostałych po zdarzeniu wraz z ich pędami i rejonem występowania. Przykładowo 2 elektrony o pędach przekraczajacych 20 GeV/c i dwa elektrony o pędzie przekraczającym 7 GeV/c (sygnatura oznaczana symbolicznie 2l20i+2l7i) mogą sygnalizować rozpad cząstki Higgsa na dwa bozony Z, które z kolei rozpadają sie na 4 elektrony: $H \rightarrow ZZ(*) \rightarrow 4e$.

Decyzja systemu filtracji, po rozpoznaniu grupy cząstek i zmierzeniu ich pędu, czy energii sprowadza się do sprawdzenia czy w Trigger Menu znajduje się sygnatura kwalifikująca przetwarzany przypadek jako interesujący. Jeżeli nie spełnione są kryteria żadnej ze zdefiniowanych sygnatur, przypadek jest odrzucany.

Progowe wartości pędu oraz cechy charakterystyczne cząstek, kwalifikujących przypadek jako zaakceptowany zostały dobrane tak, by uzyskać wysoką wydajność przy utrzymaniu założonej częstotliwości pracy całego systemu (końcowe 100 Hz). Oczekuje się iż w miarę poznawania charakterystyki detektora, czasu trwania eksperymentu, rozwoju technologii czy też poszukiwania nowych cząstek, listy te będą uaktualniane.

2. WIELOPOZIOMOWOŚĆ SYSTEMU FILTRACJI

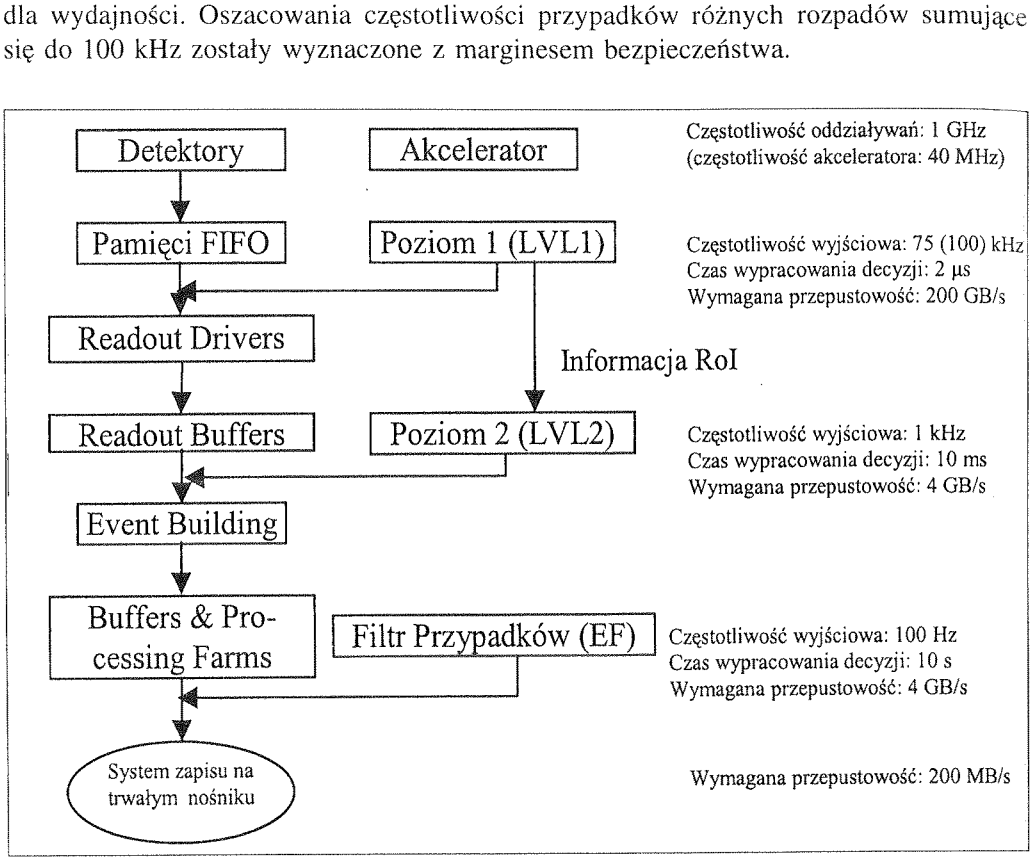
Aby sprostać założonemu wymaganiu zredukowania czestotliwości występowania przypadków o ponad 5 rzędów wielkości (z 40MHz do 100Hz) przy jednoczesnym zachowaniu wysokiej selektywności, system filtracji został podzielony na 3 poziomy: poziom pierwszy (LVL1), poziom drugi (LVL2) oraz poziom trzeci — tzw. filtr przypadków (EF — Event Filter) (rys. 1).

Generalną zasadą systemu wielopoziomowego jest rozpatrywanie na danym poziomie przypadków zaakceptowanych przez poziom niższy, używając wyniki jego pracy oraz bardziej szczegółowa (niż poprzednio) analiza danych z detektora (analiza danych z pełną granularnością, uwzględnienie danych kalibracyjnych itp).

2.1. POZIOM PIERWSZY SYSTEMU FILTRACJI (LVL1)

Zadaniem pierwszego stopnia jest redukcja częstotliwości przypadków do analizy z 40 MHz akceleratora do 75-100 kHz. Dobierając wartości progowe w Trigger Menu możemy regulować częstotliwość z jaką akceptujemy przypadki: np. zwiększenie limitu z 6 do 8 GeV dla pojedynczego mionu przy niskiej świetlności, zmniejsza częstotliwość akceptowania przypadków z takim mionem czterokrotnie bez specjalnego uszczerbku

dla wydajności. Oszacowania częstotliwości przypadków różnych rozpadów sumujące się do 100 kHz zostały wyznaczone z marginesem bezpieczeństwa.



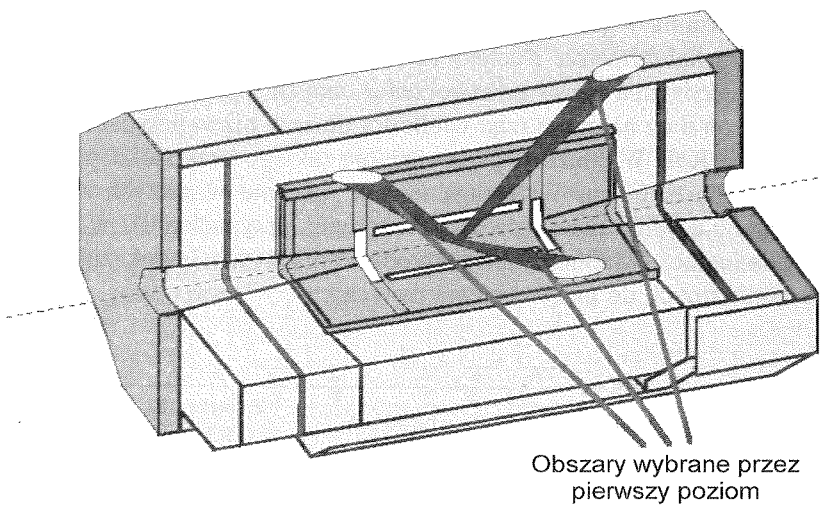
Rys. 1. Wielopoziomowy system filtracji przypadków

Podejmowanie decyzji co 25 ns wymaga stosowania specjalnie konstruowanych układów elektronicznych: specjalizowanych układów scalonych (ASICs) oraz programowanych tablic logicznych (FPGAs), które pracują synchronicznie z akceleratorem. Urządzenia te pracują jedynie na części dostępnych danych by zgrubnie oszacować przydatność analizowanego przypadku (kanały odczytu detektorów są grupowane i pochodzą z okrojonego zespołu detektorów: kalorymetr oraz komory mionowe; zjawiska fizyczne wykorzystywane w innych detektorach nie pozwalają na odczyt sygnału z taką częstotliwością).

W czasie gdy LVL1 podejmuje decyzję (szacuje się, że wymagać będzie to około 2 μs), dane zarejestrowane w detektorach są przechowywane w pamięciach typu FIFO (około 80 przypadków: 2 μs/25 ns). Co 25 ns nowe dane wprowadzane są na koniec kolejki, natomiast LVL1 wypracowuje decyzję dla przypadku, który znajduje się na czele kolejki FIFO. Jeśli decyzja jest negatywna dane są porzucane, jeśli pozytywna — dane opuszczające kolejkę są przepisywane do specjalnych buforów (Readout Drivers), gdzie są formatowane i przygotowane do przesłania linkiem optycznym do

buforów odczytu: (ang. Readout Buffers: ROBs). W buforach tych oczekują na podjęcie decyzji przez LVL2 oraz (o ile decyzja LVL2 będzie pozytywna) przesłanie do poziomu filtra przypadków (Event Filter: EF).

Wraz z decyzją dotyczącą przypadku poziom pierwszy preselekcji przekazuje dodatkową informację, która jest używana przez poziom drugi. Informacją tą są tzw. „rejony zainteresowania" (Region of Interest: RoI). Są to współrzędne miejsc w ATLASie, gdzie zdarzyło się interesujące oddziaływanie dające przyczynek do zakwalifikowania przypadku przez LVL1 jako interesujący. Współrzędne te wyznaczają stożki w przestrzeni (rys. 2) przecinające różne detektory wyznaczając obszary zawierające potencjalnie interesujące dane.



Rys. 2. Rejony zainteresowania (RoI)

2.2. POZIOM DRUGI SYSTEMU FILTRACJI (LVL2)

Zadaniem drugiego poziomu układu wyzwalania jest zredukowanie częstotliwości przypadków ze 100 kHz (wyjściowa częstotliwość LVL1) do około 1 kHz. Aby było to możliwe, zakłada się że LVL2 będzie pracować na danych detektora z pełną dokładnością, próbując lepiej zrekonstruować parametry cząstek rozpoznanych przez LVL1 poprzez korelację danych z różnych detektorów.

LVL2 używa informacji zawartych w RoI, dostarczonych przez LVL1. Informacja ta pozwala na selektywne pobieranie i przetwarzanie danych pochodzących jedynie z części detektora gdzie wystąpiło interesujące oddziaływanie, nie zaś z całości jego objętości czynnej.

Wypracowywanie decyzji przez LVL2 jest asynchroniczne w stosunku do częstotliwości LHC. Oczekuje się, że średni czas nie powinien przekraczać 10 ms (przypadki, które cechują się mniejszą liczbą RoI są przetwarzane krócej niż te z większą liczbą).

Jak wspomniano w rozdziale poświęconym wymaganiom stawianym przez procesy fizyczne systemowi filtracji, ten sam system powinien funkcjonować dla nominalnej i niskiej świetlności akceleratora. W reżimie pracy z niską świetlnością, gdy zbierane są dane dla „Fizyki B", jedyną informacją jaka dostarcza poziom LVL1, jest rejon (ROI), gdzie zarejestrowany został izolowany mion z pędem przekraczającym niski próg (istnienie co najmniej 1 mionu w przypadku jest koniecznym warunkiem jego zaakceptowania przez LVL1).

Strategia postępowania w LVL2 wymaga, aby po przesłaniu i przetworzeniu danych z detektora mionów i potwierdzeniu decyzji LVL1, dokonać przesłania i przetworzenia danych z całego detektora TRT (Transition Radiation Tracker) w poszukiwaniu nowych śladów. Ślady te mogą wyznaczyć nowe RoI (tzw. LVL2 RoI), które wymagają dalszej analizy i potwierdzania w precyzyjnych częściach centralnego detektora śladów, a następnie również w kalorymetrze i detektorach mionów.

Wstępne oszacowania czasu przetworzenia danych z całego TRT (TRT full scan) sugerują, że jest on o co najmniej rząd wielkości dłuższy niż w przypadku przetwarzania danych jedynie z RoI. Wydłużone przetwarzanie takiego przypadku powoduje zajęcie procesora przez dłuższy czas i wymaga użycia znacznie większych zasobów (więcej procesorów pracujących równolegle nad kolejnymi przypadkami), w porównaniu do pracy przy nominalnej świetlności akceleratora. Poniższa tabela pokazuje ilość procesorów LVL2 koniecznych do przetworzenia danych:

Czestotliwość LVL1:	Bez fizyki „B"	Z fizyką „B" (TRT scan)
40.2 kHz	158	343
80.3 kHz	317	501

Potwierdzając lub odrzucając informacje przekazane przez LVL1 RoI, poziom LVL2 kończy pracę nad przypadkiem przygotowując zestaw rozpoznanych cząstek, ich precyzyjniej obliczone pędy i inne właściwości. Decyzja dotycząca przypadku jest pozytywna jeśli w Trigger Menu dla poziomu drugiego znajduje się pozycja zgodna z rozpoznanym zestawem.

2.3. POZIOM TRZECI SYSTEMU FILTRACJI: FILTR PRZYPADKÓW (EF)

Ostatnim stopniem systemu filtracji pracującym w czasie rzeczywistym jest filtr przypadków (Event Filter, EF).

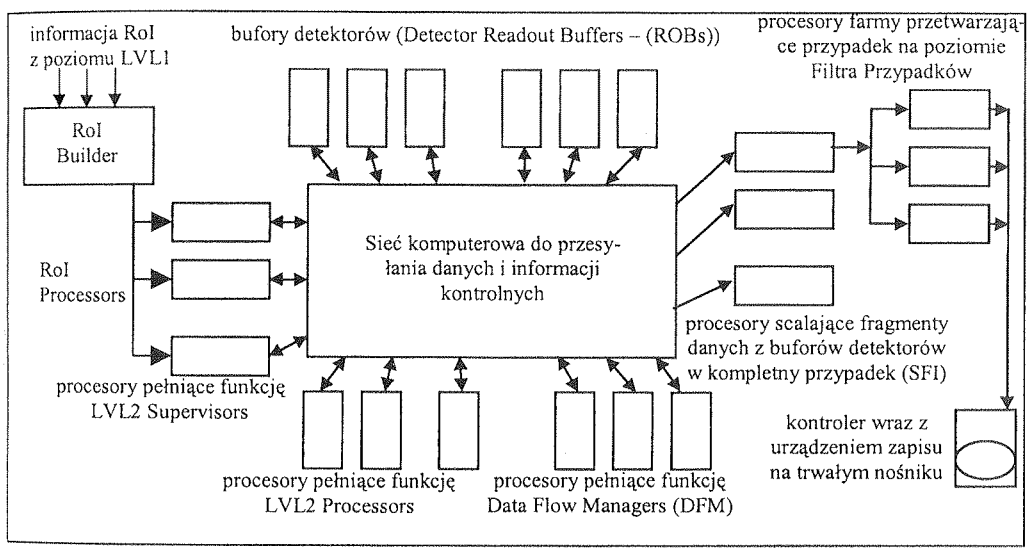
Pozytywna decyzja LVL2 uruchamia przesyłanie danych dotyczących danego przypadku z buforow ROB wszystkich detektorów do miejsca skompletowania całego przypadku, a następnie przekazanie ich do filtra przypadków dla dokonania pełnej

rekonstrukcji przypadku. Do danych dołączane są wyniki przetwarzania przypadku przez LVL1 oraz LVL2 oraz dane kalibracyjne pozwalające wyznaczyć parametry rozpoznanych cząstek z większą dokładnością. Oczekuje sie, że czas przetwarzania przypadku w filtrze przypadków bedzie wynosił około 1 sekundy.

Przypadki, które nie zostaną przetworzone przez LVL2 w określonym czasie (np. z powodu dużej ilości RoI), zostaną również zakwalifikowane jako interesujące i przekazane do EF w celu ponownego ich przetworzenia (tym razem ze znacznie większym limitem czasowym). Ze względu na płynność granicy między systemami i podobieństwo w przetwarzaniu przypadków (asynchroniczne), LVL2 oraz EF sa łączone często jako system filtracji wyższego poziomu (High Level Triggers: HLT).

3. PROPONOWANA ARCHITEKTURA WYŻSZEGO POZIOMU SYSTEMU FILTRACJI (LVL2 ORAZ EF)

Na rys. 3, przedstawiona jest konfiguracja sprzętowa realizująca zadania wyższego poziomu systemu filtracji (HLT).



Rys. 3. Proponowana architektura wyższych poziomów systemu filtracji

RoIBuilder jest elementem przyjmującym informacje RoI z LVL1. Informacja ta jest przesyłana za pomocą kilku (aktualnie 6) szybkich połączeń światłowodowych (protokół S-LINK) z różnych miejsc w LVL1 (kalorymetru, detektora mionów, Centralnego Procesora LVL1), a następnie scalana w RoIBuilderze i przesyłana dalej do jednego z RoI Procesorów.

Ponieważ RoIBuilder musi działać z nominalną częstotliwością poziomu LVL1 (100 kHz) został wykonany przy użyciu Programowanych Tablic Logicznych: FPGA.

Farma RoI Procesorów oparta o konwencjonalne procesory (PC) pełni funkcję Supervisora LVL2, który dystrybuje przyjęte przypadki do przetworzenia przez procesory LVL2. Przechowując listę przydzielonych dotychczas przypadków do określonych procesorów, Supervisor jest w stanie kontrolować obciążenie poszczególnych procesorów i przydzielać nowe przypadki tym, które mają najmniejszą kolejkę przypadków czekających na zakończenie przetwarzania.

Procesor LVL2 po otrzymaniu informacji RoI o przypadku rozpoczyna jego przetwarzanie od wysłania żądania przysłania danych z buforów detektora obejmujących obszar RoI. Aby zminimalizować ilość przesyłanych danych oraz czas procesora potrzebny na przetwarzanie przypadku, procesory LVL2 realizują strategię sekwencyjnego pobierania danych z detektorów. Polega ona na tym, że dane z obszaru RoI są pobierane sekwencyjnie z detektorów, przy czym dane z kolejnego detektora są pobierane jeśli dotychczasowe przetwarzanie daje wynik pozytywny. I tak np. dla mionowego RoI, pobranie i przetworzenie danych z samych tylko komór mionowych, bez analizy danych z innych detektorów pozwala odrzucić 50% przypadków wskazanych błędnie przez poziom LVL1.

Przypadki, dla których przetwarzanie danych z komór mionowych potwierdziło słuszność decyzji LVL1, są przetwarzane w dalszym ciągu, a kolejnym krokiem jest pobranie danych z obszaru RoI w kalorymetrze. Jeśli dane z kalorymetru nie potwierdzą hipotezy interesującego przypadku to jest on odrzucany i procesor pobiera kolejny przypadek z kolejki. Jeśli dane z kalorymetru potwierdzają hipotezę, dane z obszaru RoI kolejnego detektora są pobierane do procesora LVL2. Po zakończeniu analizy przypadku procesor LVL2 przesyła decyzję do Supervisora.

Z opisanego algorytmu przetwarzania przypadków przez procesor LVL2 wynika, że całkowity czas przetwarzania zależy zarówno od komplikacji przypadku jak i czasu zużywanego na analizę danych z różnych detektorów. Szacuje sie, że czasy przetwarzania dla różnych detektorów moga się różnić nawet o rząd wielkości. Dlatego istotnym jest aby Supervisor przydzielal przypadki tym procesorom, których kolejka oczekujących przypadków jest najkrótsza, unikając w ten sposób sytuacji, w której pewne przypadki będą miały bardzo długi czas podejmowania decyzji, a dane dla tych przypadków będą blokować miejsce w buforze detektora.

Decyzje otrzymane przez Supervisora są grupowane (zarowno pozytywne jak i negatywne) i jako jedna informacja przesyłane do systemu filtru przypadków EF. Grupowanie decyzji pozwala zminimalizowac ruch na sieci komputerowej (mniej pakietów jest przesyłanych), a także minimalizuje czas jaki odbierający moduł musi poświęcić na obsługę przerwań generowanych w momencie przyjmowania pakietów.

Moduł DFM (Data Flow Manager), który jest adresatem takiej informacji pełni podobną rolę w EF jak Supervisor w LVL2. Aby przypadek, zaakceptowany przez LVL2, mógł być przetworzony przez EF, dane ze wszystkich buforów całego ATLASa muszą zostać skompletowane w jednym procesorze.

Zadaniem DFM jest wyznaczenie procesora SFI (SubFarm Interface), który będzie prowadził scalanie danych z przypadku. Wyznaczanie procesorów SFI oparte jest o przydzielanie kolejnych przypadków do tych SFI, w których oczekująca kolejka jest

najkrótsza (podobny mechanizm przy wyznaczania procesora LVL2 przez Supervisora). DFM przeglądając grupę pozytywnych decyzji przypisuje do nich adresy SFI, które będą się tymi przypadkami zajmować. Tak zmodyfikowana informacja jest wysyłana do wszystkich buforów detektorów (multicast).

Bufory rozkodowują otrzymaną informację i przeglądając grupę pozytywnych decyzji, zaczynają wysyłać dane z poszczególnych przypadków do przydzielonych im procesorów SFI. Przeglądanie listy rozpoczynane jest przez poszczególne procesory od różnego miejsca. Unika się tym samym sytuacji, gdy wszystkie bufory zaczną wysyłać dane z przypadku na pierwszym miejscu listy do tego samego SFI, powodując zablokowanie sieci. Lista przypadków z grupy z negatywną decyzją jest wykorzystywana przez bufory do zwolnienia miejsca zajmowanego przez te przypadki. Miejsce w buforze zajmowane przez zaakceptowany przypadek jest zwalniane po bezbłędnej transmisji danych do SFI.

Gdy wszystkie fragmenty danych z przypadku dotrą do SFI, prześle on je dalej do procesora farmy EF w celu wykonania pełnego algorytmu rekonstrukcji. Informacja o skompletowaniu danych z przypadku przesyłana jest do modułu DFM, który uaktualnia listę zajętości procesorów SFI.

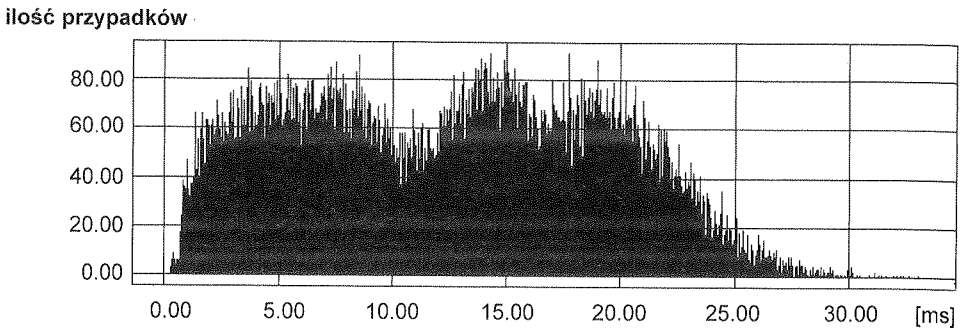
Kluczowym elementem zapewniającym komunikację pomiędzy różnymi elementami architektury jest sieć komputerowa. Oczekuje się, że realizacja takiej sieci (około 2000 portów) wykonana zostanie w standardzie Ethernet (Fast, Gigabit oraz 10Gigabit) ze względu na jego popularność i pełną dostępność.

4. MODELOWANIE SYSTEMU FILTRACJI

Z uwagi na wielkość i koszty budowy systemu filtrowania danych dla ATLASa, nie jest ekonomicznie uzasadnione zbudowanie dla celów testowych prototypu takiego systemu. Możliwe jest jedynie budowanie systemów testowych w mniejszej skali oraz ekstrapolacja otrzymanych wyników do pełnych rozmiarów przy pomocy symulacji komputerowych.

Testowanie pomniejszonych, funkcjonalnych systemów (z testowym oprogramowaniem) przyniosło nie tylko dowód na poprawność wybranych rozwiązań, ale również dostarczyło parametrów, dzięki którym możliwe stało się skonstruowanie modeli poszczególnych elementów: Buforów Odczytu (Readout Buffers), Jednostek Przetwarzających (Processor), switchy, interfejsów sieciowych czy elementów sterujących przepływem informacji (DFM, Supervisor).

Rysunek 4 przedstawia przykładowy rozkład czasu wypracowania decyzji przez poziom LVL2 uzyskany przy pomocy modelowania. Model systemu obejmował 1480 buforów danych (ROB), 400 procesorów LVL2 pobierających dane z buforów obejmowanych przez RoI oraz 6 Supervisorów. Na rysunku widoczne są trzy zgrupowania czasów: pierwsze poniżej 10 ms i dwa dalsze o czasach nieco dłuższych. Grupy z dłuższymi czasami odpowiadają przypadkom, dla których sekwencyjne przetwarzanie nie zakończyło się po pierwszym kroku, a pobieranie danych z kolejnych



Rys. 4. Rozkład czasu wypracowania decyzji dla poziomu LVL2 systemu filtracji

detektorów oraz wykonywanie programów analizujących spowodowało wydłużenie czasu wypracowania decyzji.

Obecnie trwają prace nad pełną integracją wszystkich elementów, które wspólnie pozwolą zasymulować pracę całego systemu HLT. Symulacje pozwolą również wybrać najlepsze rozwiązania dla architektury całego systemu (np. odpowiedź na pytanie: czy lepiej by LVL2 i EF miały oddzielne połączenia sieciowe do poszczególnych buforów ROB, czy też lepiej połączyć wszystko jedną, wspólną siecią).

4.1. MODELOWANIE ELEMENTÓW SIECIOWYCH

Kluczowym elementem projektowanej sieci komputerowej dla systemu HLT jest switch — urządzenie wyposażone w porty komunikacyjne, do których podłączane są komputery wymieniające ze sobą informacje. Aby uniezależnić się od jednego producenta, a jednocześnie mieć możliwość oceny przydatności nowo powstających urządzeń do wymogów architektury systemu, zrealizowany został model switcha oparty o zestaw kilku parametrów, kluczowych dla jego działania. Kalibracja modelu dla wybranego urządzenia polega na przeprowadzeniu kilkunastu prostych pomiarów, pozwalających zmierzyć wartości parametrów wykorzystywanych przez model. Skalibrowany model switcha może zostać następnie użyty w modelu całego systemu, pozwalając niezwłocznie ocenić przydatność danego urządzenia do wykorzystania w budowie sieci dla HLT. Model odzwierciedla hierarchiczną budowę switchy (porty grupowane są w moduły komunikujące się między sobą przez dodatkowe medium — Backplane), a także tryb pracy „store-and-forward": odbierany od nadawcy pakiet zostaje przesłany do portu wyjściowego dopiero po całkowitym przyjęciu go przez port wejściowy. Taki tryb pracy umożliwia wykorzystanie switcha do połączeń pomiędzy portami pracującymi z różnymi prędkościami w standardzie Ethernet (Fast, Gigabit i 10Gigabit). Model switcha umożliwia monitorowanie kolejek pakietów oczekujących na dostęp do portu, dostarczając informacji wykorzystywanych w decyzjach dotyczących architektury sieci oraz przy kształtowaniu ruchu w sieci (traffic shaping).

Kompletność modelu sieci komputerowej jest uzupełniona przez model interfejsu sieciowego instalowanego w komputerach dołączonych do sieci. Model interfejsu zamienia informacje generowane przez programy wykonywane na komputerze na strumień pakietów w standardzie Ethernet (Fast, Gig, 10Gig). Model umożliwia obserwowanie kolejki pakietów oczekujących na dostęp do portu wyjściowego.

4.2. MODELOWANIE SYSTEMU OPERACYJNEGO I PROTOKOŁÓW KOMUNIKACYJNYCH

Oprócz elementów sieci Ethernet, modelowane i badane są również protokoły komunikacyjne, mające za zadanie bezpieczne dostarczenie danych z jednego do innego punktu w sieci. Modelowany jest np. standardowy protokół TCP/IP używany w rozległych sieciach komputerowych (np. Internet), który może się wydawać zbyt nadmiarowy, a co za tym idzie zużywać zbyt wiele zasobów i zmniejszać znacząco wydajność komunikujących się elementów. Atrakcyjność TCP dla systemu filtracji polega na gwarantowanym dostarczeniu danych do portu docelowego (TCP sam przeprowadza retransmisję zagubionych danych).

Charakterystyczne cechy różnych protokołów komunikacyjych mogą również wpływać na charakterystykę ruchu w sieci (np. protokół TCP oparty jest o przesyłanie potwierdzenia odebrania informacji, dzięki czemu może wykryć zagubienie lub uszkodzenie części transmitowanej informacji).

Skomplikowane procedury obsługi komunikacji sieciowej, zawarte w systemie operacyjnym maszyn przeznaczonych do przetwarzania danych, mogą zajmować znaczącą ilość czasu procesora. Dlatego też konieczne jest zrozumienie i sparametryzowanie systemu operacyjnego wraz z procedurami komunikacyjnymi.

5. WPŁYW ROZWOJU ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI NA PLANOWANE ROZWIĄZANIA

Oczekuje się, że system filtracji będzie bardzo złożony, a jego obsługa i unowocześnianie oraz strojenie będzie się dokonywało przez czas trwania eksperymentu (~15 lat). Aby skrócić czas projektowania, a jednocześnie ułatwić jego późniejszą obsługę zaleca się jak najszersze korzystanie z handlowo dostępnych komponentów przy jego budowie. Używanie powszechnie uznanych standardów zarówno w sprzęcie jak i oprogramowaniu ułatwi współpracę pomiędzy komponentami pochodzącymi od różnych dostawców. Stały postęp w technologii procesorów (aktualnie 2 GHz) pozwala założyć, że użycie popularnych PC jako elemetów przetwarzających w HLT staje się atrakcyjną możliwością mającą duże zaplecze producentów, gwarantując niskie ceny.

Zwiększająca się moc obliczeniowa pozwala oczekiwać, że czas przetwarzania danych zarówno na poziomie LVL2 jak i EF nie bedzie stanowił „wąskiego gardła" systemu. Rozwój elektroniki pozwala ponadto oczekiwać, że zwiększająca się gęstość

upakowania oraz moc obliczeniowa programowanych tablic (FPGA) umożliwi budowanie układów wspomagających procesory (FPGA planuje się użyć, do wspomagania przeglądania danych z detektora TRT podczas pracy akceleratora z niską świetlnością). Obserwowany postęp w produkcji pamięci półprzewodnikowych umożliwia budowanie większych buforów danych, pozwalając na wydłużenie średniego czasu przetwarzania na poziomie LVL2 (więcej przypadków bedzie mogło być zbuforowanych podczas dłuższego przetwarzania).

Potencjalnym miejscem prowadzącym do niestabilnosci systemu jest proces pobierania danych z buforów detektorów oraz przesyłanie ich do procesorów wykonujących algorytmy selekcji. Szacuje się, że łączny przepływ danych od buforów do procesorów LVL2 oraz do EF wyniesie około 6 GB/s. Sprzętowe interfejsy oraz urządzenia wejścia/wyjścia pomiędzy buforem a elementami szybkiej sieci komputerowej wymagają precyzyjnego dopasowania i optymalizacji. Ze strony oprogramowania istotną cechą jest wydajność sterowników, a także minimalizacja narzutów generowanych przez zastosowany protokół komunikacyjny, obsługę przerwań lub zmianę kontekstu w systemie operacyjnym.

Jako testowy system operacyjny służący obecnie analizom używany jest LINUX. Otwartość i dostęp jego kodu źródłowego pozwalają na gruntowną analizę zużycia procesora, zaś polepszająca się z każdym dniem stabilność i ilość zoptymalizowanych sterowników czyni z niego kandydata do zastosowania w HLT.

6. BIBLIOGRAFIA

1. *ATLAS High-Level Triggers, DAQ and DCS Technical Proposal*, CERN/LHCC/2000-17.
2. R.W. Dobinson et al.: *Testing and Modeling Ethernet Switches and Networks for Use in ATLAS High-Level Triggers*. IEEE Transactions on Nuclear Science, June 2001, vol. 48(3).
3. P. Golonka, K. Korcyl, F. Saka: *Modeling large Ethernet networks for the ATLAS high level trigger system using parameterized models of switches and nodes*. CERN-OPEN-2001-061, presented at the Real Time 2001 conference.

K. KORCYL, P. GOLONKA

THE REAL TIME EVENT SELECTION SYSTEM FOR THE ATLAS EXPERIMENT

Summary

In the paper we present tasks of the ATLAS event filter (trigger) system and proposed implementation, which uses commodity computers and network components. The system should find events containing interesting interactions, and select not more than a hundred in every second out of a billion generated by an

accelerator. To achieve this reduction rate, the system was split into 3 levels: the first one implemented in hardware, and the higher ones as a farm of commodity PC-based processors and a computer network in Ethernet technology. Using the information from the first level, which describes areas in the detector where an interesting interaction happened, allows for loosening requirements for network throughput and computing power. It is estimated that required network throughput would reach 6GB/s, whilst second and third level of trigger system will use approximately 500 processor with 4GHz clock speed. Because of the size and costs of the project, building a full-scale prototype is not feasible. Estimations for the throughput and decision latency are based on results of computer modeling of the system. The system presented in the paper may serve as an exemplary implementation of a trigger system for high energy physics experiments on huge particle accelerators.

Keywords: HEP (High Energy Physics), ATLAS experiment, trigger

KWARTALNIK ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI, 2002, 48, z. 2, ss. 285–297

System kontroli i monitorowania detektora TRT w eksperymencie ATLAS

ZBIGNIEW HAJDUK, JOLANTA OLSZOWSKA

Instytut Fizyki Jądrowej
30-055 Kraków, ul. Radzikowskiego 152

Otrzymano 2001.10.05
Autoryzowano 2001.12.12

W artykule niniejszym przedstawiono metodykę i narzędzia budowania systemu sterowania, kontroli i monitorowania dużego eksperymentu fizyki cząstek na przykładzie detektora TRT eksperymentu ATLAS. Podano wymagania jakim musi sprostać taki system, zarówno od strony sprzętu jak i oprogramowania. Trudne warunki otoczenia, prawie całkowity brak dostępu do aparatury oraz długi okres eksploatacji urządzenia wymagają stosowania standardów przemysłowych tak, aby zapewnić serwisowalność, łatwość modernizacji oraz obsługę intuicyjną nawet przez stosunkowo mało fachowy personel.

Słowa kluczowe: systemy kontrolne, sterowanie procesami, SCADA, OPC, eksperyment fizyki cząstek

1. SYSTEM STEROWANIA I KONTROLI — PODSTAWOWE ZAŁOŻENIA

1.1. WPROWADZENIE

Nowoczesny detektor fizyki cząstek, służący do badania niesłychanie rzadkich zjawisk fizycznych, przedstawia się zewnętrznemu obserwatorowi jak skomplikowana i ogromna fabryka. Odczucie takie powodowane jest rozmiarami i gęstością upakowania przestrzeni eksperymentalnej urządzeniami kojarzonymi prawie z przemysłem ciężkim. Ale pozory mylą — objętość ta wypełniona jest aparaturą, służącą do pomiaru wielkości fizycznych rodem z mikrokosmosu, opartą o najbardziej rozwinięte technologie i materiały, mogące znaleźć swoje analogie jedynie w technice kosmicznej. Dostęp do tej aparatury po jej finalnym zmontowaniu, jest również tylko trochę łatwiejszy niż do

aparatury wysłanej w misję kosmiczną. Dodatkowo pewne parametry otoczenia, takie jak silne promieniowanie jonizujące i neutronowe, w eksperymencie fizycznym powodują, że wymagania odporności i niezawodności stawiane tej aparaturze na pewno nie są łagodniejsze niż dla kosmicznej.

Omawiana aparatura może zawierać miliony, a czasem nawet dziesiątki milionów kanałów pomiarowych i wszystkie one wymagają starannej kalibracji, monitorowania oraz sterowania — które ze względu na panujące warunki, muszą być oczywiście prowadzone w sposób zdalny i jak najbardziej zautomatyzowany. Od jakości tych procesów zależy osiągnięcie przez aparaturę najlepszych możliwych warunków pomiarowych, a tym samym dostarczenie eksperymentatorowi wysokiej jakości danych dla jego badań nad tajemnicami materii.

Istotnym parametrem systemów kontroli używanych w współczesnym eksperymencie jest łatwość serwisowania zarówno sprzętu jak i oprogramowania. Inwestycja setek milionów dolarów oraz pracy kilku tysięcy osób przez wiele lat owocuje w unikalnym przyrządzie, który eksploatuje się lat kilkanaście a jego obsługa musi być łatwa, najlepiej intuicyjna, bo jego użytkownikami będą zwykle młodzi fizycy — niekoniecznie eksperci w budowie aparatury.

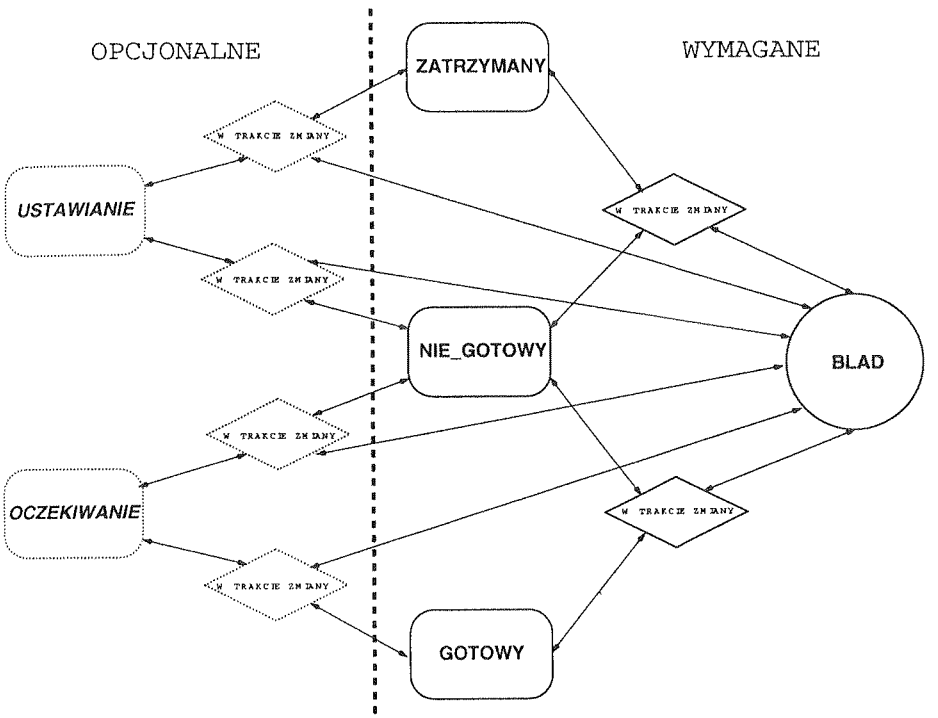
W artykule niniejszym przedstawimy metodykę i narzędzia budowania systemu sterowania i kontroli — DCS (ang. Detector Control System — System Kontroli Detektora) spełniającego wspomniane pokrótce wymagania, oraz jego architekturę na przykładzie Detektora promieniowania przejścia i pomiaru śladów — tzw. TRT [1] (ang. Transition Radiation Tracker) eksperymentu ATLAS [2].

1.2. OBIEKTY I STANY

System sterowania powinien, od momentu uruchomienia, pod warunkiem bezbłędnej pracy detektora, działać całkowicie autonomicznie, wypełniając wszelkie zadania monitorujące, korekcyjne i korelacyjne bez interwencji operatora. Również w niektórych przypadkach awarii czy błędów — tych spodziewanych lub dobrze znanych — może wykonywać automatycznie korekty czy inne akcje naprawcze (zgodnie z zadanymi wcześniej instrukcjami). W czasie testowania aparatury, jej uruchamiania, kalibracji oraz przy specjalnych warunkach eksperymentu, wszystkie operacje oraz działania powinny być możliwe do wykonania pod nadzorem operatora.

Spróbujemy opisać kontrolowaną aparaturę oraz jej zachowanie w terminologii „obiektów" oraz „stanów" tych obiektów. Takie podejście jest wyjątkowo pożyteczne, ponieważ abstrahuje od szczegółów systemu oraz warstwy sprzętowej, pozwalając na jasną definicję logicznych stanów elementów systemu. Pozwala również zastosować metodykę FSM (ang. Finite States Machine — maszyny stanów skończonych) mającą wiele zalet operacyjnych. Każda, nawet najmniejsza część systemu może być widziana z zewnątrz jako samodzielny *obiekt* — wielkość opisana poprzez jej cechy charakterystyczne (parametry) oraz zachowanie. Obiekt może znajdować się w jednym z dozwolonych stanów, który może zostać ustawiony poprzez komendę (rozkaz) lub też

osiągnięty spontanicznie. Oczywiście stany o tej samej nazwie, ale dotyczące różnych obiektów mogą mieć różne znaczenia w zależności od definicji obiektu. Obiektami mogą być zarówno konkretne elementy sprzętu (wraz z obsługującym je oprogramowaniem) jak i całe złożone podsystemy — co pozwala na budowanie systemu hierarchicznego (o charakterze „drzewa"). Rys. 1. prezentuje wszystkie możliwe stany obiektów systemu kontroli, zarówno tych złożonych jak i prostych, jak również możliwości przejścia pomiędzy poszczególnymi stanami. Trzeba również zauważyć że powrót ze stanu *błędu* musi zawsze nastąpić do stanu niższego niż ten przed *błędem.*



Rys. 1. Diagram stanów systemu kontroli

Część z nich jest *wymagana* tj. konieczna do opisu operacyjnego zachowania każdego obiektu, inne — *opcjonalne* — mogą znaleźć zastosowanie dla obiektów wymagających ich. Oto krótki opis znaczenia poszczególnych stanów (stan obiektów złożonych to wartość najniższego w hierarchii stanu obiektu składowego grupy):

1. OBOWIĄZKOWE:
   a. ZATRZYMANY — procesy kontrolne i monitorujące nie są uruchomione; możliwa jest ograniczona akcja kontrolna. Stan „normalny" podczas długich przerw serwisowych w eksperymencie

b. BŁĄD — stan kiedy dowolny parametr jest poza określonym zakresem.
c. NIE_GOTOWY — stan w którym kontrola i monitorowanie obiektu są w pełni możliwe ale wartości parametrów nie pozwalają na prowadzenie gromadzenia danych eksperymentalnych (parametry nie przyjmują wartości odpowiadającej błędowi). Stan „normalny" podczas chwilowych przerw w eksperymencie — detektor, elektronika odczytu oraz układy pomocnicze są w pełni sprawne oraz pod pełną kontrolą
d. GOTOWY — obiekt jest w stanie stabilnym, parametry są w wyznaczonych granicach, możliwa jest pełna kontrola i monitorowanie. Stan „normalny" podczas trwania seansu gromadzenia danych.
e. W_TRAKCIE_ZMIANY — stan przejściowy pomiędzy dwoma stanami stabilnymi będący efektem błędu w działaniu sprzętu lub wykonywania rozkazu (komendy) powodującego zmianę stanu operacyjnego.

2. OPCJONALNE
a. OCZEKIWANIE — stan podobny do GOTOWY lecz kiedy wartości niektórych parametrów różnią się od operacyjnych (np. obniżone wysokie napięcie detektorów przedłużające ich czas życia). Powrót z takiego stanu do pełnej gotowości powinien być znacznie szybszy niż ze stanu NIEGOTOWY, co może pozwolić na osiągnięcie wyższej wydajności operacyjnej eksperymentu.
b. USTAWIANIE — stan przygotowywania detektora i systemu; ładowanie parametrów konfiguracyjnych, przygotowywanie bazy danych, kalibracja, sprawdzanie itp.

2. STEROWANIE I KONTROLA DETEKTORA TRT

Każdy z subdetektorów eksperymentu ATLAS posiada swój autonomiczny system DCS stanowiący jednocześnie część systemu kontroli całego eksperymentu [3,4]. System sterowania i kontroli ma za zadanie monitorowanie zarówno bardzo wolnych jak i szybkich zmian ważnych parametrów detektora a także podejmowanie akcji korekcyjnych oraz awaryjnych tak aby utrzymywać stałą i poprawną wartość parametrów ważnych dla optymalnej pracy detektora. Parametry o jakich mówimy to np. natężenia prądów, napięcia, składy mieszanek gazowych, temperatury w krytycznych miejscach aparatury, przepływy gazów i cieczy, ciśnienia itp.

Detektor TRT jest *gazowym* detektorem cząstek jonizujących. Składa się z ok. 500 000 indywidualnych liczników proporcjonalnych ułożonych w taki sposób aby otaczały punkt zderzenia, tworząc w części centralnej cylinder (ang. barrel) oraz zamykające go „korki" (ang.end-caps) w częściach „do przodu" tj. wzdłuż rur prowadzących wiązki [1,2].

Zapoznajmy się pokrótce (z braku miejsca na szersze rozważania) z aparaturą pomocniczą (sprzętem), która stanowi obiekt sterowania i kontroli. Składają się na nią następujące systemy mogące pracować zupełnie od siebie niezależnie:
• System wysokiego napięcia (HV) — dla zasilania liczników proporcjonalnych;

zapewnia polaryzację, w celu uzyskania wzmocnienia gazowego; zawiera ok. 7000 kanałów systemu sterowania i kontroli, każdy opisany przez kilkanaście parametrów.

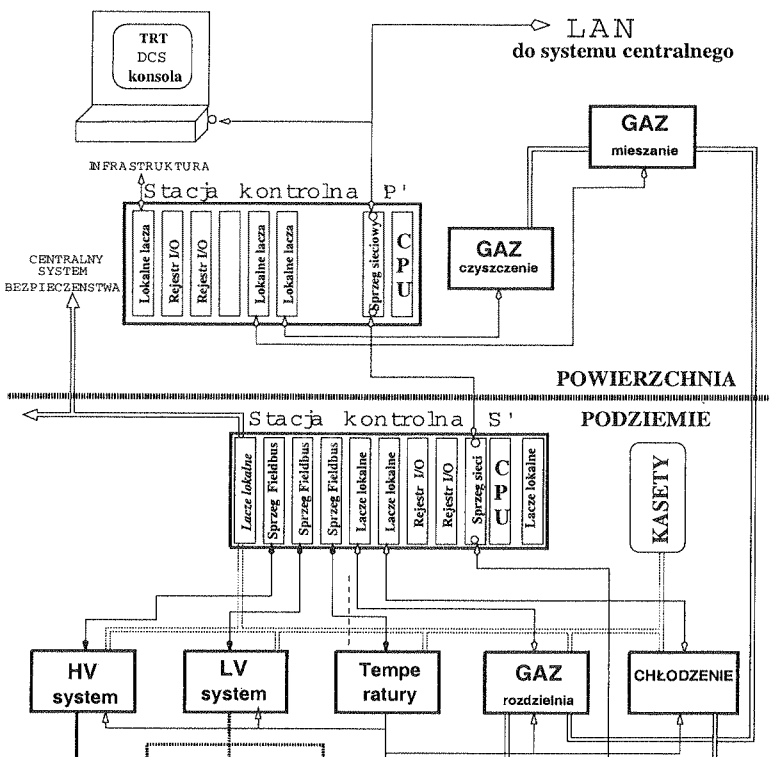
- System niskiego napięcia (LV) — dla zasilania elektroniki odczytu; 1700 kanałów, każdy z nich dostarcza 3 napięcia.
- System czujników temperatury — monitorują temperaturę ok. 1000 punktów pomiarowych zarówno na detektorze jak i w systemach pomocniczych.
- System gazowy — zamknięty (w pętli cyrkulacyjnej) system zasilający liczniki trójskładnikowym gazem, z oczyszczaniem i utrzymywaniem składu mieszaniny; wydajność — około 6 m^3/ godz. Zawiera szereg zintegrowanych podsystemów jak oczyszczanie, zasilanie, dystrybucja oraz niezależne systemy pomiarowe:
  - system stabilizacji wzmocnienia gazowego — utrzymywanie stałego wzmocnienia gazowego; kompensujący zmiany temperatury, ciśnienia oraz wahania składu mieszaniny gazowej
  - systemy analizy składu gazu — (pomiar w podczerwieni, chromatograf gazowy, pomiar zawartości ksenonu) dla precyzyjnej i nadmiarowej kontroli składu i czystości gazu roboczego.
- System chłodzenia — elementy detektora oraz elektronika wydzielają w niewielkiej objętości ok. 50 kW mocy, która ze względu na wymaganą neutralność termiczną podsystemów musi być wydajnie odprowadzona. Składa się z szeregu niezależnych podstacji z wbudowaną, zintegrowaną automatyką.
- Kasety zawierające elektronikę odczytu (pomiar temperatury oraz parametrów zasilaczy — napięć, prądów, prędkości wentylatorów etc.); ok. 70 szt.
- System zasilaczy UPS dostarczających awaryjnie napięcia 220 V dla systemów o wymaganej ciągłej pracy; ok. 15 niezależnych obwodów zasilania.
- System łączności z Centralnym Systemem Bezpieczeństwa

Rysunek nr. 2 ilustruje poglądowo sprzęt pozwalający wypełnić wyliczone zadania oraz „geograficzne" położenie tego sprzętu. Centralny (dla TRT) system jest usytuowany w dwóch (minimum) stacjach kontrolnych (po jednej na powierzchni i w podziemiu). Najprawdopodobniej będą je stanowiły komputery klasy PC pracujące pod systemem Windows NT lub Linux'em. Sprzęgi z podsystemami sterowane będą z magistrali PCI (przy wymaganiach szerokiego pasma) lub ze złączy szeregowych czy równoległych przy kanałach nie wymagających zbyt dużych i szybkich przesyłów. Podstawowym medium komunikacyjnym będzie któraś z magistral przemysłowych dla zapewnienia 'determinizmu' połączenia. Łączność pomiędzy stacjami kontrolnymi a także połączenie z Centralnym Systemem Kontroli Detektora będzie przebiegało poprzez *ethernet* w ramach Sieci Lokalnej (LAN). Każdy z pokazanych na rysunku podsystemów może pracować całkowicie niezależnie, z zapewnieniem większości funkcjonalności (a więc stanowi jakby kopię systemu nadrzędnego). Oparty jest o komputer(y) wykonywujący zadania kontrolne i monitorujące. Stanowi dla systemu nadrzędnego *obiekt* przyjmujący stany pokazane na rys.1. Prześledźmy metodykę *obiektów* zastosowaną do systemu LV (zasilaczy niskiego napięcia).

Najmniejszym (czy też najniżej położonym) *obiektem* jest kabel dostarczający pojedyncze napięcie, ponieważ poniżej położone (w hierarchii) wielkości są opisywane

już tylko poprzez liczby — są to parametry, w naszym przypadku napięcia nominalne i mierzone, prądy nominalny i mierzony, limity alarmowe i ostrzegawcze itp. Taki *obiekt* jest 'GOTOWY' jeżeli wszystkie opisujące go parametry znajdują się w dozwolonym zakresie. Jest w 'BŁĘDZIE' jeżeli któryś z parametrów wykroczył poza dopuszczalne granice np. został przekroczony prąd. Przy obserwacji systemu oraz przy podejmowaniu decyzji co do akcji korekcyjnych ważny jest *stan* obiektu a niekoniecznie wartość parametru. Kolejnym *obiektem*, wyższym w hierarchii jest zespół trzech napięć stanowiących komplet niezbędny dla zasilania najmniejszej części elektroniki. Konstrukcja kolejnych *obiektów*, grupujących zespoły zasilające może być oparta o geometrię detektora ('korki' czy 'cylinder'), funkcjonalność związaną z innymi funkcjami (np. trygerem) czy też o naturalne grupy kanałów zasilane z jednego dużego zasilacza „matki".

Wydaje się, że struktura 'drzewiasta' *obiektów* w detektorze TRT będzie obejmowała przynajmniej 4 poziomy. Najwyższy — pierwszy, to obiekt 'Detektor TRT',



Rys. 2. Architektura sprzętowa systemu kontroli detektora TRT

Potem jego trzy naturalne składniki, dwa 'Korki' i 'Cylinder'. Następnie 'Koła' i 'Moduły' w korkach i cylindrze. W modułach części cylindrycznej nie ma dalszego naturalnego podziału detektora na mniejsze obiekty. Natomiast 'koła' — części korków są jeszcze podzielone na sektory — 32 na 'koło'. Te najmniejsze obiekty (w sensie kontrolnym) zawierają w sobie obiekty 'służb' pomocniczych tj. zasilania elektrycznego, w gaz, pomiaru temperatury itp.

Widzimy że ponieważ takie formowanie obiektów odbywa się poprzez odpowiednią konfigurację logiczną systemu oprogramowania należy zadbać o istnienie odpowiednich narzędzi a ostateczny 'wygląd' systemu ukształtuje się podczas eksperymentu.

Główne zadania systemu kontroli i sterowania (od strony oprogramowania) które muszą być wykonywane na sprzęcie to:

- ładowanie wartości konfiguracyjnych i początkowych, monitorowanie, bieżące notowanie zmian oraz ustawianie wartości parametrów
- odbieranie komend/rozkazów z systemu centralnego lub konsoli operatora lokalnego
- wydawanie komend/rozkazów dla wykonania pewnych akcji — głównie operacyjnych
- uruchamianie alarmów, procedur awaryjnych i kalibracyjnych
- korelowanie parametrów z różnych części kontrolowanego detektora poprzez wykonywanie przepisanych algorytmów
- współpraca z systemem gromadzenia danych eksperymentalnych; poprzez warstwę oprogramowania „Kontrola seansu"
- nadzór nad bezpieczeństwem detektora we współdziałaniu z Centralnym Systemem Bezpieczeństwa

Również parametry otoczenia eksperymentu takie jak:

- poziom promieniowania (w różnych obszarach detektora)
- pole magnetyczne — w obrębie solenoidu eksperymentalnego
- wilgotność; w punktach istotnych dla stabilności materiałów kompozytowych
- stan atmosfery obojętnej wypełniającej detektor (CO_2 lub N_2)
- stan czujników gazów palnych
- stan czujników dymu
- stan detektora niskiego poziomu tlenu;

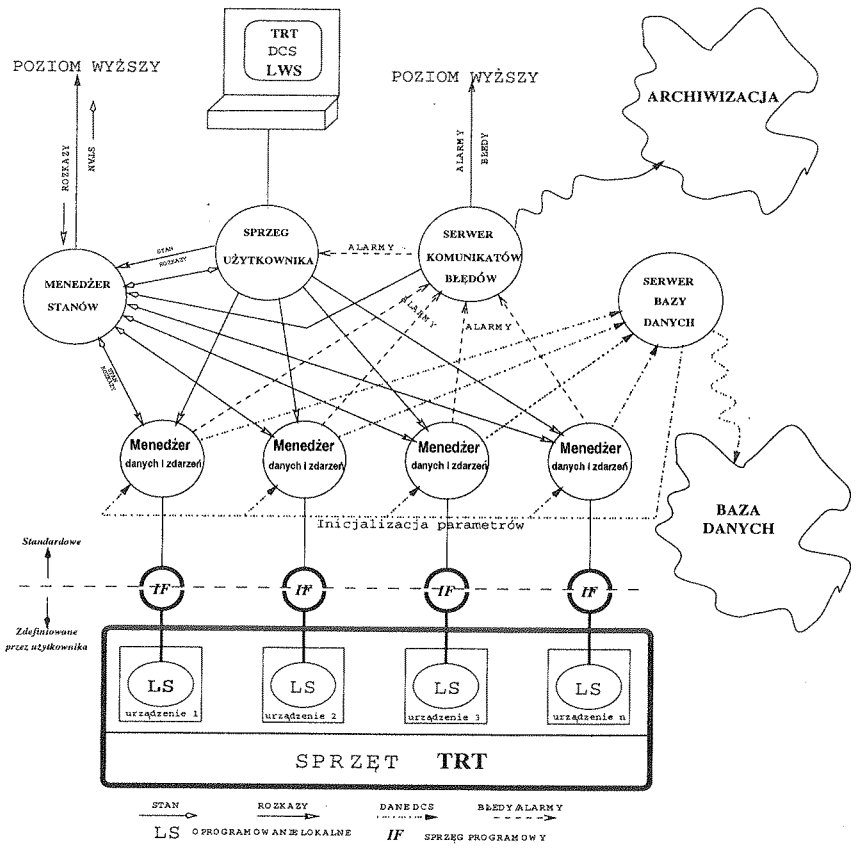
powinny również być dostępne dla systemów DCS każdego z subdetektorów.

2.1. OPROGRAMOWANIE

Kolejny rysunek (rys. 3.) pokazuje w sposób blokowy jedną z możliwych konfiguracji/architektur oprogramowania będącego w stanie realizować opisane do tej pory zadania kontrolne. Podstawowe podsystemy sprzętowe (***urządzenia*** na rysunku, będące złożonymi obiektami w sensie opisanym powyżej) są dostępne poprzez specjalizowane sprzęgi (IF na rysunku) podłączone do menedżerów danych i zdarzeń, które zapewniają komunikację pomiędzy sprzętem a innymi elementami systemu. Również elementy oprogramowania i bloki funkcjonalne systemu mogą być traktowane jako obiekty.

Podstawowe bloki systemu pokazane na rysunku to:

- MENEDŻER STANÓW — element systemu wykonujący niezbędne akcje lo-



Rys. 3. Przykładowa architektura oprogramowania systemu kontroli

giczne jako reakcje na rozkazy/komendy, zmianę stanów obiektów które kontroluje, błędy i inne stany wyjątkowe. Jest także bramą do wyższych poziomów systemu DCS.

- SPRZĘG UŻYTKOWNIKA — pozwala użytkownikowi uzyskać przyjazny graficznie dostęp do systemu. Pozwala weryfikować uprawnienia danego użytkownika, wydawać komendy/rozkazy, wyświetlać i przeglądać monitorowane parametry i stany obiektów, ustawiać parametry itd.
- SERWER KOMUNIKATÓW BŁĘDÓW — który generuje wiadomości o błędach oraz alarmy. Zapewnia odpowiedni mechanizm ustawienia priorytetów dla alarmów różnego stopnia ważności. Komunikuje się ze swoim odpowiednikiem na wyższym poziomie. Zapisuje komunikaty do medium archiwizacyjnego.
- SERWER BAZY DANYCH — odbiera od menedżerów danych wartości parametrów i zapisuje je do historycznej bazy danych. W czasie inicjalizacji systemu pobiera

z bazy danych wartości konfiguracyjne i wpisuje je do sprzętu oraz procesów kontrolnych poprzez menedżery danych.

3. REALIZACJA SYSTEMU KONTROLI I STEROWANIA DETEKTORA TRT

Spełnienie wszystkich wymagań dla systemu DCS, opisanych powyżej nie jest łatwym zadaniem, w szczególności przy ograniczonych zasobach ludzkich. Strategia jaka została podjęta przez wszystkie eksperymenty mające działać na wiązkach akceleratora LHC polega na zastosowaniu wspólnych, najlepiej przemysłowych produktów i narzędzi do budowy oprogramowania kontrolnego oraz użycie jak najszerzej standardowych, przemysłowych rozwiązań sprzętowych [5]. Taka droga — między innymi dzięki standaryzacji — powinna zminimalizować wysiłek potrzebny do budowy systemu, zapewnić długoletni serwis profesjonalny oraz zoptymalizować użycie posiadanych środków.

3.1. NARZĘDZIA OPROGRAMOWANIA

Przeprowadzono skrupulatny przegląd i ocenę działania przemysłowych systemów typu SCADA [5] (ang. Supervisory Control And Data Acquisition), które stanowią podstawowe narzędzie do budowy oprogramowania wielkoprzemysłowych systemów kontrolnych. Wiele z nich zapewnia elastyczną, rozproszoną i otwartą architekturę pozwalającą na łatwe dostosowanie do specyficznych wymagań aplikacji. Dodatkowo systemy takie zawierają zestawy standardowych sprzęgów zarówno do sprzętu jak i do oprogramowania a także tzw. API (ang. Application Programming Interface) pozwalające na integrację z innymi systemami. Z szerokiej oferty przemysłowej wybrano produkt austriacki o nazwie PVSS II najlepiej spełniający żądane kryteria, a posiadający w szczególności następujące cechy, które czynią go interesującym dla zastosowań w fizyce:

- może pracować w sposób rozproszony z każdym ze swoich menedżerów działających również w rozproszeniu
- początkowo samodzielne podsystemy mogą być łatwo integrowane w jeden duży system
- działa na kilku platformach (w tym Windows NT i Linux)
- posiada architekturę obiektową
- zawiera zaawansowane metody pisania i używania skryptów, co jest szczególnie ważne dla automatyzacji procedur i algorytmów a także tworzenia *obiektów logicznych* jakimi są opisane przez nas obiekty detektora.
- pozwala na budowę Maszyn Stanów Skończonych opisujących przejście obiektów pomiędzy stanami.
- zapewnia łatwy dostęp do swoich zasobów z zewnętrznych aplikacji (np. poprzez WWW)

Różnorodność używanego sprzętu, nieunikniona we współpracy kilkuset instytucji wymaga również standaryzowanego podejścia do sterowników urządzeń. Jako podstawowy standard przyjęto technologię OPC (ang. OLE for Process Control), szeroko stosowaną w aplikacjach przemysłowych. Większość producentów sprzętu kontrolnego, pomocniczego, aparatury oraz czujników i kontrolerów mogących znaleźć zastosowanie w fizyce, wyposaża swoje produkty w sterowniki i tak zwany „OPC serwer", co pozwala produkt dowolnego producenta podłączyć bez konieczności instalacji kontrolerów dedykowanych temu sprzętowi do systemu kontrolnego typu SCADA. Technologia OPC jest oparta na bazie architektury klient-serwer, posiada standardowe metody dostępu do danych sterowanego procesu oraz obsługę zdarzeń i alarmów, a w najbliższej przyszłości umożliwi łatwy dostęp do danych historycznych (baz danych).

3.2. SPRZĘT

Unifikacja sprzętu kontrolnego jest bardzo trudna o ile nie niemożliwa. Tym niemniej niektóre obszary w systemie kontrolnym (jak sieci oraz kontrolery) pozwalają na użycie sprzętu standardowego. Zdecydowano że łączność z urządzeniami wejścia/wyjścia powinna odbywać się poprzez magistrale przemysłowe typu Fieldbus, które cechują się wysoką niezawodnością (osiągniętą dzięki rozbudowanemu, wielowarstwowemu schematowi wykrywania błędów i algorytmom usuwania ich skutków) oraz determinizmem, walorami bardzo cennymi w systemach czasu realnego. Jako standardy przyjęto trzy typy takich magistral a mianowicie: WorldFip, CAN-bus oraz Profibus. Wszystkie one posiadają standardowe sterowniki albo w technologii OPC albo dostosowane do PVSS II.

W dziedzinie kontrolerów sprzętowych, zapewniających lokalną realizację algorytmów sterowania, przewiduje się szerokie zastosowanie PLC (ang. Programmable Logic Controller — programowalny kontroler logiczny). PLC jest bezdyskowym, komputerem przemysłowym o strukturze modularnej i zwartej obudowie umożliwiającej montaż urządzenia w pobliżu sterowanego obiektu, wyposażonym w system operacyjny, języki programowania (często graficzne) oraz niezbędne sprzęgi (sprzętowe i programowe) do kontroli procesów. Używa się ich zwykle do sterowania procesami w oparciu o zamkniętą pętlę kontrolną. Mogą być użyte zarówno samodzielnie jak i w sieci, połączone przez wspomniane magistrale przemysłowe, a także przez ethernet, który służy do zdalnego programowania pętli kontrolnej i komunikacji z komputerami nadrzędnymi. W dziedzinie czujników, tzn. sprzętu najniższego poziomu, sytuacja jest trudna. Większość elementów detektora znajduje się w stosunkowo silnym polu promieniowania czego standardowe czujniki np. półprzewodnikowe nie tolerują, ulegając szybko degradacji lub uszkodzeniom.

W eksperymencie ATLAS został opracowany układ pomiarowy (o nazwie ELMB [6]) pozwalający na pomiary standardowych dla większości czujników napięć, a używając odpowiednich adapterów sygnałów, wielkości takich jak natężenia prądów czy oporność czujników oraz generowanie sygnałów logicznych i analogowych w warun-

kach umiarkowanego promieniowania, który został zaakceptowany przez współpracujące instytucje dając jeszcze jeden stopień standaryzacji. Komunikacja przez magistralę CAN-bus i użycie standardu OPC w obsłudze sprzęgu są dodatkowymi zaletami tego elementu systemu kontrolnego.

4. PODSUMOWANIE

W niniejszym artykule przedstawiono przegląd problemów i wymagań jakie stawia przed konstruktorem budowa systemu kontroli i sterowania nowoczesnym eksperymentem fizyki cząstek. Przedstawiono sprzęt i parametry jakie będą podlegały sterowaniu w detektorze TRT eksperymentu ATLAS oraz zadania stawiane takiemu systemowi. Opisano elementy rozwiązań przyjętych do stosowania w trakcie budowy podsystemu DCS. Budowa takiego systemu nie jest zamkniętym projektem pozostawiającym realizatorom pełną swobodę wyboru środków i metod dojścia do założonego celu. Jest to iteracyjny proces znajdywania takich rozwiązań, które z jednej strony pozwolą na zautomatyzowanie sterowania olbrzymimi i unikalnymi urządzeniami pracującymi w ekstremalnie trudnym dla aparatury otoczeniu i przy minimalnych możliwościach dostępu serwisowego, z drugiej zaś strony będą w jak największej części wykorzystywały takie same elementy sprzętowe, narzędzia programowe, mechanizmy gromadzenia i wymiany informacji, szkielety architektury i konwencje interfejsów użytkownika. Proces standaryzacji odbywa się na kilku poziomach, ale zawsze rozpoczyna się zdefiniowaniem przez grupę budującą jakąś część eksperymentu tzw. *Wymagań Użytkownika.* Analiza tych wymagań pozwala zdefiniować wspólne potrzeby sprzętowe i programowe. W ten sposób wyselekcjonowane problemy stają się tematem poszukiwań, oceny przydatności, a po dokonaniu wyboru, negocjacji specjalnych warunków zakupu i serwisowania odpowiednich komercyjnych urządzeń, gotowych rozwiązań bądź programów narzędziowych.

Tak zostały wybrane i zarekomendowane standardy urządzeń i sieci typu „Fieldbus", system typu SCADA, mechanizm sprzęgania aparatury z oprogramowaniem — OPC i inne. Zagadnienia, dla których nie można znaleźć rozwiązań komercyjnych stają się tematem projektów własnych grup, które potem też stają się rekomendowanymi standardami. W ten sposób powstają szkielety architektury systemów kontroli i sterowania, konwencje tworzenia nazw (w celu uniknięcia konfliktów na etapie integracji podsystemów), projekty urządzeń (np. ELMB w eksperymencie ATLAS) czy oprogramowania (jak serwer OPC dla urządzeń sterowanych przez CAN-bus firmy WIENER). Urządzenia i programy spełniające specyficzne dla danego podsystemu zadania i nie objęte rekomendowanymi standardami, są tematem projektów realizowanych wewnątrz grup (np. projekt Systemu stabilizacji wzmocnienia gazowego dla TRT). W oparciu o rekomendowane standardy budowane są prototypowe podsystemy sterowania i kontroli używane w czasie testów laboratoryjnych oraz testów z użyciem wiązki coraz większych fragmentów budowanej aparatury. Wnioski i doświadczenia płynące z tej działalności pozwalają na uściślanie *Wymagań Użytkownika*, zdefiniowanie kolejnych

wspólnych obszarów wymagających standaryzacji, bądź rekomendowanie sprawdzonych, dobrych, gotowych rozwiązań pozostałym grupom. Autorzy niniejszego artykułu aktywnie uczestniczą we wszystkich wyżej opisanych etapach pracy. Oceniając dotychczasowe efekty przyjętej metody budowania DCS należy podkreślić skalę i ramy czasowe projektu. Podsystem DCS dla TRT będzie sterował ponad 20 tys. tzw. „danych procesowych", co odpowiada dużym aplikacjom przemysłowym (20-50 tys. parametrów we/wy). Cały DCS dla eksperymentu ATLAS będzie miał pod kontrolą setki tysięcy danych procesowych, co znacznie przewyższa skalę największych, rzadko spotykanych, aplikacji przemysłowych (ponad 100 tys. parametrów we/wy). Cały eksperyment ma zacząć pracę w 2006 roku i działać przez kilkanaście następnych lat. Standaryzacja rozwiązań i metod budowy systemu DCS jest koniecznością zarówno z punktu widzenia skali projektu, kosztów jego realizacji i rozproszenia po całym świecie zespołów budujących poszczególne jego fragmenty, ale też wysiłku potrzebnego na integrację całości, a potem utrzymanie go w ruchu, serwisowanie i ewentualne modyfikacje, które w tak skomplikowanych systemach są regułą. Nasze dotychczasowe doświadczenia potwierdzają słuszność przyjętej metody pracy.

5. PODZIĘKOWANIA

Tekst artykułu powstał w ramach programu finansowanego częściowo przez grant KBN nr. 620/E-77/SPUB-M/CERN/P-03/DZ295/2000-2002

6. BIBLIOGRAFIA

1. *Inner Detector TDR — ATLAS TDR 5.* CERN/LHCC/97-17, ISBN 92-9083-103-0; 30 April 1997
2. *ATLAS Technical Proposal — CERN.* December 1994 — ISBN 92-9083-067-0
3. *ATLAS Detector Control System User Requirement Document.* PSS05-ATLAS-DCS-URD, Nov. 1995
4. *DETECTOR CONTROL SYSTEM* — H.J.Burckhart — Presented at the LEB98 Workshop, Rome, Italy, 21 to 25 September 1998
5. *LHC Experiments — Joint Controls Project.* CERN-JCOP-2000-008
6. *Front-end I/O of the ATLAS Detector Control System* — H.J. Burckhart and B. Hallgren presented at ICALEPS 99 conference, Trieste, Italy, 4 — 8 October 1999

Z. HAJDUK, J. OLSZOWSKA

CONTROL AND MONITORING SYSTEM FOR TRT DETECTOR IN ATLAS EXPERIMENT

Summary

In this article we present methods and tools for design and construction of the control and monitoring system for a big particle physics experiment taking as an example one of the ATLAS subdetectors. Several requirements has been enumerated which such a system have to meet both by hardware and software. Harsh

environmental conditions, difficult if not impossible access and very long exploitation time create conditions where only application of industrial standards allow for serviceability, possibility of fast and easy upgrades and intuitive running of the system by relatively non-experienced staff.

Keywords: control systems, process control, SCADA,OPC, particle physics experiment

Pot

prowa
nie w
szersz
ujedno
wybra
dotąd
dzone

Słowa

Eksper
ogromnymi
jętościach
procesu ana
tania ogóln
nastąpił w
Jednym
SETI (ang.
dowodów n
jącym do 2
komputerów

KWARTALNIK ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI, 2002, 48, z. 2, ss. 299–308

Potrzeby obliczeniowe eksperymentów fizyki cząstek elementarnych na akceleratorze LHC

MARIUSZ WITEK

Instytut Fizyki Jądrowej,
31-342 Kraków, ul. Radzikowskiego 152

Otrzymano 2001.09.15
Autoryzowano 2001.12.19

Celem artykułu jest zarysowanie skali infrastruktury informatycznej niezbędnej do przeprowadzenia eksperymentów fizyki cząstek elementarnych nowej generacji budowanych obecnie w Europejskim Ośrodku Badań Jądrowych CERN koło Genewy. Zwrócono uwagę na szerszy aspekt zjawiska, a mianowicie na wpływ opracowywanych rozwiązań na problem ujednolicenia dostępu do światowych zasobów informatycznych. Przedstawiono jakie narzędzia wybrano do realizacji projektów, jakie rozwiązania są konieczne aby sprostać niespotykanym dotąd potrzebom intensywnych obliczeń oraz jakie badania nad systemami dużej skali prowadzone są w ramach projektów obliczeniowych nowej generacji.

Słowa kluczowe: eksperymenty LHC, analiza danych, fizyka cząstek elementarnych, CERN, farmy komputerowe, GRID, GLOBUS, LINUX

1. WSTĘP

Eksperymenty fizyki cząstek elementarnych nowej generacji charakteryzują się ogromnymi potrzebami obliczeniowymi wykonywanymi na niespotykanych dotąd objętościach danych eksperymentalnych. Sytuacja ta spowodowała zmianę podejścia do procesu analizy danych i w następstwie przełom w podejściu do organizacji i wykorzystania ogólnoświatowych zasobów komputerowych w sposób analogiczny do tego jaki nastąpił w dostępie do informacji po wynalezieniu WWW.

Jednym z pierwszych znaków zmian zachodzących w tym kierunku był projekt SETI (ang. Search for Extra-Terrestrial Intelligence) mający na celu poszukiwanie dowodów na istnienie cywilizacji pozaziemskich w promieniowaniu radiowym docierającym do Ziemi. Podstawą technicznego sukcesu tego rozwiązania był wzrost ilości komputerów osobistych oraz fakt że ich moc obliczeniowa wykorzystywana była

jedynie w około pięciu procentach. Podzielenie danych na małe kawałki i wysłanie zadania do dowolnej osoby zgłaszającej chęć uczestnictwa w projekcie i posiadającej komputer osobisty pozwoliło na analizę ogromnej ilości danych bez potrzeby dodatkowych inwestycji. Szacuje się, że analiza tych danych przy pomocy samodzielnego projektu dedykowanego musiałaby kosztować około 150 milionów $. Uogólnieniem tego podejścia jest idea GRID. Nazwa angielska nawiązująca do uniwersalności sieci energetycznej sugeruje ideę podobnego ujednolicenia w dziedzinie obliczeń numerycznych. W tym artykule hasło GRID stosowane jest jako pojecie ogólne dotyczące unifikacji światowych zasobów obliczeniowych rozumianych zarówno jako oprogramowanie narzędziowe jak i sprzęt do jego wykonania. Fundamentalne założenia wyjaśnione są w książce pod edycją pomysłodawców idei GRID [1].

2. PROJEKTY GRID

Obecnie na świecie działa lub wkrótce zacznie działać wiele projektów inspirowanych pomysłem GRID. Siłą napędową są w fazie obecnej potrzeby eksperymentów fizyki cząstek elementarnych oraz badań astrofizycznych. Ze względu na uniwersalny charakter rozwijanych narzędzi obserwuje się przenikanie tej idei do innych dziedzin nauki oraz duże zainteresowanie zastosowaniami w firmach komercyjnych.

Jako najważniejsze z punktu widzenia fizyki cząstek elementarnych można wymienić dwa projekty prowadzone w USA: GriPhyn (ang. Grid Physics Network) [2] i PPDG (ang. Particle Physics Data Grid) [3], interkontynentalny projekt Asia-Pacific Grid [4] oraz DATAGRID [5] finansowany przez Unię Europejską. Ponadto wiele państw europejskich (Anglia, Francja, Holandia, Włochy) uruchomiło specjalne narodowe projekty GRID. Zasadniczym dalekosiężnym celem tych projektów jest ujednolicenie dostępu do ogólnoświatowych zasobów sprzętowo-programowych. W skali kilku najbliższych lat narzędzia będą opracowywane i testowane na konkretnych instalacjach pracujących na potrzeby nie tylko fizyki cząstek elementarnych ale także innych problemów naukowych takich jak cyfrowa mapa nieba, poszukiwania fal grawitacyjnych czy meteorologia.

Różnorodność w produkowanych obecnie typach komputerów jest ciągle bardzo duża. Wzrost złożoności oprogramowania generuje ogromną ilość pracy potrzebnej do implementacji pakietów oprogramowania na różne jednostki i ich późniejszego serwisu. Aby dostęp do mocy obliczeniowej i danych uczynić jednolitym należało wydzielić pewną wspólną warstwę i uczynić ją niezależną od rodzaju systemu operacyjnego i architektury komputera. Środkiem do realizacji tego celu w ramach fizyki cząstek elementarnych jest projekt GLOBUS [6]. Jego głównym zadaniem jest wypracowanie zestawu podstawowych narzędzi pozwalających na konstruowanie aplikacji mogących działać w środowisku GRID. Jego zasadniczymi częściami są pakiety zapewniające: bezpieczeństwo, narzędzia do zbierania informacji i sterowania, zarządzanie zasobami, zarządzanie danymi, protokoły komunikacji, odporność na błędy i przenośność oprogramowania. Z założenia ma to być minimalny zestaw narzędzi łączący różnorodność świata aplikacji z różnorodnością świata narzędzi obliczeniowych.

Wspomniana ogromna skala potrzeb z jaką mamy do czynienia to kilkadziesiąt PB (1 PB = 10^{15} B) danych oraz farmy liczące kilka tysięcy jednostek i komunikujące się z prędkością około 2 Gbps na liniach dalekiego zasięgu. Oczywiście w przeszłości już kilkakrotnie zdarzało się, że skala potrzeb wyprzedzała możliwości oferowane przez technologie obliczeniowe. Nigdy jednak nie zaistniała sytuacja w której wymagana byłaby spójna współpraca rozproszonego po całym świecie systemu maszyn obliczeniowych i potrzeba bardzo intensywnego przetwarzania ogromnej objętości danych zlokalizowanych w oddalonych od siebie miejscach. Nie wydaje się aby spodziewany wzrost mocy obliczeniowej rozwiązał wszystkie problemy w prosty sposób a niestety nie można zakładać jakiegoś hipotetycznego przewrotu w technologii cyfrowej. W tej sytuacji należy opracować realistyczne rozwiązanie bazując na obecnych prognozach ciągłego rozwoju.

Czynnikiem który powoduje tak ogromne wymagania obliczeniowe jest sama natura procesów fizycznych które chcemy badać na akceleratorze LHC (ang. Large Hadron Collider). Oddziaływania proton-proton będą zachodzić z częstotliwością miliarda zderzeń na sekundę. Większość z nich jest niepożądana i dlatego stosuje się wyszukane wielostopniowe systemy wyzwalania aby wstępnie odfiltrować nieistotne procesy. Te zderzenia które wykazują pożądane cechy pojawiają się z częstotliwością około 100 Hz. Z tych zaakceptowanych tylko niewielka liczba jest tymi które chciałyby zaobserwować współczesne eksperymenty, ale wobec ograniczonego czasu jaki jest do dyspozycji na podjęcie decyzji, nie można stwierdzić z cała pewnością z jakim procesem mieliśmy do czynienia. W efekcie należy zapisać wszystko co zaakceptuje system wyzwalania i starać się opracować zapisane dane w późniejszym czasie. W tym artykule opisane są potrzeby obliczeniowe od momentu zaakceptowania przypadku oddziaływania i jego zapisu na taśmę aż po końcową analizę fizyczna.

3. ŁAŃCUCH ANALIZY DANYCH

Mechanizm wydobywania informacji o procesach fizycznych zachodzących w pojedynczym zderzeniu przebiega w kilku etapach.

W momencie pozytywnej decyzji wszystkich stopni systemu wyzwalania, przypadek (ogół informacji pochodzącej z detektorów dla zderzeń z pojedynczego przecięcia wiązek w akceleratorze) zapisany zostaje na dysk a następnie trafia na taśmę magnetyczną. Jest to tzw. forma surowa (ang. RAW data) zawierająca liczby pochodzące z przetworzonych cyfrowo sygnałów analogowych z różnorakich części detektora. Może to być bitowo zakodowana informacja o numerze kanału i czasu po którym sygnał został zaobserwowany w detektorze śladowym lub liczba proporcjonalna do energii jaką zdeponowała cząstka docierająca do kalorymetru elektromagnetycznego lub hadronowego. Wszystkie te liczby zorganizowane są w formacie specyficznym dla danego eksperymentu. W praktyce jest to pewien ciąg bajtów zapisywany na nośnik stały, zwykle jest to dysk spełniający rolę bufora a następnie taśma magnetyczna na której przypadek jest przechowywany do czasu rozpoczęcia właściwego łańcucha analizy.

Przypadek taki w momencie zapisania wchodzi na w pełni asynchroniczną w stosunku do działającego eksperymentu drogę tzn. czas jego opracowania nie jest zdeterminowany parametrami akceleratora. W celu dalszej dyskusji wygodnie jest wyobrazić sobie dane z eksperymentu jako ciąg przypadków, każdy z nich stanowiący pewną całość. Przypadki mają jednakowy format ale różnią się oczywiście objętością i zawartością.

Pierwszym etapem jest rekonstrukcja. Jej zadaniem jest zmierzenie parametrów wszystkich cząstek wyprodukowanych w zderzeniu. W przypadku detektorów śladowych należy znaleźć sygnały pochodzące od każdej cząstki i odtworzyć jej trajektorię w detektorze. Po dołączeniu informacji z innych części aparatury możemy określić rodzaj cząstki odpowiadający danej trajektorii. Topologia pojedynczego zderzenia może być bardzo skomplikowana. Cząstki mogą być produkowane w różnych punktach w detektorze lub rozpadać się w różnej odległości od punktu pierwotnego oddziaływania a całkowita krotność śladów może się wahać w granicach od kilkudziesięciu do kilku tysięcy. Dlatego też etap ten jest stosunkowo czasochłonny. Efekt końcowy rekonstrukcji zapisywany jest na taśmę magnetyczna w formacie ESD (ang. Event Summary Data).

Następnym krokiem jest utworzenie bardziej syntetycznej informacji nadającej się do właściwej analizy fizycznej. Większość technicznych parametrów zawartych w formacie ESD znika a pozostaje jedynie informacja o pierwotnym oddziaływaniu elementarnym i jego produktach. Format ten, nazwany AOD (ang. Analysis Object Data), nadaje się już do właściwej analizy. Ze względu na ciągle duża objętość danych w tej postaci, zaproponowano dodatkowo bardziej zwięzły opis. Jest to format TAG czyli rodzaj nagłówka w którym umieszczone są informacje o specyficznych właściwościach jak np. ilość zidentyfikowanych cząstek danego typu lub ilość zrekonstruowanych wierzchołków wtórnych np. pochodzących z wielociałowego rozpadu cięższych cząstek. Ten zwięzły format pozwala na utworzenie listy interesujących przypadków bez przeglądania wszystkich danych AOD. Wytwarzanie danych w postaci TAG jest ostatnim etapem przetwarzania danych przeznaczonych do ogólnego użytku dla wszystkich uczestników eksperymentu.

4. MODELE ROZPROSZONYCH OBLICZEŃ NUMERYCZNYCH

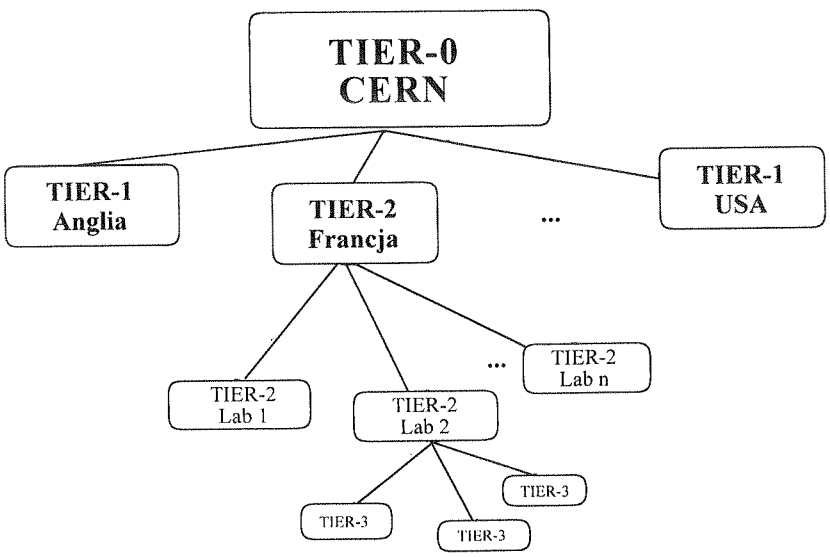
Sama struktura łańcucha analizy RAW–>ESD–>AOD–>TAG nie jest niczym nowym. W rożnych postaciach obecna była przy opracowywaniu danych z eksperymentów w ciągu ostatnich kilkudziesięciu lat. Tym co powoduje zmianę jakościową jest skala z jaką należy się zmierzyć. W Tab. 1 umieszczone zostały najważniejsze parametry charakteryzujące pracę eksperymentów na akceleratorze LHC. Widać, że już sama ilość danych typu RAW jest ogromna. Spodziewana objętość danych gromadzonych w ciągu roku wyniesie około 5 PB. Odpowiada to pięćdziesięciu tysiącom dysków o maksymalnej dostępnej obecnie pojemności 100 GB.

Pierwszym zadaniem po zaakceptowaniu przypadka jest jego zapis w formacie RAW. Ze względu na znacznie niższa cenę jednostki pojemności dla nośników opartych na taśmach magnetycznych w stosunku do dysków twardych, wszystkie dane RAW

Tabela 1

Typowe parametry pracy eksperymentu LHC. Dane zaczerpnięte z raportu CERN [7]

Parametr	Wartość
Objętość pojedynczego przypadka	1 MB
Częstotliwość zapisu na taśmę	100 Hz
Ilość przypadków zapisanych w ciągu roku	10^9
Objętość danych RAW zebranych w ciągu roku	5 PB
Objętość bufora dysków twardych (przyrost roczny)	1 PB
Moc obliczeniowa	$2*10^6$ SI95
Przepustowość połączeń pomiędzy większymi centrami	2 Gbps



Rys. 1. Schemat modelu rozproszonych obliczeń numerycznych

zapisane zostaną na taśmy. Dostęp do danych zapewniony będzie poprzez buforowanie na dyskach twardych stanowiących około 20 % całkowitej pojemności zgromadzonej na taśmach. Innym istotnym parametrem jest wielkość potrzebnej mocy obliczeniowej wyrażonej w Tab. 1 w jednostkach SI95 (SpecInt95). Dla porównania procesor Pentium III pracujący przy częstotliwości 500 MHz ma moc obliczeniową około 20 SI95.

W tym miejscu należałoby zwrócić uwagę na dwie ważne cechy obliczeń dla eksperymentów fizyki wysokiej energii. Występuje tutaj potrzeba powtórzenia tych

samych algorytmów numerycznych kolejno dla każdego przypadku. Nie jest więc konieczna koncentracja bardzo dużej mocy obliczeniowej w obrębie jednej szybkiej jednostki. Liczy się jedynie sumaryczna moc obliczeniowa czyli ilość dostępnych procesorów które mogą pracować nawet w bardzo odległych miejscach. Analiza kolejnych przypadków może być w naturalny sposób prowadzona równolegle.

Drugim elementem jest niezależność od architektury. Okazuje się że szybkość obliczeń w problemach eksperymentalnych fizyki wysokich energii skaluje się liniowo wraz z zegarem procesora i to nawet zgodnie z jego szybkością mierzona w ilości operacji na liczbach całkowitych w jednostce czasu (np. SI95). Ze względów ekonomicznych wybrano rozwiązanie oparte na masowo produkowanych procesorach Intel i systemie operacyjnym Linux. Biorąc pod uwagę potrzebną moc obliczeniową o wielkości około $2*10^6$ SI95 dla każdego z eksperymentów i szacowaną moc jednostki dwuprocesorowej w 2005 roku, widać że potrzebna jest farma o wielkości ponad 7,5 tysięcy komputerów na eksperyment czyli około 30 tysięcy na wszystkie cztery eksperymenty LHC. Tak duża skala tego przedsięwzięcia zmusiła do opracowania realistycznego modelu obliczeniowego w postaci rozproszonej. Hierarchiczną strukturę tego rozwiązania przedstawia Rys. 1. Podstawowym centrum zapewniającym obsługę danych typu RAW i przeprowadzenie pierwszego etapu produkcji danych w formacie ESD jest TIER-0 umieszczony w CERN. Podległe struktury o jeden szczebel niżej, TIER-1, pomyślane są jako duże narodowe centra obliczeniowe w wybranych większych państwach. Wielkość takiego centrum TIER-1 powinna stanowić około 20% wielkości ośrodka TIER-0. Planowanych pięć takich ośrodków TIER-1 (w tym jeden umieszczony w CERN) będzie równoważne rozmiarowi TIER-0. Najważniejszym zadaniem jednostki TIER-1 jest etap produkcji danych AOD oraz produkcja danych Monte Carlo. Na następnym poziomie pojawiają się struktury TIER-2. Są to podstawowe miejsca gdzie przechowywane będą kopie danych w postaci AOD i TAG i gdzie prowadzona będzie końcowa analiza fizyczna. Powstać mogą w pobliżu silnych regionalnych ośrodków obliczeniowych. Następnym w hierarchii jest ośrodek TIER-3 pomyślany jako lokalna farma w instytucji naukowej dająca możliwość prowadzenia analizy na wybranej próbce danych AOD oraz pełnych danych TAG oraz zapewniająca moc obliczeniową i przestrzeń dysków dla różnorodnych analiz fizycznych prowadzonych na specyficznych formatach danych.

Jednym z zasadniczych elementów warunkujących działanie takiej rozproszonej struktury obliczeniowej są linie przesyłowe o dużej przepustowości. Czynnikami generującymi ruch jest przesyłanie danych ESD oraz AOD. Zakłada się ze dane RAW będą przechowywane lokalnie w miejscu ich produkcji (CERN w przypadku danych eksperymentalnych i zewnętrzne ośrodki TIER-1 w przypadku danych Monte Carlo). Transfer danych ESD spodziewany jest głównie pomiędzy ośrodkami TIER-0 i TIER-1. Transfer niewielkiej ilości tego typu danych do ośrodków TIER-2 będzie konieczny jedynie w celu rozwijania i doskonalenia algorytmów rekonstrukcji. Jeżeli założymy, że ciąg kroków analizy danych typu RAW–>ESD–>AOD nastąpi 4 razy w ciągu roku, to należy przesłać 100 TB danych w formacie AOD do każdego z ośrodków TIER-1 i TIER-2. Powtarzanie procesu rekonstrukcji jest nieodzownym elementem związanym

z udoskonalaniem algorytmów analizy danych w trakcie coraz lepszego rozumienia wszystkich efektów zachodzących w aparaturze pomiarowej. Dodatkowo można spodziewać się przesyłania danych AOD pochodzących z produkcji Monte Carlo pomiędzy ośrodkami TIER-1 i TIER-2 oraz ruchu wywołanego poprzez wykonywanie zadań obliczeniowych wysyłanych przez poszczególne grupy naukowe.

Problemem jaki należy rozwiązać w takiej strukturze jest optymalizacja ruchu w sytuacji gdy moc obliczeniowa i dane mogą znajdować się w dwóch odległych miejscach. W takim przypadku należałoby albo duplikować najczęściej używane dane w każdym ośrodku lokalnym albo wprowadzić mechanizm opracowywania danych w miejscu ich składowania. Pierwszy z tych sposobów jest mało efektywny z powodu generowania nadmiernego ruchu pomiędzy centrami (dane mogą być wielokrotnie procesowane w ciągu roku) oraz z powodu nieefektywności związanej z duplikowaniem tych samych danych w wielu miejscach. Drugi sposób wydaje się być znacznie bardziej atrakcyjnym ale wymaga zgromadzenia odpowiednio dużej mocy obliczeniowej w miejscach składowania danych. Decyzje o wyborze konkretnego rozwiązania podejmie się na drodze badań Monte Carlo dla tego typu systemów rozproszonych. Prawdopodobnie będzie to pewien kompromis pomiędzy obu wymienionymi możliwościami.

5. PROTOTYP FARMY OBLICZENIOWEJ DUŻEJ SKALI

W Tab. 2 zawarte są prognozy cen dla wybranych elementów technologii cyfrowej do roku 2009. Szybki spadek cen zarówno jednostki mocy procesora jak i jednostki pojemności na dyskach twardych lub taśmach magnetycznych sugeruje jak najpóźniejsze inwestycje. Nieprzekraczalnym terminem jest rok 2006, w którym planowany jest start eksperymentów w pełnej skali. Do tego czasu powinna powstać pełna infrastruktura informatyczna zapewniająca filtracje, zapis i analizę napływających danych eksperymentalnych. Przygotowania w ośrodku CERN trwają już od kilku lat. Pierwsze projekty badawcze oparte były o stosunkowo niewielkie systemy komputerów w których badano zachowanie poszczególnych elementów w skrajnych warunkach. Pozwoliło to na określenie punktów krytycznych mogących w przyszłości okazać się wąskimi gardłami w systemach dużej skali.

Jedną z kluczowych cech budowanych systemów musi być skalowalność czyli proporcjonalny wzrost parametrów działania przy zwiększaniu ilości komputerów w farmach lokalnych lub ilości centrów obliczeniowych połączonych sieciami dalekiego zasięgu. Najważniejsze cechy wyodrębniono za pomocą symulacji Monte Carlo. Symulacje te dotyczyły zarówno modelowania zjawisk zachodzących w lokalnych farmach komputerów z uwzględnieniem zasad działania przerzutników (ang. Switch) i ich topologii jak i modelowania działania rozproszonego modelu obliczeniowego w trakcie wykonywania podstawowego łańcucha analizy danych oraz zadań obliczeniowych końcowej analizy fizycznej z uwzględnieniem dostępu do rozproszonych danych eksperymentalnych. Z oczywistych względów ostatecznym dowodem opanowania technologii może być jedynie skonstruowanie realnej struktury w skali porównywalnej z wy-

maganą do prawidłowego działania eksperymentów. Ze względu na dużą niepewność związaną z działaniem różnego rodzaju elementów sieciowych w strukturach lokalnych najważniejszym zadaniem jest budowa prototypu farmy typu TIER-0. Projekt taki jest w fazie przygotowań. Docelowo zakłada się instalację 1200 komputerów wyposażonych w podwójne procesory oraz towarzyszący rozwój oprogramowania do zarządzania tak dużym systemem. W roku 2002 planuje się instalację czterystu komputerów PC o całkowitej mocy obliczeniowej 33000 SI95, przestrzeni dysków o pojemności całkowitej 44 TB oraz 120 TB zrobotyzowanej pojemności na taśmach magnetycznych. Stopniowa rozbudowa systemu pozwoli uzyskać nominalna ilość 1200 jednostek farmy w 2004 roku. Będzie to stanowić 50% wielkości struktury potrzebnej w CERN do działania jednego eksperymentu. Umożliwi to testy w warunkach zbliżonych do spodziewanych podczas rzeczywistej pracy eksperymentów.

Tabela 2

Przewidywany koszt procesorów, dysków i taśm do roku 2009 wyrażony w walucie szwajcarskiej CHF. W trzeciej kolumnie znajdują się przewidywane wartości mocy jednej dwuprocesorowej jednostki (przewidywania zaczerpnięte z raportu CERN [7])

Rok	CPU CHF/SI95	CPU SI95/jednostkę	Dysk CHF/GB	Taśmy CHF/GB
2001	190,00	66	39,00	2,80
2002	110,00	100	25,30	2,40
2003	68,00	130	16,50	1,90
2004	40,00	184	10,70	1,50
2005	23,50	260	7,00	1,30
2006	15,50	360	4,50	1,00
2007	9,40	500	3,00	0,90
2008	5,70	720	1,90	0,86
2009	3,40	1000	1,20	0,81

Bardzo istotnym elementem jest zautomatyzowany system dla nośników taśmowych. Specyficzne wymagania fizyki cząstek elementarnych przy stosunkowo mało elastycznej strukturze rozwiązań komercyjnych doprowadziły do opracowania własnego systemu zarządzania taśmami magnetycznymi. Najważniejszymi cechami systemu nazwanego CASTOR (ang. CERN Advanced Storage Manager) są:

— duża, skalowalna przepustowość danych
— modularność pozwalająca na łatwą modyfikacje w tym na wykorzystanie nowych rozwiązań komercyjnych
— możliwość pracy z większością napędów i robotów działających w komputerach PC (minimalizacja kosztów dużych instalacji)

W 2004 roku system posiadać będzie pojemność około 600 TB. System ten rozwijany jest także z myślą o instalacji w ośrodkach zewnętrznych i dlatego zwraca się uwagę na łatwość instalacji pod rożnymi systemami operacyjnymi. Szczególnie krytycznym parametrem jest przepustowość, niezbędna w przypadku przepływu danych w trakcie masowej produkcji. Skalowalność przepustowości zapewnia rozwiązanie, w którym jednostka taśm magnetycznych i obszar bufora dyskowego znajdują się w obrębie tej samej jednostki oraz odpowiedni układ przerzutników.

6. PODSUMOWANIE

Po zakończeniu pierwszej fazy przygotowywania eksperymentów na akceleratorze LHC okazało się ze skala infrastruktury informatycznej potrzebnej do zgromadzenia danych eksperymentalnych i ich opracowywania jest ogromna. Spodziewana przestrzeń na składowanie danych zebranych w ciągu jednego tylko roku przez jeden eksperyment wynosi $5*10^{15}$ bajtów a wymaganą moc obliczeniową zapewnić może farma o wielkości 7,5 tysiąca jednostek dwuprocesorowych. Potrzeby te spowodowały opracowanie hierarchicznego, rozproszonego modelu obliczeń numerycznych z wykorzystaniem narzędzi rozwijanych na potrzeby projektu GRID dążącego do unifikacji dostępu do światowych zasobów komputerowych. Prototyp pierwszej farmy dużej skali zostanie zbudowany i sprawdzony w CERN. W wielu państwach europejskich wystartowały narodowe programy GRID, w których siłą napędową są rozwiązania dla eksperymentów fizyki wysokich energii i badań astrofizycznych.

7. BIBLIOGRAFIA

1. I. Foster, C. Kesselman: *The GRID. Blueprint for a New Computing Infrastructure.* Morgan Kaufmann Publishers, 1998.
2. Strony WWW projektu: http://www.griphyn.org
3. Strony WWW projektu: http://www.ppdg.net
4. Strony WWW projektu: http://www.apgrid.org
5. Strony WWW projektu: http://www.eu-datagrid.org
6. Strony WWW projektu: http://www.globus.org
7. CERN/LHCC/2001-004, *Report of the Steering Group of the LHC Computing Review*, 2001.

M. WITEK

COMPUTING REQUIREMENTS FOR HIGH ENERGY PHYSICS EXPERIMENTS AT THE LHC COLLIDER

Summary

In this article the requirements for the future experiments of elementary particle physics are discussed. The nature of physics phenomena expected at the LHC collider at CERN leads to an unprecedented scale of the computing infrastructure for the data storage and analysis. The possible solution is based on the distributed computing model, and is presented within the context of the global unification of the computer resources as proposed by the GRID projects.

Keywords: LHC experiments, data analysis, elementary particle physics, processor farm, CERN, GRID, GLOBUS, LINUX

KWARTALNIK ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI, 2002, 48, z. 2, ss. 309–323

Tryger mionowy RPC w eksperymencie CMS

KAROL BUŃKOWSKI[1], MIKOŁAJ ĆWIOK[1], ŁUKASZ GOŚCIŁO[3], MACIEJ GÓRSKI[3], MAŁGORZATA KAZANA[1], ARTUR KALINOWSKI[1], KRZYSZTOF KIERZKOWSKI[1], JAN KRÓLIKOWSKI[1], IGNACY KUDŁA[1], TOMASZ NAKIELSKI[1,2], MICHAŁ PIETRUSIŃSKI[1], KRZYSZTOF POŹNIAK[2], GRZEGORZ WROCHNA[3], WOJCIECH ZABOLOTNY[2], PIOTR ZALEWSKI[3], PAWEŁ ZYCH[1]

1. Instytut Fizyki Doświadczalnej, Uniwersytet Warszawski, ul. Hoża 69, 00-681 Warszawa
2. Instytut Systemów Elektronicznych, Politechnika Warszawska, ul. Nowowiejska 15/1, 00-665 Warszawa
3. Instytut Problemów Jądrowych im. A. Sołtana, ul. Hoża 69, 00-681 Warszawa

Otrzymano 2001.10.05
Autoryzowano 2001.11.23

W artykule przedstawiono projekt układu trygera mionowego RPC dla eksperymentu CMS na akceleratorze LHC w Genewie. W artykule opisano całość systemu a także jego elementy: elektronikę detektora, system transmisji danych z detektora do pomieszczeń sterowania (z systemem kompresji danych, pozwalającym na znaczną redukcję ilości łączy optycznych), algorytm trygera i jego implementacje z użyciem procesora PAC (ASIC). Przedstawiono sposoby synchronizowania danych oraz związanej z tym diagnostyki.

Słowa kluczowe: diagnostyka, ASIC, synchronizacja, FPGA, komory RPC, tryger, tryger mionowy, elektronika HEP

1. WSTĘP

Eksperyment CMS posiada dwa uzupełniające się mionowe systemy trygerowania [1] oparte na danych z:

1. komór dryfowych i komór PPC (Parallel Plate Chamber),
2. komór RPC (Resistive Plate Chamber).

Każdy z systemów dostarcza swoje dane do globalnego trygera mionowego CMS nie później niż 81 taktów zegara eksperymentu po oddziaływaniu (2,025 μs).

Pierwszy z tych systemów wykorzystuje dane z komór dryfowych (centralna część detektora CMS — beczka) oraz z komór PPC (boczne części detektora CMS — endkapy). Komory dryfowe i komory PPC dostarczają bardzo precyzyjnych informacji o miejscu przelotu mionu przez kolejne warstwy komór (rozdzielczość ~0.01mm). Tylko część tych informacji jest użyta do realizacji trygera. Całość danych służy do pełnej analizy off-line torów mionów. Systemy trygera mionowego z użyciem danych z komór

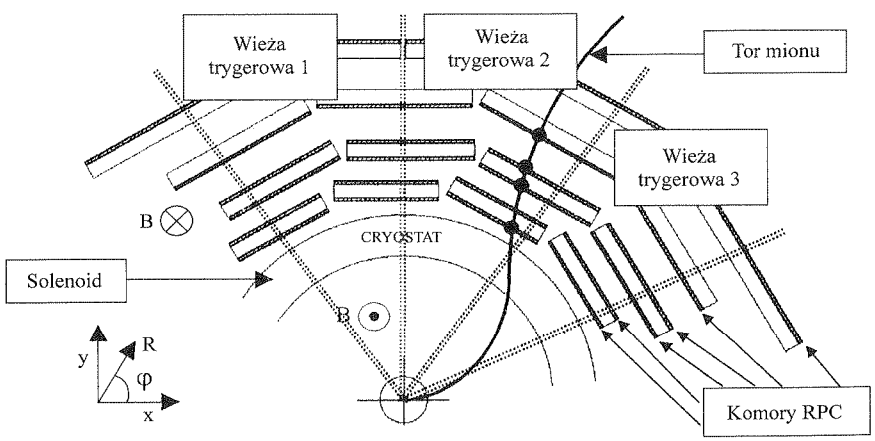
dryfowych i komór PPC (każdy z nich używa innego algorytmu), dostarczają dla każdego oddziaływania (w każdym cyklu zegara eksperymentu) informacje o maksymalnie 4 mionach o najwyższym pędzie.

Drugi system oparty jest na danych z komór RPC. Komory RPC cechuje mała rozdzielczość przestrzenna (kilka rzędów niższa niż rozdzielczość komór dryfowych i PPC) — dane z nich są wykorzystywane jedynie do celów trygerowych (hardwareowy tryger 1 stopnia oraz softwareowy tryger 2 stopnia). System trygera mionowego RPC dostarcza informację o maksymalnie 8 mionach o najwyższym pędzie — po 4 z obszaru beczki i endkapów.

System globalnego trygera mionowego CMS uzgadnia dane dostarczane z trygera mionowego komór dryfowych (z obszaru beczki), z trygera mionowego komór PPC (z obszaru endkapów), z trygera mionowego komór RPC (z obu obszarów) i dostarcza do globalnego trygera CMS informację o maksymalnie 4 mionach z całego detektora CMS. Informacja o mionie to jego pęd, adres (bity kodujące informacje o obszarze, w którym mion został znaleziony) oraz 2 bity informujące o jakości jego wyboru.

2. OGÓLNY OPIS SYSTEMU TRYGERA MIONOWEGO RPC CMS

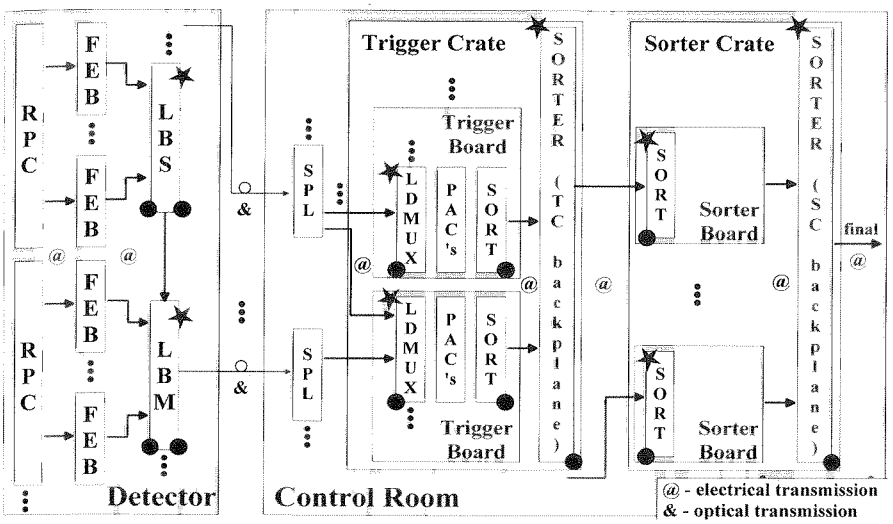
Działanie trygera mionowego RPC polega na jednoczesnym wyszukiwaniu mionów w całym detektorze CMS w oparciu o dane pochodzące z 6 (beczka) lub 4 (endkapy) warstw komór RPC (rys. 1). Dokładniejszy opis algorytmu wyszukiwania mionów znajduje się w rozdziale 5.



Rys. 1. Zasada działania trygera mionowego RPC (beczka). Przekrój poprzeczny przez beczkę detektora CMS. Tor mionu jest zakrzywiany przez pole magnetyczne wytwarzane przez solenoidalny magnes eksperymentu. Komory RPC mierzą punkty przejścia mionu. Paski komór biegną prostopadle do płaszczyzny rysunku

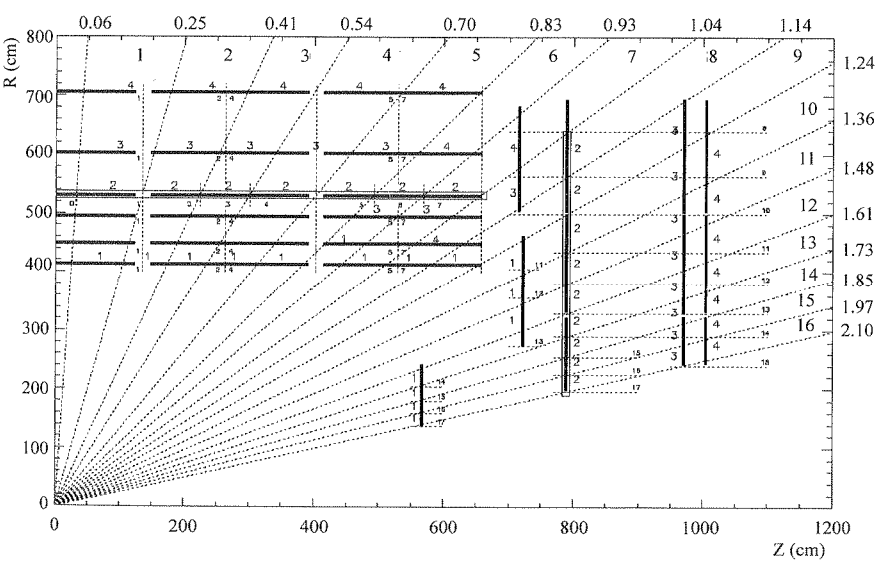
Algorytm znajdowania mionów wykorzystuje informacje z wielu komór RPC — oprócz 4(6) warstw komór danej wieży potrzebne są informacje z komór wież sąsiednich. Ze względu na wymaganie dużej ilości wzajemnych połączeń algorytm ten

nie może być zrealizowany na detektorze. Wszystkie informacje z komór są przesyłane linkami optycznymi do hali sterowania CMS, zamienione tam na sygnały elektryczne w kasetach spliterów i przekazane do odpowiednich płyt trygerowych, gdzie realizowany jest algorytm wyszukiwania mionów (rys. 2). Na detektorze CMS znajduje się elektronika frontend do komór RPC oraz kasety z płytami systemu przesyłania optycznego.



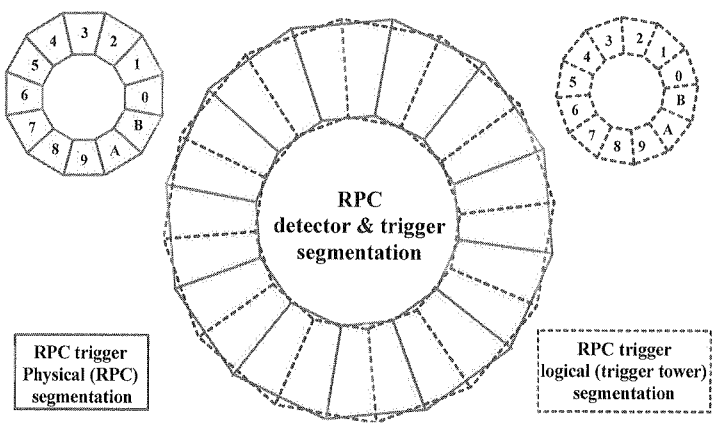
Rys. 2. Ogólny widok systemu trygera mionowego RPC

Segmentację trygera mionowego RPC pokazują Rys. 3 oraz Rys. 4.

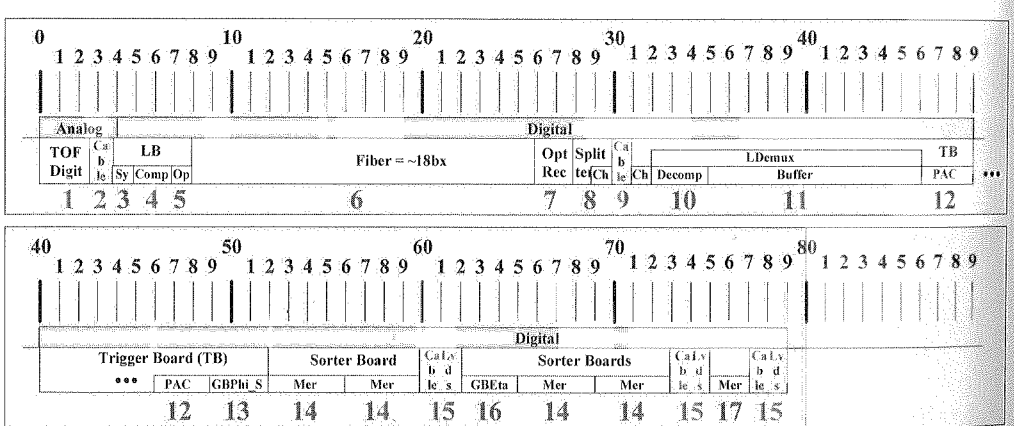


Rys. 3. Segmentacja trygera mionowego w η. Pokazane są wieże dodatniej części beczki (wieże 0-8) i dodatniego endkapu (wieże 9-16)

Segmentacja trygera w φ odpowiada podziałowi elektroniki trygerowej na kasety VME w hali sterowania CMS. Tryger mionowy RPC jest realizowany w 12 kasetach trygerowych VME oraz jednej kasecie VME zawierającej ostatni stopień sortera i płyty koncentratorów odczytu.



Rys. 4. Segmentacje trygera mionowego w φ. Komory RPC i wieże trygerowe

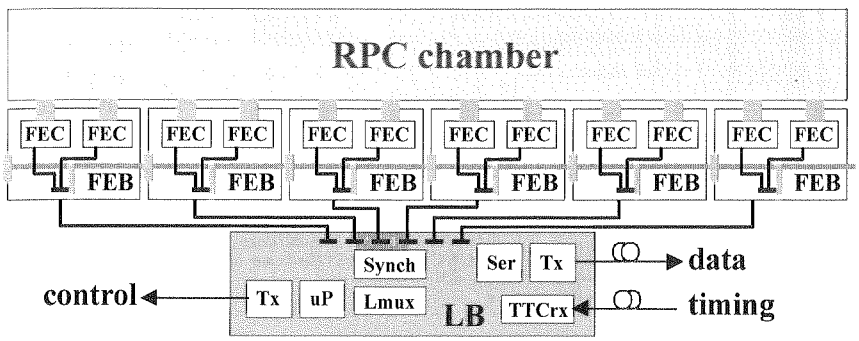


Rys. 5. Schemat opóźnień synchronicznych (latency)[2]

Tryger mionowy RPC jest synchroniczny, skonstruowany w trybie przetwarzania potokowego — dostarcza wynik dla każdego taktu zegara (zegar LHC — 40MHz), z opóźnieniem liczonym w taktach od oddziaływania cząstek (w przypadku trygera RPC 79 taktów) (rys. 5).

3. ELEKTRONIKA FRONT END

Elektronika front-end komór RPC składa się z ok. 12000 płyt FEB (Front-End Board) (rys. 6). Płyty te ulokowane są bezpośrednio na komorach RPC. Jedna komora RPC (96 pasków) jest obsługiwana przez 6 płyt FEB (16 pasków) [4].



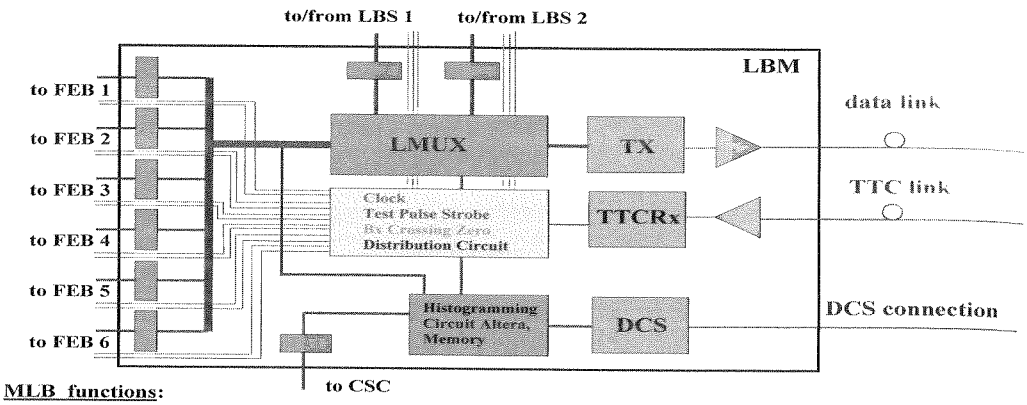
Rys. 6. Elektronika na detektorze — Płyty FEB i LB

Na płycie FEB znajdują się 2 układy FEC ASIC (Front-End Chip). FEC zawiera 8-kanałowy wzmacniacz, dyskryminator, układ monostabilnego generatora impulsów oraz sterownik linii standardu LVDS. Sygnały LVDS z FEC są przesyłane do płyty transmisji optycznej LB (Link Board) przy pomocy wysokiej jakości kabla („zero skew") o długości nie większej niż 10 m. Wysoka jakość kabla i ograniczenie jego długości ma na celu zmniejszenie rozrzutu czasowego sygnałów dochodzących do LB. Ten sam kabel dostarcza do płyty FEB impulsy testowe — po jednym dla 4 kanałów FEC. Próg czułości układów FEC jest 10 fC, standardowa długość impulsu — 100 ns.

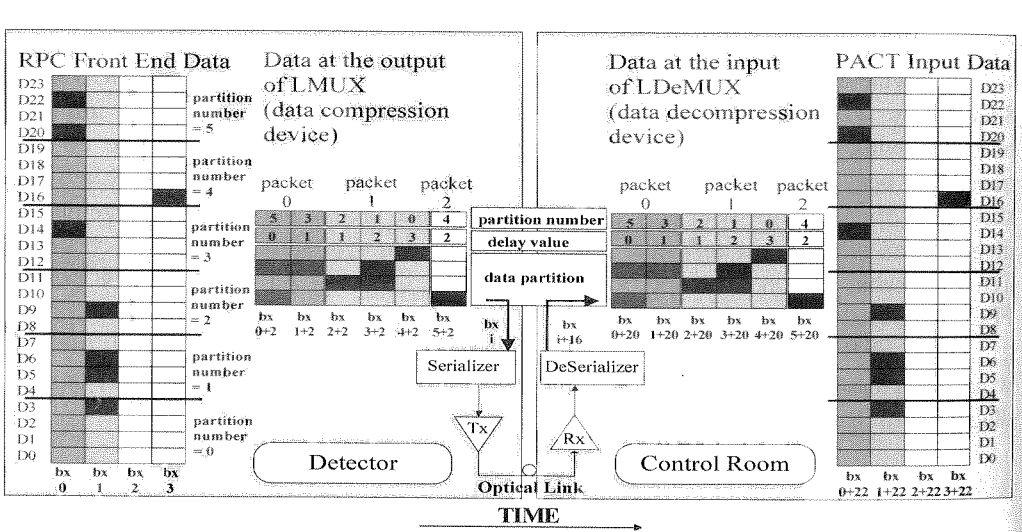
Płytki FEB są sterowane przy pomocy szyny I2C z płyty LB (Link Board) (opisanej w następnym rozdziale). Przy pomocy tego sterowania ustawia się próg dyskryminacji, długość impulsu oraz testuje się temperaturę płyty FEB.

4. SYSTEM TRANSMISJI DANYCH Z DETEKTORA DO HALI STEROWANIA

System transmisji danych z detektora ma za zdanie przesłać wszystkie dane z komór RPC do hali sterowania CMS — poza obszar wysokiej radiacji, tam gdzie wykonywany będzie algorytm znajdowania i pomiaru pędu mionów. System transmisji danych składa się z płyt LB (Link Board) na obrzeżach detektora CMS oraz płyt spliterów w szafach trygerowych [5]. Istnieją dwa rodzaje płyt LB — płyty LBM (Master) takie, które wysyłają dane do łącza optycznego oraz LBS (Slave) te, które wykonują wszelkie operacje LB, ale zakodowane dane komór RPC wysyłają do sąsiedniej LBM.



Rys. 7. Płyta LBM (płyta LBS jest podobna nie zawiera tylko nadajnika optycznego TX)



Rys. 8. Zasada kodowania danych z komór RPC na płycie LB

Przesyłanie w łączu optycznym danych z kilku komór RPC (z kilku LB) jest możliwe tylko w tych obszarach detektora CMS gdzie spodziewana jest mniejsza częstość cząstek tła nie związanych z badanym oddziaływaniem [6, 7]. W obszarze beczki CMS jednym łączem przesyła się dane z 3 komór RPC (3 płyt LB) [14]. W skrajnych obszarach endkapów CMS jednym łączem przesyła się dane z połowy komory RPC (48 pasków).

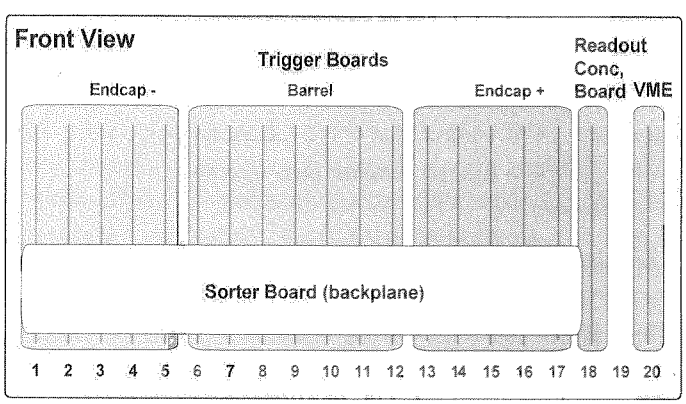
Zadaniem płyt LB jest przyjęcie sygnałów z płyt FEB, synchronizacja tych sygnałów do założonego okienka (poniżej 25 ns) (patrz rozdział 7), zmniejszenie rozmiarów klastrów w danych z RPC, badanie ich jakości oraz kodowanie. Kodowanie umożliwia znaczną redukcję ilości łączy optycznych (czynnik 6). Podczas kodowania (wykonywanego w układach FPGA na płycie LB) wybiera się do wysyłania łączem optycznym tylko niezerowe dane z komór RPC oraz dołącza się dodatkowe bity, które określają położenie przesłanego fragmentu, a także opóźnienie jego wysłania względem pierwszego wysłanego fragmentu (rys. 8). Procesor trygera mionowego wymaga danych w postaci takiej samej jak przed kodowaniem — dekodowanie to odbywa się na układach Ldmux (układ FPGA) na płycie trygerowej.

Dane z komór dotyczące jednego okresu zderzacza LHC (25 ns) mogą być przesyłane w wielu kolejnych taktach (do 12). Do przesyłania optycznego używa się synchronicznej transmisji 32 bitów w każdym takcie zegara zderzacza LHC. Użyte będą tanie układy serializatora GOL (układ zaprojektowany w CERN m.in. na zamówienie systemu mionowego RPC) oraz produkowane seryjnie układy deserializatora Fiberlink.

Kodowane i serializowne sygnały optyczne z LB odbierane są na płytach spliterowych w hali sterowania CMS, tam sygnały optyczne są zamieniane na elektryczne, deserializowane (Fiberlink) oraz przesłane do wielu płyt trygerowych. Należy zwrócić uwagę, że układy spliterów nie dekodują tego, co zostało zakodowane w układzie kodowania płyty LB. To dekodowanie jest wykonywane dopiero na płycie trygerowej, w układzie Ldmux (FPGA).

5. PROCESOR TRYGERA MIONOWEGO RPC CMS – KASETA TRYGEROWA

System transmisji danych optycznych przesyła dane z RPC do płyt trygerowych [8] w hali CMS. Ta część trygera składa się z 12 kaset trygerowych VME.

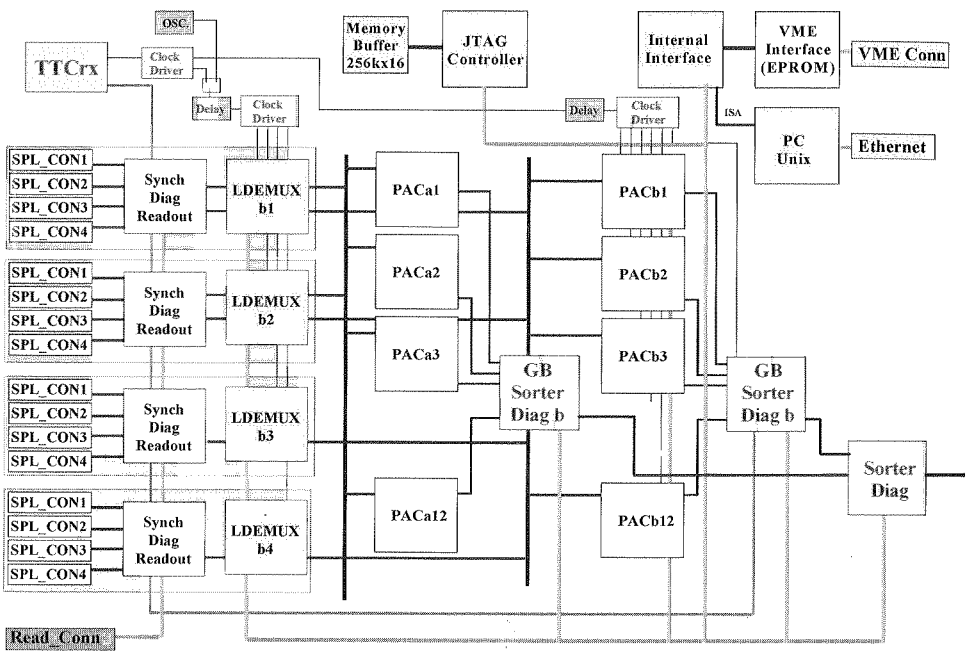


Rys. 9. Kaseta trygerowa

Każda kaseta trygerowa zawiera 17 płyt trygerowych, 1 płytę koncentratora odczytu oraz płytę sortowania mionów (rys. 9). Kaseta trygerowa obsługuje 300 wycinek (wedge) komór RPC w detektorze CMS (rys. 4). Każda płyta trygerowa realizuje poszukiwanie mionów w obszarze odpowiadającym dwóm wieżom w η (z wyjątkiem tej, która obsługuje jedną, centralną wieżę beczki) (rys. 3). Każda kaseta trygerowa w obszarze swojego wycinka znajduje po 4 miony o najwyższym pędzie z beczki oraz z endkapów dla każdego taktu zegara LHC.

Rys. 10 przedstawia schemat blokowy płyty trygerowej [1, 8].

Płyta trygerowa składa się z układu synchronizacji i dekodowania, z macierzy procesorów trygerowych PAC (PAttern Comparator) [1, 3, 9, 10], z układu sortowania oraz z układu sterowania i diagnostyki.



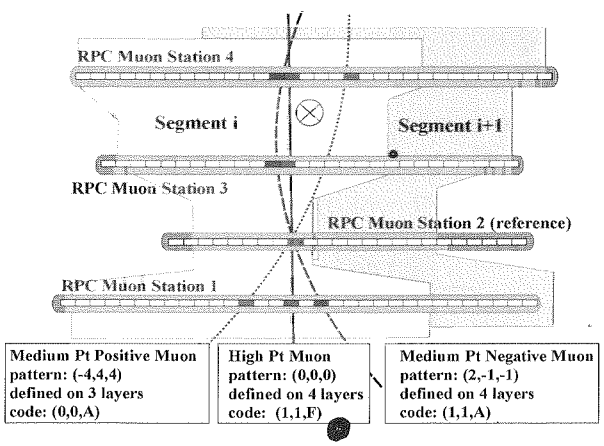
Rys. 10. Schemat płyty trygerowej

Układ synchronizacji i dekodowania zbudowany jest z 4 grup układów FPGA — synchronizatora Synch i dekodera Ldmux. Każda odpowiada jednej warstwie komór RPC. Układ Synch przyjmuje dane (przychodzące za pośrednictwem płyt spliterów) pochodzące z różnych LB i synchronizuje je tak, aby dotyczyły tego samego taktu LHC. Układ Ldmux wybiera z danych łącza te, które na danej płycie trygera są potrzebne a następnie rozkodowuje je i przygotowuje do postaci wymaganej przez macierz procesorów PAC. Ta operacja przygotowania danych polega na selekcji odpowiednich

pasków z dwóch sąsiadujących w φ komór RPC oraz na wykonaniu operacji logicznego OR na danych z dwóch sąsiadujących w η obszarów. Układ Ldmux buforuje też wybrane zakodowane dane dla systemu odczytu (patrz rozdział 6).

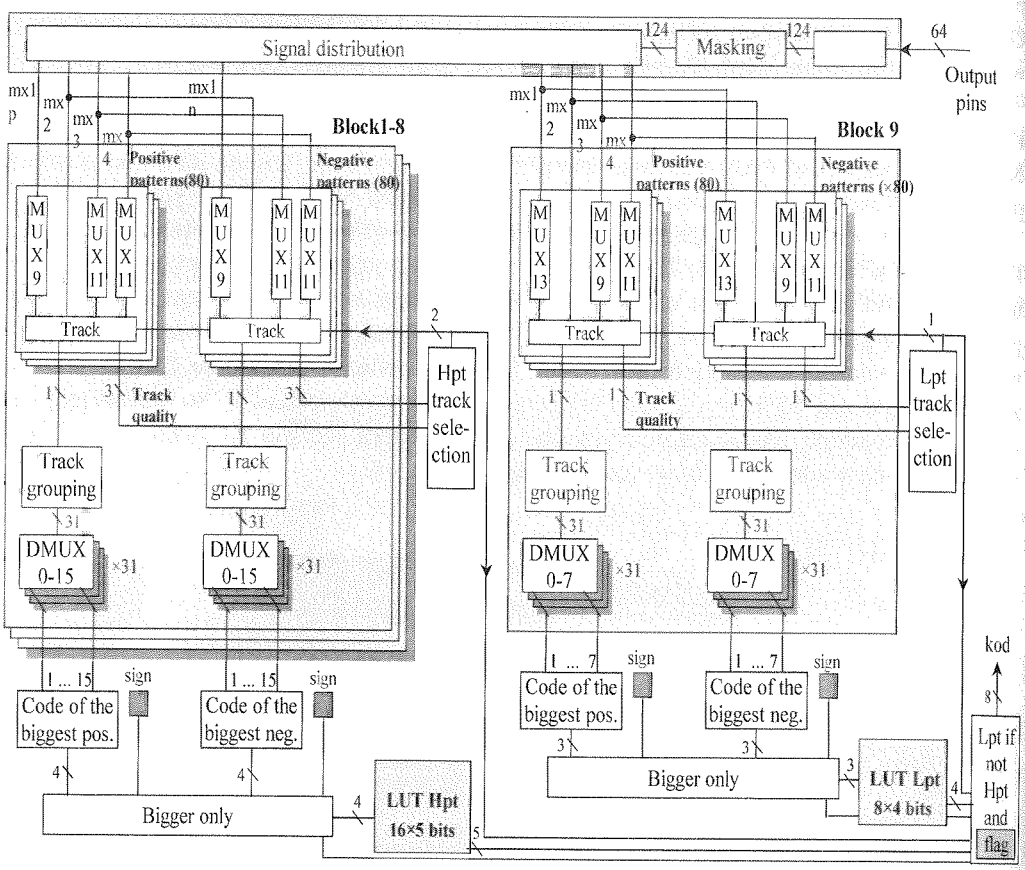
Macierz PAC składa się z 2 grup 12 procesorów PAC. Każda grupa procesorów PAC znajduje miony w segmencie odpowiadającym obszarowi CMS 30° w φ i 0.1 w η. Każdy z procesorów PAC znajduje jeden mion w segmencie komór RPC określonych przez 8 pasków z drugiej warstwy komór RPC (warstwa referencyjna) (patrz rys. 11).

Procesor PAC jest kluczowym elementem algorytmu trygera mionowego RPC. Procesor PAC analizuje dane z 4 warstw komór RPC i porównuje je z zapamiętanymi u siebie wzorcami (patterns) torów mionów. Każdemu wzorcowi w PACu przypisany jest także programowalny kod. Wzorce dla torów dodatnich i ujemnych są programowane osobno. Analiza wszystkich możliwych torów mionów w detektorze CMS pokazuje, że dla osiągnięcia 95% wydajności trygera wystarczy rozpoznawać 80 torów jednego znaku dla każdego paska referencyjnego. PAC zawiera łącznie 8*2*80 = 1280 programowalnych wzorców i odpowiednią ilość kodów.



Rys. 11. Zasada działania procesora PAC – dopasowywanie torów do wzorców

Na rys. 11 pokazane są dane w 4 warstwach komór RPC (zaciemnione prostokąty w komorach), 3 tory mionów które w tych danych można znaleźć a także kody, który są im przyporządkowane. Rys. 11 pokazuje także dwa sąsiadujące obszary segmentów komór RPC. Sąsiadujące segmenty częściowo pokrywają się, jedynie paski stacji referencyjnej należą tylko do jednego segmentu. Procesor PAC analizuje dane jednego segmentu. Znaleziony mion charakteryzowany jest przez bit jakości kodu, bit znaku oraz 4 bity określające pęd mionu. Bit jakości jest — „1" jeśli mion został znaleziony na podstawie sygnałów z 4 warstw komór RPC. Na Rys. 11 — mion dodatni został znaleziony na podstawie danych z tylko 3 warstw komór (brakuje sygnału w warstwie 3) — a zatem jego kod jakości jest — „0". Mionowi o najwyższym pędzie (prosty tor) odpowiada kod pędu „F".



Rys. 12. Schemat procesora PAC

Rys. 12 przedstawia schemat procesora PAC tak jak został zrealizowany w ASIC (technologia 0.35 um, AMS, 5*8,3 mm^2, ~1 milion tranzystorów) [].

Na początku sygnały wejściowe PAC są maskowane a następnie obliczane są sygnały wejściowe bloków. Bloki 1-8 zawierają wzorce wyższego pędu, odpowiadające torom mniej zakrzywionym, blok 9 zawiera wzorce niższego pędu, odpowiadające torom bardziej zakrzywionym. Bloki 1 do 8 są określone przez użycie jednego (sygnał referencyjny) paska komory referencyjnej (komora 2). Blok 9 otrzymuje jako sygnał referencyjny OR ośmiu pasków komory referencyjnej. W każdym bloku można zaprogramować 80 wzorców dodatnich i 80 wzorców ujemnych. Programowanie wzorców polega na określeniu, które z wejść multipleksera powinno być użyte do rozpoznawania śladu mionu (sygnał track). Dla każdego śladu oblicza się jego jakość, a następnie sprawdza się, jaka jest najlepszą jakość śladu w całym PACu (układy hpt i lpt track selection). Tylko tej najlepszej jakości ślady przekazuje się (w układach track) dla dalszej części układu. 80 śladów jednego znaku w każdym bloku redukuje się do 31

grup śladów (zmniejszając w ten sposób ilość sygnałów do dalszego przetwarzania). Każdej grupie śladów przypisuje się 4 bitowy kod — dzieje się to poprzez zaprogramowanie, na które wyjście układu Dmux ma się propagować sygnał grupy śladów. W dalszym ciągu znajduje się ślad o najwyższym kodzie, spośród wszystkich znalezionych w segmencie i dołącza się do niego jego bity znaku i jakości. Dodatkowo 4 bitowy kod pędu jest przekształcany na 5 bitowy przy pomocy programowalnej pamięci LUT (Look Up Table).

Programowanie PACa odbywa się przy pomocy wbudowanego układu ścieżki brzegowej (boundary scan). Procesor PAC realizuje swoje zadanie z opóźnieniem (latency) 2 taktów zegara — dane wejściowe są rejestrowane na wejściu, wyjściu oraz jednokrotnie wewnątrz układu (po demultiplekserach Dmux).

Otrzymane z macierzy PAC'ów kody mionów są następnie porządkowane według jakości wyboru mionu a potem właściwego kodu pędowego mionu. Sortowanie [13] przeplatane jest operacją usuwania sztucznie generowanych kodów mionów (na skutek zachodzenia na siebie segmentów trygerowych w η i φ [12]. Sortowanie wykonywane jest w kilku etapach:

1. na płycie trygerowej (z usuwaniem sztucznie generowanych kodów mionów w φ),
2. potem na płycie sortowania umieszczonej z tyłu kasety VME trygerowej,
3. na płytach sortowania w kasecie sortowania (z usuwaniem sztucznie generowanych kodów mionów w η),
4. na płycie sortowania umieszczonej z tyłu kasety VME sortowania.

Sortowanie jest realizowane w różnych układach FPGA dobranych ze względu na ilość kodów do sortowania oraz koszt układów FPGA. W szczególności – dopiero w ostatnich poziomach sortowania korzystne jest użycie dużych (i drogich) FPGA.

6. ODCZYT DANYCH

Zdaniem tego podsystemu jest dostarczenie do ogólnego systemu odczytu eksperymentu CMS (CMS DAQ) wszystkich danych wejściowych (pobudzonych pasków w komorach), a także pośrednich danych trygerowych RPC z jego różnych poziomów przetwarzania. Wykorzystuje się kodowanie wykonywane na płytach LB (patrz rozdział 4). Dane do odczytu są wybierane (w układach Ldmux) tak, aby te same paski komór RPC były odczytywane tylko raz (tryger używa ich wielokrotnie). Bufor pamięci oczekiwania na tryger pierwszego stopnia jest zrealizowany również na układach Ldmux, z użyciem wewnętrznych pamięci układów FPGA. Głębokość tego bufora musi wynosi 88 (wcześniej 40 taktów zegara użyte są na przesłanie danych do tej pamięci). Całkowite opóźnienie trygera pierwszego stopnia w CMS wynosi 128 taktów zegara LHC. Po otrzymaniu sygnału odczytu (tryger pierwszego stopnia) dane z tego bufora są koncentrowane i przepisywane do pamięci buforowej (derandomizer memory) znajdującej się na płycie koncentratora odczytu w kasecie trygerowej (rys. 9). Ze względu na mały rozmiar przypadków gromadzonych na płycie koncentratora odczytu w kasecie trygerowej przewidziany jest dodatkowy stopień koncentracji na dodatkowych trzech

płytach koncentratorów umieszczonych w kasecie sortera. System odczytu trygera mionowego RPC wysyła swoje dane do globalnego systemu odczytu CMS przy pomocy 3 łącz Slink64.

7. SYNCHRONIZACJA I DIAGNOSTYKA

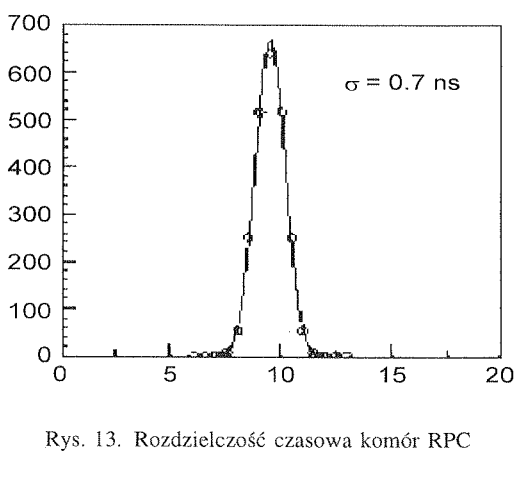
Synchronizacja sygnałów w systemie trygera jest bardzo ważnym składnikiem systemu. Nie wystarczy znać względne opóźnienia fragmentów danych, wchodzących na dany układ trygera — muszą one być wyrównane, tj. fragmenty danych przychodzące wcześniej muszą być opóźnione — tak, aby dalsze przetwarzanie dotyczyło danych z tych samych taktów zegara LHC.

W systemie trygera RPC wykonuje się trzy rodzaje synchronizacji (rys. 2):

1. Synchronizacji sygnałów komór RPC do zegara eksperymentu,
2. Wzajemna synchronizacja sygnałów synchronicznych transmitowanych łączami optycznymi,
3. Wzajemna synchronizacja sygnałów synchronicznych w transmisjach między kasetami.

W systemie trygera mionowego RPC przyjęto jako zasadę synchronizację danych tam gdzie one są używane, a nie tam gdzie są generowane.

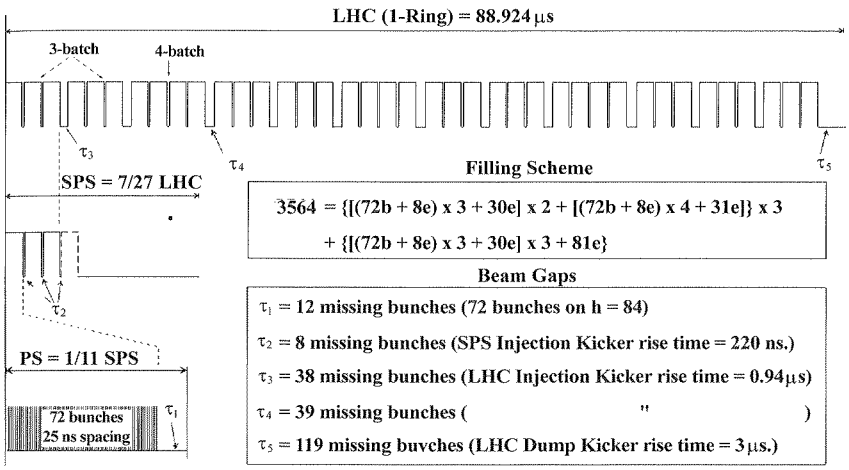
Komory RPC posiadają bardzo dobrą rozdzielczość czasową (rys. 13), ze względu jednak na rozmieszczenie w bardzo różnych odległościach od punktu oddziaływania wiązek ich sygnały muszą być starannie skorelowane z zegarem eksperymentu. Sygnały z komór są akceptowane, jeżeli ich narastające zbocze znajduje się w zaprogramowanej długości okienku czasowej (<25 ns).



Rys. 13. Rozdzielczość czasowa komór RPC

Zaakceptowane w ten sposób sygnały są rejestrowane przy pomocy zegara LHC. Od tego miejsca wszystkie sygnały będą miały długość 25 ns. Długość okienka będzie

zależała od parametrów komór — jego skracanie to polepszanie stosunku sygnału do szumów, ale też zmniejszanie wydajności komór. Ustalenie optymalnej długości sygnału okienkowego oraz jego opóźnienia (w skali poniżej 25 ns oraz w taktach zegara eksperymentu) względem oddziaływania może być wykonane jedynie przy pomocy długich pomiarów kalibracyjnych z użyciem struktury taktów zderzacza LHC (rys. 14, 11). Takty „wypełnione" cząstkami będą przeplatane taktami pustymi. Ta struktura będzie widoczna (z opóźnieniem skorelowanym z położeniem komór i ustawieniem parametrów synchronizacji) w histogramach gromadzonych na płytach LB. Ich analiza pozwala na określenie parametrów sygnału okienkowego.



Rys. 14. Struktura taktów zegarowych w zderzaczu LHC (jeden pełny cykl zderzacza)

Synchroniczne sygnały do transmisji optycznej są uzupełniane o informację o opóźnieniu tych sygnałów względem oddziaływania (uzyskaną tak jak to było opisane powyżej). Sygnały te służą do automatycznej synchronizacji danych na wejściu płyty trygerowej w układzie Synch (rozdział 3, rys. 2).

Podobną, nieco uproszczoną metodę stosuje się do transmisji sygnałów między kasetami VME (rys. 2)

Do celów synchronizacji zaprojektowano, w LHC system TTC (Timing, Trigger and Control) [11] — system dystrybucji zegara i sygnału trygera pierwszego stopnia (i kilku innych sygnałów sterujących). Składa się on z hierarchicznej sieci łączy optycznych zakończonych odbiornikiem TTCrx (ASIC) ulokowanym. Pozwala on dystrybuować zegar LHC optycznie do wielu miejsc z możliwością ustalania jego fazy z dokładnością do 50 ps. Sygnał trygera pierwszego stopnia dystrybuuje się podobnie, dodatkowo umożliwiając jego przesuwanie w zakresie kilkunastu taktów zegara LHC. Na Rys. 2 pokazano miejsca w systemie trygera mionowego RPC gdzie będą umieszczone elementy TTCrx (gwiazdki).

Zadaniem systemu diagnostyki jest sprawdzać poprawność danych w całym systemie trygera mionowego RPC. Wykonuje on to zadanie używając własnej, wewnętrznej szyny komunikacyjnej i procesora PC (płytka nakładkowa) na płytach elektroniki. Zadania diagnostyki realizowane są poprzez programowalne układy FPGA realizujących zadania trygera dodatkowo uzupełnione o dodatkowe funkcje opisane w języku VHDL. Ocenę poprawności danych wykonuje się poprzez

1. Liczenie poszczególnych sygnałów, porównywanie ich częstości miedzy sobą i z teoretycznymi wartościami,
2. Wykonywanie histogramów sygnałów i ich analizę,
3. Generowanie sygnałów testowych i analizę odpowiedzi, jaką wywołują.

Na rys. 2 zaznaczone zostały (kółkami) miejsca w systemie gdzie zainstalowane będą elementy diagnostyki. Miejsca ulokowania elementów diagnostyki pokrywają się częściowo z położeniem elementów TTCrx, dlatego, że podstawowym zadaniem diagnostyki w systemie trygera mionowego jest weryfikacja sychronizacji.

Do generowania sygnałów testowych użyte będą sygnały pretrygera dystrybuowane przez TTC. Sygnały testowe generowane są zawsze w tych miejscach systemu, po których następują transmisje danych.

8. BIBLIOGRAFIA

1. *CMS The TRIDAS Project Technical Design Report, Volume 1 The Trigger Systems.* CERN/LHCC 2000-038
2. G. Wrochna: *Synchronization of the CMS Muon Detector.* CMS CR 1998/017, CMS-IN 1998/007.
3. E. Piwowarska et.al.: *PAC prototype ASIC for the CMS Muon Trigger.* CMS IN-1999/ 021.
4. F. Loddo: *A prototype Front end chip for the CMS Resistive Plate Chambers.* (CERN/ LHCC/99-33)
5. K. Banzuzi, E. Pietarinen: *LINX: prototyping environment for the CMS RPC fibre optic links.* HIP Internal Report HIP-1999-07/I
6. M. Górski, I. Kudla, K. Pozniak: *High Speed Data Transmission and Compression for the CMS RPC Muon Trigger.* Proceedings from the 3rd Workshop on LHC Electronics
7. M. Górski, I. M. Kudla, K. Pozniak: *Resistive Plate Chamber (RPC) based muon trigger system for the CMS experiment — data compression/decopression system.* NIM A 419 (1998)
8. M. Kudla: *RPC Trigger Crate, Trigger Internal Review.* CERN-TriDAS Meeting, 8-9 November 1999
9. *PAC Prototype ASIC for the CMS Muon Trigger.* CMS IN-1999/021
10. Z. Jaworski et al.: *RPC — Pattern Comparator (PAC) ASIC.* NIM A 419 (1998)
11. *TTC distribution for LHC detector.* IEEE Trans.Nucl.Science,Vol.45, nr.3, June 1998, pp. 821-828
12. K. Fengler, et al: *Ghosts Buster for the RPC Based Muon Trigger.* CMS TN /98-012
13. G. De Robertis et.al.: *The sorting processor project.* CMS TN 95/28
14. M. Huhtinen et.al.: *Radiation Environment simulation for the CMS detector.* CMS TN/ 95-19

K. BUŃKOWSKI[1], K. KIERZKOWSKI[1], I. KUDŁA[1], T. NAKIELSKI[1,2], K. POŹNIAK[2], W. ZABOŁOTNY[2]

THE RPC MUON TRIGGER SYSTEM FOR CMS EXPERIMENT ON LHC COLIDER

Summary

In this article RPC muon trigger for CMS experiment on LHC collider is presented. The overall structure of the RPC muon trigger system is presented. More details are given for trigger algorithm built with usage of Patten Comparator (PAC) ASIC. Front End electronics is shortly discussed. Optical data link system using compression/decompression scheme allowing large number of links reduction is demonstrated. Synchronization and diagnostics tasks are discussed.

Keywords: HEP electronics, trigger, pipeline electronics, synchronous systems, optical links, FPGA, ASIC, diagnostic, synchronization, RPC electronics,

I

KI

2. *Inst*

c
n
z
w

S

Og
zamiesz
wcze zo
Pozosta
Połącze
w rzecz
nych. J
dalej d
diagnos
• bieżą
• wykry
• przep
• analiz
• przep
• autom

KWARTALNIK ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI, 2002, 48, z. 2, ss. 325–336

Diagnostyka i monitorowanie Trygera Mionowego RPC w eksperymencie CMS

KAROL BUŃSKOWSKI[1], IGNACY KUDŁA[1], TOMASZ NAKIELSKI[1,2], MICHAŁ PIETRUSIŃSKI[3], KRZYSZTOF POŹNIAK[2], RYSZARD ROMANIUK[2], GRZEGORZ WROCHNA[3], WOJCIECH ZABOŁOTNY[2]

1. Instytut Fizyki Doświadczalnej, Uniwersytet Warszawski, ul. Hoża 69, 00-681 Warszawa
2. Instytut Systemów Elektronicznych, Politechnika Warszawska, ul. Nowowiejska 15/19, 00-665 Warszawa
3. Instytut Problemów Jądrowych im. A. Sołtana, ul. Hoża 69, 00-681 Warszawa

Otrzymano 2001.10.15
Autoryzowano 2001.12.05

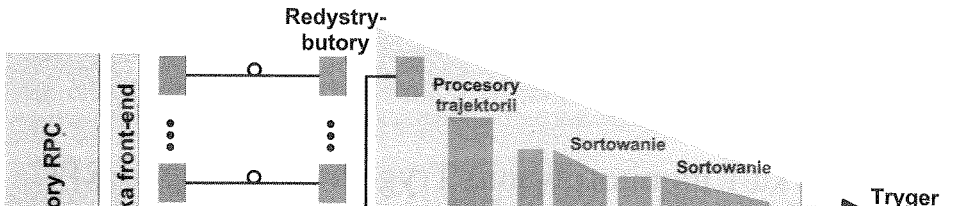
W pracy opisano koncepcję diagnostyki i kalibracji systemu Trygera Mionowego RPC opartą na ciągłym monitoringu pracy poszczególnych bloków toru elektronicznego i dedykowanych testach. Zaprezentowano zasadę działania standaryzowanych elementów diagnostycznych zrealizowanych w sposób algorytmiczny i sparametryzowany w języku VHDL. Przedstawiono wyniki implementacji w układach programowalnych ALTERA.

Słowa kluczowe: diagnostyka, monitoring, EBF, VHDL, komory RPC, FPGA, tryger mionowy

1. WSTĘP

Ogólną strukturę Systemu Trygera Mionowego RPC (zwanego dalej Systemem) zamieszczono na rys. 1. [2]. Elektronika front-end oraz moduły synchronizujące i nadawcze zostaną umieszczone w obrębie detektora CMS w obszarze podwyższonej radiacji. Pozostała cześć Systemu będzie umiejscowiona w kasetach VME na zewnątrz detektora. Połączenia obu części Systemu zostaną zrealizowane przez łącza optyczne. System w rzeczywistości składa się z kilkudziesięciu tysięcy oddzielnych modułów elektronicznych. Jego warstwa funkcjonalna została szczegółowo omówiona w [3] i nie będzie dalej dyskutowana. Niniejsza praca dotyczy wymagań i koncepcji spójnej warstwy diagnostycznej, która powinna realizować m. in. następujące zadania [2,5]:

- bieżącą ocenę jakości działania poszczególnych modułów elektronicznych,
- wykrywanie i lokalizowanie nieprawidłowości w działaniu Systemu,
- przeprowadzanie standardowych procedur testych,
- analizę przepływu strumienia danych fizycznych,
- przeprowadzanie procedur kalibracyjnych i ciągły nadzór nad warunkami kalibracji,
- automatyczną synchronizację całości Systemu i jej bieżącą kontrolę.

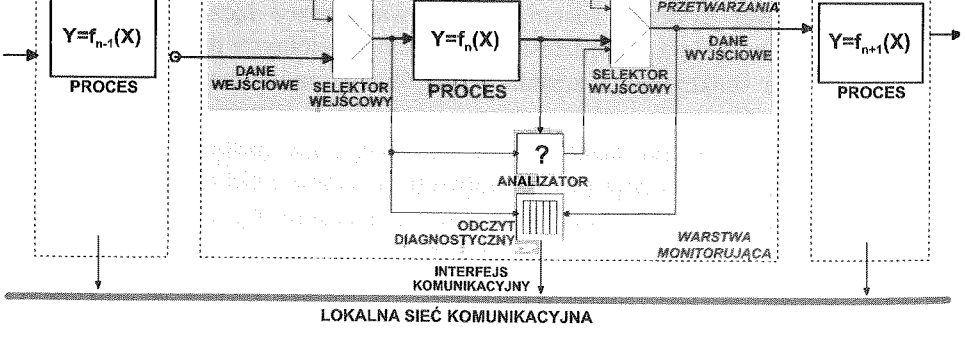


Rys. 1. Struktura Systemu Trygera Mionowego RPC

Przy opracowywaniu warstwy diagnostycznej Systemu posłużono się modelem Elementarnych Bloków Funkcjonalnych (EBF) [1]. Sam model oraz zasady projektowania zostały szczegółowo omówione w [4] i będą tutaj pominięte. W dalszej części pracy skoncentrowano się na przedstawieniu podziału funkcjonalnego Systemu pod kątem spełnienia wymogów diagnostycznych przedstawionych powyżej oraz koncepcję i realizację standaryzowanych bloków diagnostycznych w układach programowalnych ALTERA.

2. ANALIZA PROCESÓW TRYGERA MIONOWEGO RPC

Wykorzystanie modelowania systemu za pomocą EBF-ów wymaga podziału warstwy funkcjonalnej na poszczególne procesy i otoczenie ich standardową strukturą diagnostyczną. Ogólny przykład takiego podziału pokazano na rys. 2.



Rys. 2. Standardowa struktura systemu potokowego złożonego z EBF-ów

Uzyskano podział Systemu Trygera Mionowego RPC na grupę rozdzielnych procesów. Z oczywistych względów konstrukcyjnych są one tożsame z podziałem warstwy funkcjonalnej Systemu na poszczególne układy, bloki lub płyty elektroniczne. Ich szczegółowy opis zawarto w [3]. Poniżej dla porządku uszeregowano listę procesów i przypisanie do omawianych w [3] fragmentów elektroniki:

1. **FRONT-END** (płyta FEB) – dyskryminacja sygnału odpowiadająca przejściu cząstki minimalnie jonizującej i formowanie impulsu odpowiedzi o zadanym czasie trwania (rzędu 100ns w celu stłumienia tzw. „after pulses"),
2. **SYNCHRONIZATOR** (układ SYNCHRONIZER w module LB) – impuls odpowiedzi z FRONT-END jest warunkowany oknem czasowym pozycjonowanym zegarem akceleratora LHC. Wykrycie zbocza początkowego (narastającego) impulsu w obszarze okna (tzw. „okienkowanie") powoduje przypisanie stanu prawdy logicznej danej taktowanej zegarem eksperymentu. W ten sposób dla każdego taktu zegara powstaje informacja cyfrowa o fakcie przejścia cząstki przez pasek komory,
3. **KOMPRESOR** (układ LMUX w module LB) – realizuje kompresję partycji [6,7]. Generalnie polega ona na podziale danych z komory (96 bitów) na 12-to bitowe fragmenty (partycje). Łączem optycznym wysyłane są tylko niepuste partycje, czyli takie, które zawierają co najmniej jedną pozytywną informację o przejściu cząstki przez pasek komory objęty daną partycją. Pojedynczym łączem optycznym można wspólnie przesłać dane z maksymalnie trzech komór RPC
4. **REDYSTRYBUTOR** (płyta SPLITTER) – odbiera z łącza optycznego skompresowane dane, a następnie powiela je i wysyła do określonych DEKOMPRESORÓW,
5. **DEKOMPRESOR** (układ LDEMUX na płycie trygerowej) – odtwarza pierwotny obraz danych z komory RPC,
6. **PROCESOR TRAJEKTORII** (układ PAC na płycie TRIDAQ) – porównuje tory cząstek z analizowanego obszaru czterech warstw komór z posiadanymi wzorcami, a następnie wybiera trajektorię cząstki o najwyższej energii. Zwraca kod energetyczny tej trajektorii [8],
7. **FILTROWANIE KODÓW PHI** (układ GB na płycie TRIDAQ) polega na odrzuceniu kodów nieistniejących cząstek (tzw. duchów) powstałych wskutek częściowego pokrywania się obszarów sąsiednich PROCESORÓW TRAJEKTORII [9],
8. **SORTOWANIE PHI** (układ SORTER na płycie TRIDAQ) – wyprowadza w kolejności malejącej cztery największe kody energetyczne. Kolejne warstwy sorterów 12-to lub 16-to wejściowych są połączone kaskadowo,
9. **FILTROWANIE KODÓW ETA** (układ GB na płycie SORTER) jw.,
10. **SORTOWANIE ETA** (układ SORTER na płycie SORTER) – jw. Ostatecznie zostają przekazane do Trygera Globalnego Eksperymentu CMS cztery kody torów cząstek o największych energiach wraz z informacją topologiczną.

Powyższy podział ma oczywiście charakter arbitralny i jest, jak zawsze w takich przypadkach, kompromisem pomiędzy kosztami i wzrostem złożoności Systemu a zdolności do oceny jakości jego działania. Miejsca podziału Systemu na procesy, czyli tzw. węzły, wynikały z wielu istotnych potrzeb, wśród których należy wyróżnić:

- **możliwość jednoznacznej interpretacji sygnałów** wyprowadzanych z EBF-u pozwala dokonać oceny pracy Systemu lub określonego jego fragmentu. Autorzy uwzględnili nie tylko możliwość analizy aparaturowej, ale także fizycznej. W ten sposób, rezultaty analiz mają charakter nadmiarowy i na podstawie kilku niezależnych w sensie metodologicznym i źródłowym badań, można szacować wiarygodność warstwy diagnostycznej metodami korelacyjnymi, a co za tym idzie, pewność oceny jakości badanej części Systemu. Jako przykład może posłużyć realizacja warstwy monitorującej **SYNCHRONIZATORA**[1]. Umieszczono w niej niezależne liczniki częstości przed i po „okienkowaniu" dla każdego kanału oraz analizator rozkładu czasowego za okres zegara akceleratora LHC. Uzyskano w ten sposób możliwość weryfikacji ustawień parametrów okna czasowego, kalibracji pozycji okna w stosunku do rzeczywistego przejścia cząstki przez komorę, bieżącej kontroli poprawności „okienkowania" i jego stabilności a także ciągłej kontroli częstości sygnałów z komory (szumy, niedrożność, oscylacje, nieprawidłowa dyskryminacja sygnału, ocena fluktuacji itp.),
- **miejsca występowania długich połączeń**, zarówno kablowych jak i optycznych, co w przypadku omawianego Systemu musi być bardzo często stosowane z uwagi na uwarunkowania konstrukcyjne. Zastosowane rozwiązania wykorzystują możliwość kontroli nadążnej, np. badania konsystencji przesyłanych danych w skompresowanym potoku danych lub prawidłowej synchronizacji danych, a także kontroli kwazinadążnej opartej m. in. na pomiarze częstości zmian stanów logicznych na wyjściu nadajnika i wejściu odbiornika linii,
- **zdolność nadążnej analizy procesu**, czyli możliwość sformułowania algorytmu analizy procesu w ANALIZATORZE. Przykładem może być tutaj zastosowanie procesu odwrotnego w miejscu kodowania (dekodowanie) i na odwrót. Takie rozwiązania znalazły miejsce w **KOMPRESORACH** i **DEKOMPRESORACH**.

Dzięki obecności we wszystkich EBF-ach *warstwy monitorującej* jest dostępna informacja o wystąpieniu nieprawidłowości w dobrze określonym fragmencie toru elektronicznego. Zjawisko takie jest rejestrowane i udostępniane do dalszej analizy off-line. Szczegóły zastosowanych rozwiązań aparaturowych zamieszczono w rozdz. 3. Autorzy zastosowali w sposób systemowy koncepcję monitorowania aparatury elektronicznej za pomocą strumienia danych fizycznych.

W związku z tym można było zdjąć obowiązek poszukiwania potencjalnego miejsca awarii metodami testowymi, które w przypadku tak rozbudowanego Systemu są bardzo czasochłonne, wybiórcze i w konsekwencji mało efektywne. Założono, że warunki zajścia stwierdzonej i zarejestrowanej przez *warstwę monitorującą* nieprawidłowości będzie można stabilnie odtworzyć do celów serwisowych za pomocą *warstwy symulacyjnej* w miejscu jej wystąpienia. Posiadane możliwości symulacyjne pozwolą także na realizację procedur testowych wybranych fragmentów lub całości Systemu m. in. podczas jego inicjalizacji.

W tab. 1 zamieszczono zestawienie najważniejszych elementów wykonawczych struktury diagnostycznej EBF-ów w odniesieniu do wyszczególnionych procesów.

[1] Dokładna dyskusja dotycząca każdego procesu wykracza poza ramy niniejszej pracy

Tabela 1

Zestawienie najważniejszych elementów struktury diagnostycznej EBF-ów

proces	warstwa symulacyjna		warstwa monitorująca	
	Symulator wejściowy	Symulator wyjściowy	Analizator (trygery lokalne)	Odczyt diagnostyczny
FRONT-END (1)	Impulsator sterowany o programowalnej amplitudzie	brak	brak	brak
SYNCHRONIZATOR (2)	Programowalny Generator Stanów Logicznych obejmujący wszystkie wejścia do sterowania impulsatorem (1)	Programowalny Generator Stanów Logicznych obejmujący wszystkie wyjścia	• koincydencja kanałów ustalana programowo	*Dane statystyczne:* • częstości kanałów wejściowych i wyjściowych • histogram kanałów wejściowych lub wyjściowych wybranych programowo versus pozycja BX w ramach orbity • rozkład czasowy kanałów wejściowych wybranych programowo versus okres zegara • częstości trygerów diagnost. *Trygery:* • L1 Accept (wybrane) • tryger testowy • trygery lokalne
KOMPRESOR (3)	Programowalny Generator Stanów Logicznych obejmujący wszystkie wejścia	jak dla (2)	• wysłane oraz stracone partycje i pakiety • skrócone pakiety • niepoprawny format	*Dane statystyczne:* • częstości kanałów wejściowych • rozkład niepustych partycji • częstości trygerów diagnost. *Trygery:* • jak dla (2)
REDYSTRYBUTOR (4)	jak dla (3)	brak	• odebrane partycje i pakiety • skróconc pakiety • niepoprawny format	*Dane statystyczne:* • częstości trygerów diagnost. *Trygery:* • jak dla (2)
DEKOMPRESOR (5)	jak dla (3)	jak dla (2)	• jak dla (4) dla każdego z dwóch kanałów	*Dane statystyczne:* • częstości kanałów wyjściowych • rozkład niepustnych partycji • częstości trygerów diagnost. *Trygery:* • jak dla (2)

Tabela 1(c.d)

proces	warstwa symulacyjna		warstwa monitorująca	
	Symulator wejściowy	Symulator wyjściowy	Analizator (trygery lokalne)	Odczyt diagnostyczny
PROCESOR TRAJEKTORII (6)	brak	brak	• programowalny tryger w oparciu o kody energetyczne • niepoprawny format danych wyjściowych	*Dane statystyczne:* • rozkład kodów energetycznych • częstości trygerów diagnost. *Trygery:* • jak dla (2)
FILTR KODÓW (7,9)	jak dla (3)	jak dla (2)	• niepoprawny algorytm filtrowania	*Dane statystyczne:* • jak dla (6) *Trygery:* • jak dla (2)
SORTER (8,10)	jak dla (3)	jak dla (2)	• niepoprawny algorytm sortowania	*Dane statystyczne:* • jak dla (6) *Trygery:* • jak dla (2)

Istotnym wnioskiem płynącym z powyższego zestawienia jest stwierdzenie, że mimo znacznej różnorodności samych procesów ich elementy diagnostyczne w dużym stopniu są funkcjonalnie identyczne. Wykorzystując te własności, autorzy pracy opracowali w języku VHDL sparametryzowane (skalowalne) opisy algorytmiczne standardowych *Modułów Diagnostycznych* takich jak np.:

- Moduł Programowalnego Generatora Stanów Logicznych,
- Moduł Liczników Częstości,
- Moduł Histogramujący,
- Moduł Wielotrygerowego Odczytu Diagnostycznego.

Ich charakterystyki funkcjonalne zostały przedstawione w następnym rozdziale.

3. SPARAMETRYZOWANE MODUŁY DIAGNOSTYCZNE

Jednym z podstawowych założeń realizacji warstwy diagnostycznej Systemu była jej pełna parametryzacja i uniwersalność zastosowań. W tym celu wszystkie *Moduły Diagnostyczne* zostały opracowane w jednolitym standardzie i opisane w postaci sparametryzowanej biblioteki w języku opisu sprzętu VHDL. W obszarze standaryzacji mieści się sposób komunikacji z układami zewnętrznymi, sterowanie nadrzędne oraz stosowanie zunifikowanych komponent składowych (np. bloków pamięci RAM). W ten sposób dodanie *Modułu Diagnostycznego* do nowego urządzenia jest łatwe

i szybkie. Wymaga jedynie podania rzeczywistych parametrów wymaganych w danej implementacji.

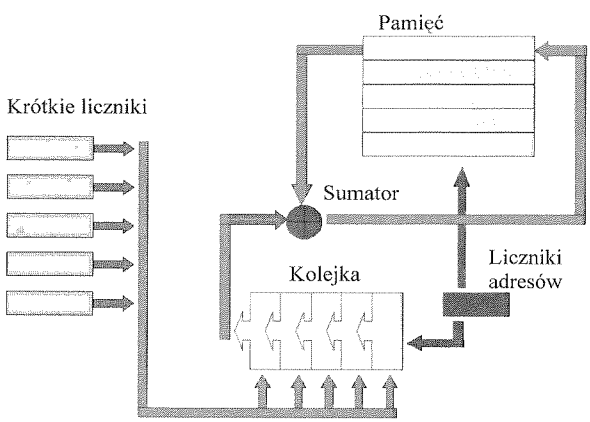
3.1. MODUŁ PROGRAMOWALNEGO GENERATORA STANÓW LOGICZNYCH

Moduł ten został zaimplementowany jako cyklicznie rotowany bufor pamięci RAM taktowany zegarem eksperymentu. W każdym cyklu jest wyprowadzane kolejne słowo pamięci. Parametry skalowania obejmują m. in.:

- N – szerokość słowa danych generatora [w bitach],
- M – głębokość bufora pamięci [w liczbie pozycji].

Autorzy opracowali bardziej rozbudowaną wersję modułu podobną w zasadzie działania do sekwenserów stanów logicznych. Wykorzystując ten sam obszar pamięci wzorca może on wytwarzać o wiele bardzo złożone i niepowtarzalne sekwencje testowe. Uzyskanie takich własności umożliwiają łatwe w implementacji generatory pseudolosowe. Bardziej szczegółowe omówienie tych rozwiązań wykracza jednak poza ramy niniejszej pracy.

3.2. MODUŁ LICZNIKÓW CZĘSTOŚCI



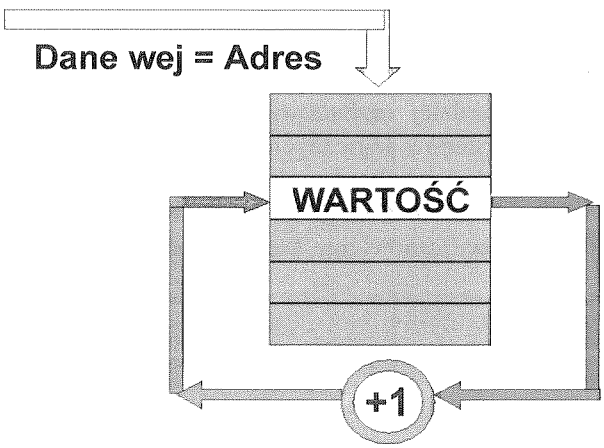
Rys. 3. Struktura funkcjonalna Modułu Liczników Częstości

Struktura funkcjonalna modułu została przestawiona na rys. 3. Każda z linii wejściowych jest połączona z tzw. „krótkim licznikiem". Długość licznika odpowiada ilości bitów koniecznych do zaadresowania każdego z wejść. Zawartość liczników jest dodawana do odpowiednich komórek pamięci w sposób cykliczny. Na początku cyklu dane ze wszystkich liczników są w jednym takcie zegara przenoszone do kolejki, a wartości liczników są ustawiane na aktualną wartość linii wejściowych. W następnych taktach zegara sumowane są wartości z kolejki z odpowiednimi komórkami pamięci. W ten sposób uzyskano układ o dobrych parametrach czasowych i zajmujący znacząco

mniej elementów logicznych w układach programowalnych niż blok liczników o tym samym zakresie. Parametry skalowania obejmują m. in.:

- N – ilość sygnałów wejściowych,
- C – szerokość słowa licznika [w bitach].

3.3. MODUŁ HISTOGRAMUJĄCY



Rys. 4. Struktura funkcjonalna Modułu Histogramującego

Struktura funkcjonalna modułu została przestawiona na rys. 4. Został on zrealizowany przy pomocy bloku pamięci oraz inkrementatora. Dane wejściowe są interpretowane jako adres komórki pamięci, która zostaje zwiększona o wartość jeden. Warto w tym miejscu zauważyć, że N wejść układu oznacza 2^N komórek pamięci koniecznych do realizacji histogramu. Parametry skalowania obejmują m. in.:

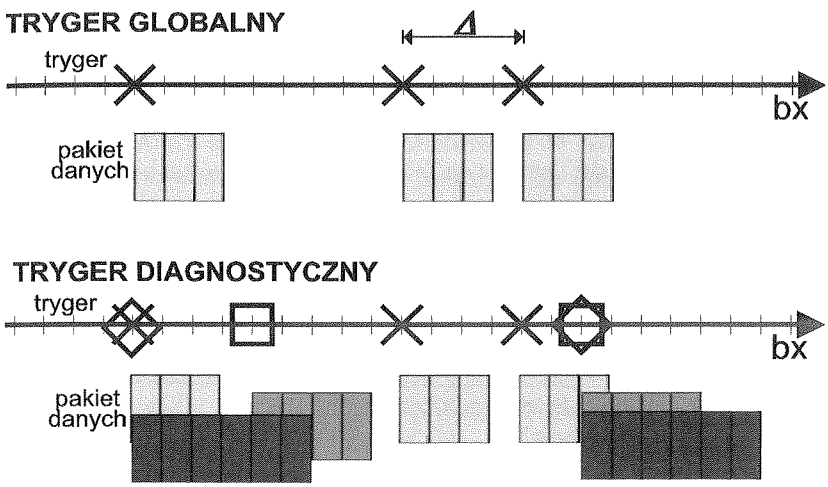
- N – szerokość słowa danych histogramowanych [w bitach],
- C – szerokość słowa licznika [w bitach].

3.4. MODUŁ WIELOTRYGEROWEGO ODCZYTU DIAGNOSTYCZNEGO

Działanie modułu polega na jednoczesnej obsłudze nie skorelowanych w czasie *trygerów diagnostycznych* (wytwarzanych w ANALIZATORZE) oraz *trygerów globalnych* eksperymentu CMS (takich jak np.: L1A, trygery kalibracyjne itp.).

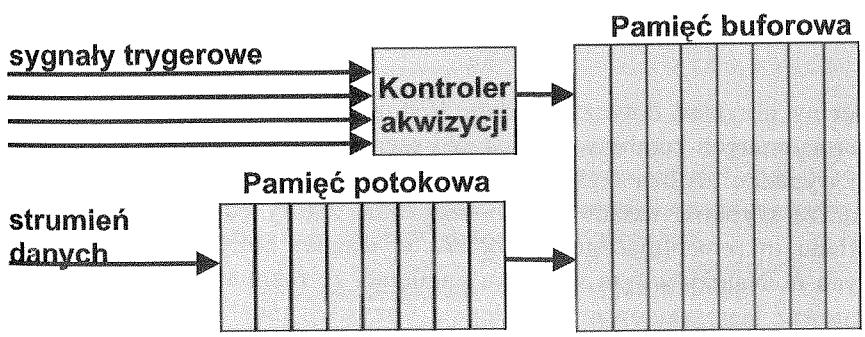
Rys. 5 prezentuje na przykładzie porównanie zasad akwizycji danych dla *trygera globalnego* (w tym wypadku L1Accept) i lokalnego *trygera diagnostycznego*. Dla pierwszego znane jest źródło jego pochodzenia i moment wystąpienia (BX). Jest także zapewniona rozłączność kolejnych pakietów danych, tzn. nie mogą się one wzajemnie nakładać na siebie. Natomiast *tryger diagnostyczny* posiada odmienne własności, które mają bezpośrednie przeniesienie na strukturę funkcjonalną modułu:

- **zapisywane pakiety danych nie muszą być rozłączne**, ponieważ źródła trygera diagnostycznego mogą być niezależne,
- **trzeba rejestrować numer przecięcia (BX)**, gdyż decyzja o naborze danych ma charakter lokalny,
- **pakiety danych nie mają ustalonej liczby rejestrowanych przecięć**, co oznacza, że na jeden wspólny pakiet może składać się kilka pakietów pojedynczych,
- **trzeba rejestrować źródła trygera**, ze względu na to, że zarejestrowany pakiet danych może być związany z wieloma źródłami trygera.



Rys. 5. Porównanie zasady trygera globalnego i diagnostycznego

Podstawowe elementy struktury funkcjonalnej modułu zostały zaprezentowane na rys. 6. Dane wejściowe są opóźniane w pamięci potokowej na czas dotarcia najdłużej opracowywanego trygera. *Kontroler akwizycji* realizuje proces tworzenia pakietów danych wyselekcjonowanych przez trygery, natomiast pamięć buforowa rejestruje wyłuskane pakiety z wyjścia *pamięci potokowej.*



Rys. 6. Struktura funkcjonalna Modułu Wielotrygerowego Odczytu Diagnostycznego

Parametry skalowania modułu obejmują m. in.:

- N – szerokość strumienia danych wejściowych [w bitach],
- T – ilość niezależnych trygerów diagnostycznych
- P – ilość pozycji pamięci potokowej,
- B – ilość pozycji pamięci buforowej.

4. WYBRANE PRZYKŁADY IMPLEMENTACJI

W niniejszym rozdziale przedstawiono przykłady implementacji wybranych modułów diagnostycznych w układach ALTERA serii ACEX. Do ich opracowania wykorzystano środowisko *FPGA Express oraz Max Plus II.*

Tab. 2 zawiera wyniki implementacji algorytmu *Modułu Liczników Częstości* dla kilku wariantów ilości wejść N i szerokości słowa licznika C. Analiza maksymalnej częstotliwości pracy prowadzi do wniosku, że szybkość układu praktycznie nie zależy od liczby linii wejściowych N, natomiast znaczący wpływ posiada wielkość układu sumującego wynikająca z szerokości słowa licznika C.

Tabela 2

Rezultaty implementacji Modułu Liczników Częstości w układzie Acex EP1K50FC256-1

Liczba wejść (N)	Szerokość słowa licznika (C)	Liczba użytych LCELL	Zużycie pamięci [bity]	Częstotliwość [MHz]
96	32	1732	4096	45,87
48	32	858	2048	45,04
32	32	628	1024	45,45
16	32	330	512	45,04
128	16	2421	2048	54,94
96	16	1652	2048	54,34
48	16	1061	1024	55,24
32	16	734	512	56,17
16	16	282	256	55,55

Kolejny przykład dotyczy *Modułu Histogramowania.* Wyniki implementacji algorytmu wybranych kombinacji wejść N i szerokości słowa licznika C zawiera tab. 3. W tym wypadku analiza maksymalnej częstotliwości pracy prowadzi do podobnego wniosku, że szybkość układu przede wszystkim zależy od szerokości słowa licznika C i układu inkrementującego, a dopiero w drugiej kolejności od liczby linii wejściowych N. Należy w tym wypadku pamiętać, że rozmiar użytej pamięci rośnie jak 2^N, ponieważ histogramowaniu podlegają wszystkie możliwe kombinacje słowa wejściowego.

Tabela 3

Rezultaty implementacji Modułu Histogramowania w układzie Acex EP1K100FC256-1

Liczba wejść (N)	Szerokość słowa licznika (C)	Liczba użytych LCELL	Zużycie pamięci [bity]	Częstotliwość [MHz]
8	32	138	8192	58,13
9	32	143	16384	51,81
10	32	146	32768	51,02
8	48	186	12288	46,29
9	48	191	24567	49,01
10	48	242	49152	45,45

5. WNIOSKI

Na zakończenie autorzy pragną zwrócić uwagę na dwa, ich zdaniem ważne wnioski, wynikające z niniejszej pracy:

1. stosowanie *Modelu Elementarnych Bloków Funkcjonalnych* doprowadziło do zespolenia warstwy funkcjonalnej Systemu z warstwą diagnostyczną. Implikacją tego faktu było odejście od metod testowania na rzecz monitoringu wykorzystującego potok danych fizycznych jako źródło sygnałów testowych,
2. pokazano, że elementy warstwy diagnostycznej EBF'u można standaryzować, co ostatecznie prowadzi do projektów modularnych zarówno w warstwie aparaturowej jak i programistycznej i w znaczący sposób może się przyczynić do obniżenia wysokich kosztów realizacji tego typu systemów elektronicznych, jak również znacząco skrócić czas ich projektu, budowy i uruchamiania.

6. BIBLIOGRAFIA

1. M. Adamus, K. Poźniak: *Proposal of the new on-line VETO-WALL Trigger Quality Checking System*, ZEUS-Note 97-061, 1997
2. *CMS The TRIDAS Project Technical Design Report*, Volume 1 The Trigger Systems, CERN/LHCC 2000-038
3. K. Bańkowski, K. Kierzkowski, I. Kudła, T. Nakielski, M. Pietrusiński, K. Poźniak, W. Zabołotny, *Tryger mionowy RPC w eksperymencie CMS*, Kwartalnik Elektroniki i Telekomunikacji, T. 48, z. 2. 2002, ss. 309-323.
4. M. Adamus, K. Poźniak: *Diagnostyka detektora Veto Wall jako przykład metody Elementarnych Bloków Funkcjonalnych*, Kwartalnik Elektroniki i Telekomunikacji, T. 48, z. 2. 2002, ss. 449-467.
5. G. Wrochna: *Synchronization of the CMS Muon Detector*, CMS CR 1998/017, CMS-IN 1998/007.
6. M. Górski, I. M. Kudla, K. Pozniak: *High Speed Data Transmission and Compression for the CMS RPC Muon Trigger*, Proceedings from the 3rd Workshop on LHC Electronics
7. M. Górski, I. M. Kudla, K. Pozniak: *Resistive Plate Chamber (RPC) based muon trigger system for the CMS experiment – data compression/decopression system*. NIM A 419 (1998)
8. Z. Jaworski et al.: *RPC – Pattern Comparator (PAC) ASIC*, NIM A 419 (1998)
9. Fengler, M. Kudla, P. Zalewski: *Ghosts Buster for the RPC Based Muon Trigger*, CMS TN /98-012

I.KUDŁA, T.NAKIELSKI, K.POŹNIAK, R.ROMANIUK

DIAGNOSTICS AND MONITORING OF RPC MUON TRIGGER IN CMS EXPERIMENT

Summary

Diagnostics and calibration circuits for RPC Muon Trigger were described. Diagnostics bases on continuous monitoring of particular blocks of electronic signal processing and transmission channel and performing periodically dedicated tests. Standardized diagnostic devices were introduced. The devices were realized in an algorithmic and parametric way using VHDL language. The solutions were realized in ALTERA programmable matrices.

Keywords: diagnostics, monitoring, EBF, VHDL, RPC chamber, FPGA, muon trigger

KWARTALNIK ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI, 2002, 48, z. 2, ss. 337–348

Koncentrator danych dla Detektora Zewnętrznego w eksperymencie LHCb

PIOTR KAPUSTA

Instytut Fizyki Jądrowej, ul. Kawiory 26A, 30-055 Kraków

Otrzymano 2001.10.05
Autoryzowano 2001.12.10

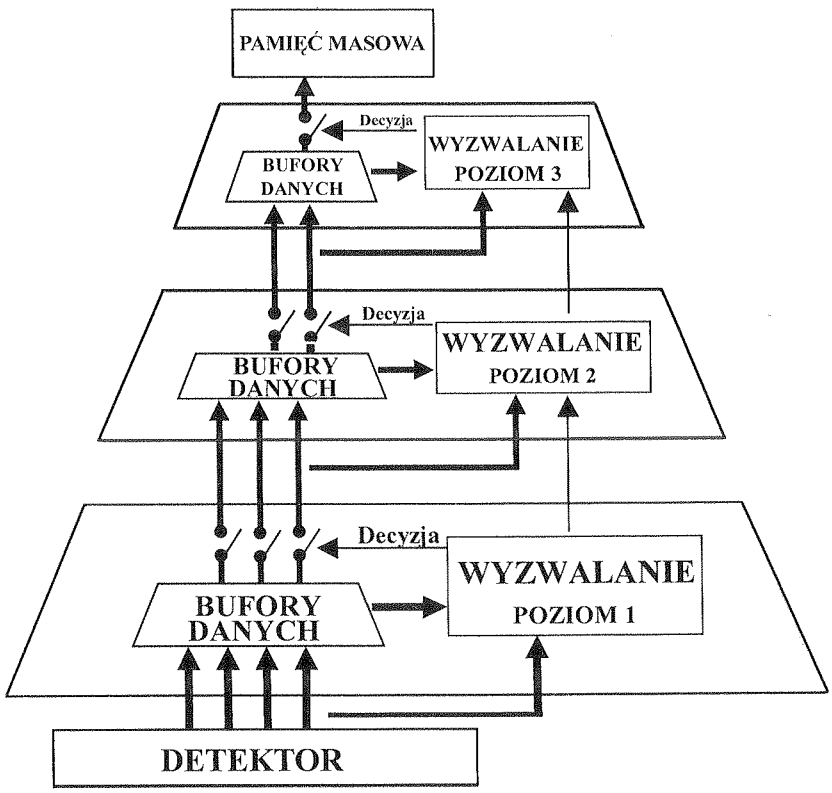
W artykule przedstawiono pracę nad prototypowym układem multipleksera, przeznaczonym do zastosowania w systemie rejestracji danych eksperymentu LHCb. W projekcie wykorzystano element FPGA firmy Xilinx, z rodziny Virtex. Zawiera on pamięć wewnętrzą o rozmiarach wystarczających dla efektywnego buforowania danych.

Słowa kluczowe: LHCb, akwizycja danych, FPGA, link.

1. WSTĘP

Architektura systemów rejestracji danych w nowo projektowanych eksperymentach fizyki wysokich energii przypomina zazwyczaj piramidę (Rys. 1) o poziomach odpowiadających kolejnym stopniom układów wyzwalania. Decyzje najniższego stopnia dotyczą kolejnych kolizji cząstek i powstają ze stałym, niewielkim opóźnieniem, wynoszącym kilka mikrosekund. Wyższym poziomom odpowiada lepsza precyzja obliczeń i coraz większa zwłoka w generacji decyzji. Dla poziomu drugiego wynosi ona od kilkudziesięciu do kilkuset us, z poziomem trzecim, konstruowanym zazwyczaj jako system wieloprocesorowy (farma), wiążą się opóźnienia rzędu milisekund. W czasie wypracowywania decyzji dane muszą być przechowywane w buforach o odpowiedniej wielkości. Rozproszenie pamięci tworzących bufory zależy od liczby linków, którymi dane przychodzą na poziom. Najniżej mamy do czynienia z dużą ilością tanich linków miedzianych, najczęściej z niestandardowym protokołem. Posuwając się do góry spotykamy technologie komercyjne: linki DSP, Ethernet, Gigabit Ethernet, Fiber Channel, HIPPI; zarazem maleje ich liczba i segmentacja buforów a zaakceptowane dane ulegają koncentracji. Na najwyższym poziomie dysponujemy skompletowanymi w jednym

obszarze pamięci danymi z całego wyselekcjonowanego zdarzenia, nadającymi się do zapisu do pamięci masowej. Koncentracja jest również konieczna ze względu na wymagania trygera. Operacje takie jak wyszukiwanie i dopasowanie śladów, znajdowanie wierzchołków rozpadu, obliczanie brakującej energii poprzecznej, wymagają danych z dużych fragmentów lub z całego detektora.

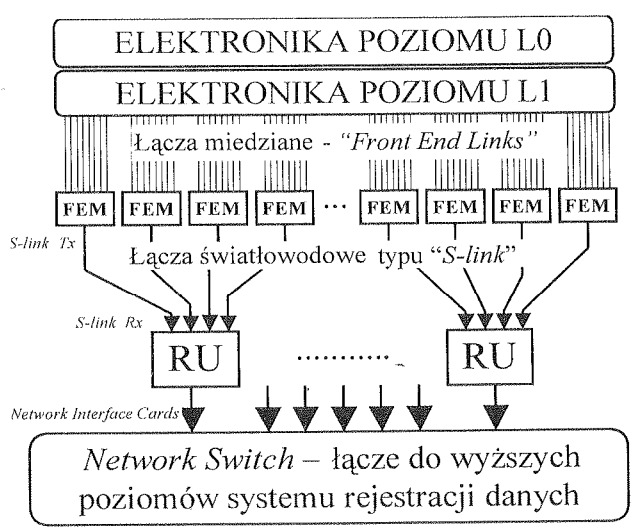


Rys. 1. Ogólna struktura wielopoziomowego systemu odczytu i wyzwalania

Tradycyjne rozwiązanie buforowania i koncentracji danych stanowiły układy oparte o wspólną magistralę (VME, FASTBUS). Ze względu na ograniczoną przepustowość i nieskalowalność, unika się tych rozwiązań w nowych projektach. Na wysokich poziomach akwizycji danych koncentrację mają zapewnić technologie oparte o skalowalne standardy sieciowe w rodzaju Gigabit Ethernet, przy czym zakłada się wykorzystanie urządzeń komercyjnych. Dla poziomów zbliżonych do detektora, gdzie stosowane linki są najczęściej nietypowe, konieczne jest konstruowanie układów dedykowanych.

2. SYSTEM REJESTRACJI DANYCH EKSPERYMENTU LHCb

Ten kolejny, przeznaczony do uruchomienia w 2005 roku eksperyment do badania zjawiska łamania parzystości przestrzenno-ładunkowej CP (*CP violation*), ma korzystać z akceleratora LHC w CERN, pracującego z zegarem o częstotliwości 40MHz. Zbocza tego zegara, określanego zazwyczaj jako sygnał BCO (*Bunch Cross Over*) określają moment przecinania się zderzanych w detektorze wiązek i związanej z tym generacji danych. BCO stanowi zarazem sygnał odniesienia przy definiowaniu opóźnień w systemie i przy oznaczaniu przypadków. Taktowanie elektroniki zbliżonej do detektora sygnałem BCO jest powszechnie stosowanym zabiegiem ułatwiającym konstruowanie układów odczytu i wyzwalania. W przypadku LHCb synchroniczny z BCO tryger najniższego poziomu (L0 – opóźnienie 4us) cechować będzie częstotliwość ponad 1 MHz. Następny poziom (L1) dostarczy ze średnią zwłoką 1 ms asynchronicznych decyzji o maksymalnej częstotliwości 40 kHz. Strukturę przepływu danych w systemie akwizycji przedstawia rys. 2. Elektronika należąca do poziomów L0 i L1 znajduje się blisko detektora i jest w znacznym stopniu zintegrowana. Dokładny kształt następnego poziomu nie jest jeszcze określony. Ma on być poprzedzony układem przełączającym (*Network Switch*), wykonanym w komercyjnej technologii Gigabit Ethernet. Jako łącze do niego posłuży dedykowany moduł o nazwie *Readout Unit* (RU). Połączenie RU z poziomem L1 oparte ma być o szybkie linki optyczne, spełniające wymagania zdefiniowanego przez CERN pseudo-standardu o nazwie S-link. Każdy *Readout Unit* posiada 4 wejścia S-linków. Przychodzące nimi dane są wewnątrz RU multipleksowane tak, by tworzone pakiety wynikowe zawierały dane z tego samego zdarzenia. Założony



Rys. 2. Przepływ danych poniżej drugiego stopnia wyzwalania w systemie rejestracji danych eksperymentu LHCb

przepływ danych przez jeden S-link wynosi 40-60 MB/s. Kolejność danych na wejściowych S-linkach jest taka sama i odpowiada kolejności zdarzeń, ich rozmiar i moment nadejścia (L1 jest asynchroniczny) mogą być różne. Wyjście RU stanowi łącze do magistrali PCI (256 MB/s), do którego montowany jest interfejs Gigabit Ethernetu (*Network Interface Card*). *Readout Unit* jest oparty o układy FPGA typu Orca firmy Lucent Technologies. Prace nad urządzeniem trwają w CERN od kilku lat. Poszukując tematu bardziej odpowiadającego skromnym możliwościom, krakowska grupa LHCb skoncentrowała się na elemencie oznaczonym na rys. 2 jako FEM – *Front End Multiplexer*. Grupuje on dane z niestandardowych linków o małej przepustowości i wysyła je poprzez S-link do *Readout Unit*.

Konieczność wprowadzenia FEM ma miejsce przy odczycie detektorów o dużej liczbie kanałow i małej zajętości; w tym przypadku oferowane przez S-link pasmo jest dla układów poziomu L1 zbyt wielkie. Takim detektorem w LHCb jest Detektor Zewnętrzny (*Outer Tracker*).

3. REJESTRACJA DANYCH Z DETEKTORA ZEWNĘTRZNEGO W LHCB

Detektor ten zawiera ponad 130000 liczników proporcjonalnych, wykonanych w postaci rurek o 5 mm średnicy, otaczających cienki drucik stanowiący anodę licznika. Rurki wypełnione są mieszanką gazową ograniczającą czas trwania impulsu do dwóch okresów BCO, czyli 50 ns. Wielkością mierzoną jest czas od momentu kolizji (określa go BCO) do pojawienia się impulsu – tzw. czas dryfu. Pozwala on na precyzyjne wyznaczenie odległości toru cząstki od anody. Dokładność pomiaru czasu dryfu musi być lepsza od 1 ns. Wymaganą precyzję zapewnią zaprojektowane w CERN układy scalone typu TDC ("*Time Digitization Counter*"). Są one umieszczone na niewielkich, modułach, o nazwie B-Timizer (projekt instytutu NIKHEF, Amsterdam), zawierających oprócz TDC logikę i bufory stopni L0 i L1. Każdy B-Timizer obsługuje 32 kanały. Wyjściem jego jest szeregowy link miedziany, określany dalej jako DS-link ("*Data-Strobe link*"). Zakładając, że każdorazowo po pozytywnej decyzji L1 otrzymamy 65 słów (100% zajętość, 2 słowa na kanał), czyli 260 bajtów, przy średniej częstotliwości 40 KHz daje to przepływ danych na DS-link równy w przybliżeniu 10 MB/s. Wobec pożądanych 40–60 MB/s na S-linku, konieczność zastosowania multipleksera (koncentratora) kilku linków DS w jeden S-link jest oczywista. Dodatkowymi operacjami, które powinien on wykonywać są:

- Kontrola kompletności danych. Dane trafiające poprzez DS-link do koncentratora posiadają identyfikator określający zdarzenie, do którego należą. Po każym L1 dane z tym samym identyfikatorem powinny nadejść ze wszystkich linków.
- Kontrola poprawności struktury danych.
- Wykrywanie przepełnienia na wejściach linków DS.

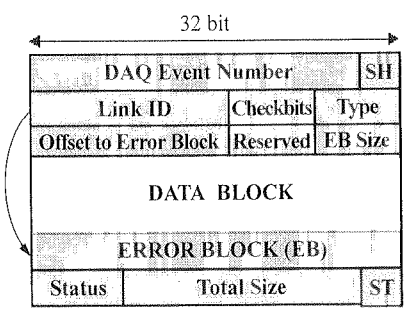
3.1. POSTAĆ DANYCH NA WEJŚCIACH I WYJŚCIU KONCENTRATORA

Dane przychodzące z linków DS mają postać słów 32-bitowych i są sformatowane jak na rys. 3. Koncentracja danych wymaga wykorzystania znacznika (bity 31–28), określającego zawartość słowa oraz identyfikatora zdarzenia (*Event ID*, bity 23–12), dla sprawdzenia kompletności danych.

Opis	Bit 31 – 28	Bit 27 – 24	Bit 23 – 20	Bit 19 – 12	Bit 11 – 8	Bit 7 – 0
Nagłówek danych z B-Timizera	1010	B-T ID (3-0)	Event ID (12bits) – identyfikator zdarzenia (numer decyzji L1)		Znaczniki błędów	Licznik słów
Nagłówek danych z TDC	0010	TDC	Event		Bunch ID – identyfikator zbocza BCO stowarzyszonego ze zdarzeniem	
Dane z TDC	0100	0 TDC	Kanał	Czas zgrubny		Czas dokładny
Dalsze dane z TDC	0100	0 TDC	Kanał	Czas zgrubny		Czas dokładny
Znacznik końca danych z TDC	0011	TDC	Event ID		Licznik słów z TDC	
Dane testowe (opcjonalnie)	1100					
Znacznik końca danych z B-Timizera	1101	B-T ID (3-0)	Event ID (12bits)		Znaczniki błędów	B-T ID(11-4)
Błędy	1001	B-T ID (3-0)	Dalsze znaczniki błędów			

Rys. 3. Format danych przychodzących do koncentratora [3]. *B-T* ID – 11 bitowy programowalny identyfikator modułu B_Timizer; *TDC* – programowalny identyfikator układu TDC; *Kanał* – numer (0-31) licznika proporcjonalnego

Strukturę bloku danych oczekiwaną przez *Readout Unit* przedstawia rys. 4.



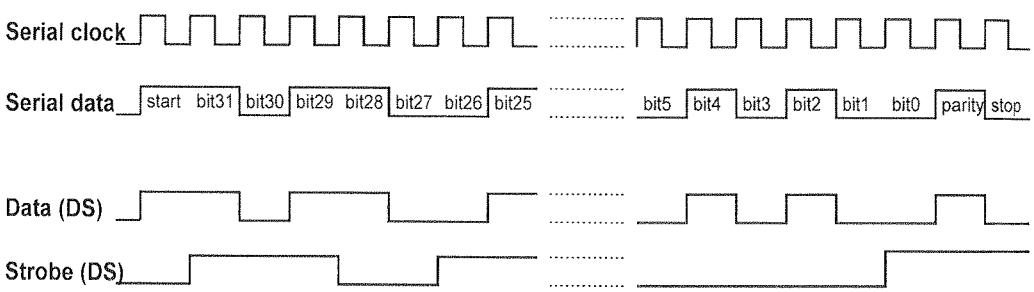
Rys. 4. Struktura danych oczekiwana przez *Readout Unit* [2]. *Link ID* – identyfikator S-linku (a zarazem Koncentratora); *EB Size* – rozmiar bloku błędów; *SH,ST* – czterobitowe pola wykorzystywane przez S-link

DATA BLOCK powinien zawierać uporządkowane dane z linków wejściowych. Obecność w nagłówku wskaźnika do bloku błędów (*Offset to Error Block*), równego rozmiarowi bloku danych, komplikuje zagadnienie. Jest on znany dopiero po pobraniu danych ze wszystkich wejść. Wynika stąd, że blok musi być skompletowany w koncentratorze przed rozpoczęciem jego transmisji do *Readout Unit*.

3.2. PROTOKOŁY WARSTW FIZYCZNYCH LINKÓW KONCENTRATORA

3.2.1. Link wejściowy: DS-LINK

Dane z modułu B-Timizer przesyłane są do koncentratora za pomocą dwóch sygnałów: *Data i Strobe*. Sygnał *Data* powstaje przez serializację 32 bitowych słów danych, uzupełnienionych o bity startu, stopu i parzystości. Serializacja odbywa się z zastosowaniem zegara 80 MHZ, pochodzącego od podwojonej częstotliwości BCO. Zmiany sygnału *Data* zachodzą na narastającym zboczu zegara. W przypadku, gdy dla danego zbocza zegara stan *Data* nie ulega zmianie, wtedy zmieniany jest stan sygnału *Strobe*. W efekcie każdemu narastającemu zboczu zegara odpowiada zmiana stanu jednego z sygnałów linku. W odbiorniku możliwe jest odtworzenie sygnału zegara



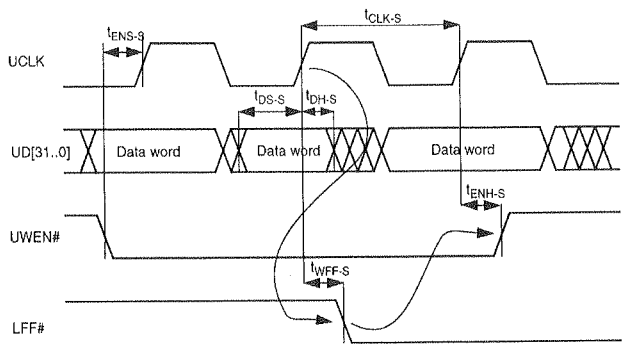
Rys. 5. Zasada działania linku DS [3]

i konwersja danych na postać równoległą. Przesyłanie razem *Data* i *Strobe* niweluje efekt opóźnienia wprowadzanego przez kabel. Przepustowość linku wynika z częstotliwości serializacji i jest równa 80 Mbit/s. Długość linków wynosi kilkanaście metrów, zastosowano przesyłanie sygnałów w postaci różnicowej z wykorzystaniem odbiorników i nadajników linii typu LVDS (*Low Voltage Differential Signalling*).

3.2.2. Link wyjściowy: S-link

Intencją twórców S-linka było ujednolicenie sposobów użycia różnego typu szybkich linków stosowanych w CERN. Zdefiniowane zostały wymiary mechaniczne kart nadajnika i odbiornika (*Portable Mezzanine Card*) oraz ich łącza, pozwalające na transfer 32 bitowych słów uzupełnianych bitem kontrolnym. Przebiegi czasowe na łączu

nadajnika pokazuje rys. 6. Sygnały UCLK, UWEN# i UD [31:0] pochodzą od sterującego nadajnikiem układu użytkownika. Ustawiany przez S-link sygnał LFF# wstrzymuje transmisję w przypadku niegotowości układów odbiornika bądź zajętości wewnętrznych buforów S-linku. Spotykane implementacje S-linku pracują z zegarem UCLK o częstotliwości 40 MHz i posiadają przepustowość 120-160 MB/s.

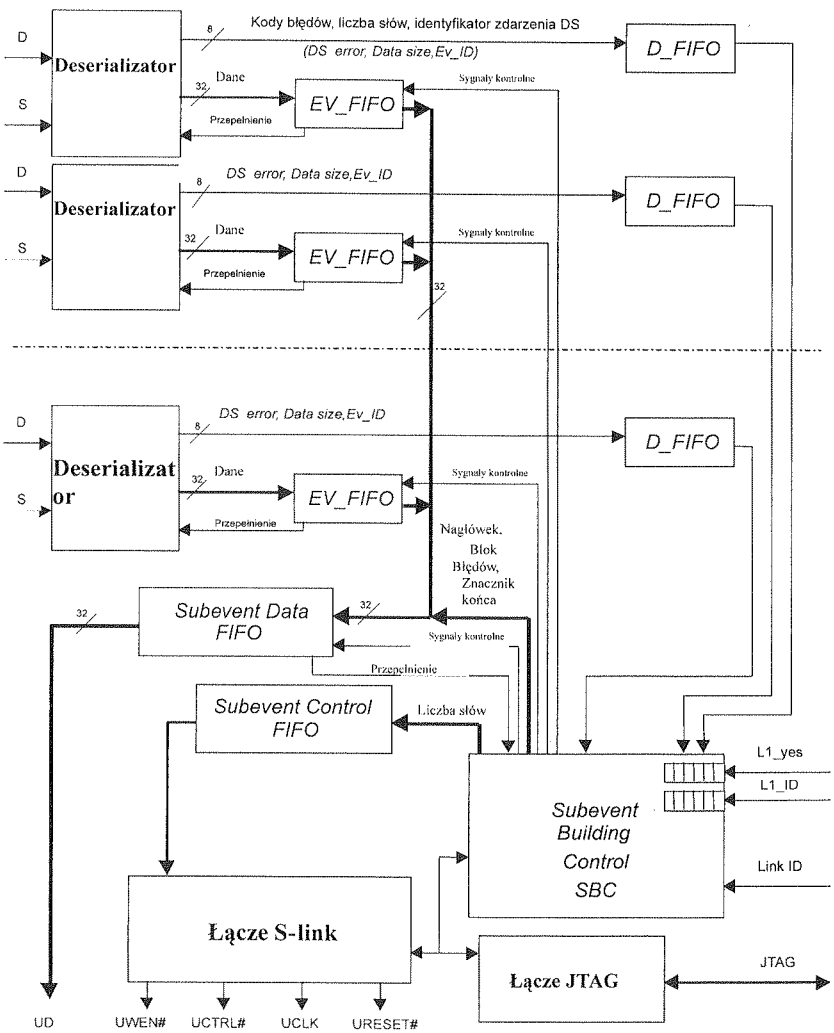


Rys. 6. Przebiegi czasowe na łączu nadajnika S-link [4]

4. ARCHITEKTURA KONCENTRATORA

Dla przedstawionych powyżej przepływów danych najwłaściwszym wydaje się multiplekser o ośmiu wejściach typu DS-link. Architekturę takiego urządzenia przedstawia rys. 7. Buforowanie danych, niezbędne ze względu na nieregularność decyzji trygera L1, zapewniają pamięci typu FIFO. Sygnały z linków wejściowych odbiera osiem niezależnych bloków (Deserializator), realizujących konwersję szeregowo-równoległą. Uwzględniając format danych przedstawiony na Rys. 3, rozpoznają one początek i koniec danych, ekstrahują z nich identyfikator zdarzenia (EV_ID) i zliczają liczbę słów (*Data_size*). Sprawdzana jest parzystość każdego słowa. Odebrane 32 bitowe słowa danych są następnie wpisywane do bufora EV_FIFO. Liczba słów wraz z identyfikatorem i kodem znalezionych błędów tworzą deskryptor, wpisywany do bufora D_FIFO. Obok parzystości, sygnalizowanymi przez Deserializator błędami jest przepełnienie bufora danych oraz niewłaściwe znaczniki początku lub końca danych. Podczas odbioru danych każdy Deserializator używa własnego sygnału zegara, dostosowanego do odbieranych z linku sygnałów. Bufory EV_FIFO i D_IFO tworzą derandomizatory, pozwalające zastosować w pozostałej części układu wspólny zegar taktujący. Element oznaczony jako SBC (*Subevent Building Control*) pełni w systemie kluczową rolę. Jest on sterowany sygnałami przychodzącymi z układu wyzwalania. Są to: L1_YES, oznaczający pozytywna decyzję trygera L1 oraz stowarzyszony z nim identyfikator zdarzenia L1_ID. Po odebraniu L1_YES blok SBC sprawdza stan buforów D_FIFO. Jeżeli D_IFO nie jest puste, wtedy SBC czyta deskryptor, otrzymując informację o ilości zgromadzo-

nych w odpowiednim buforze EV_FIFO danych. Korzystając z niej SBC przepisuje dane z EV_FIFO do bufora nazwanego *Subevent Data FIFO*. Liczba przepisanych słów jest akumulowana w celu uzyskania łącznego rozmiaru danych wyjściowych. Kod błędów z deskryptora służy do budowy wyjściowego bloku błędów. Powyższa procedura jest powtarzana dla każdego bufora D_FIFO (osiem razy), przy czym badana jest zgodność identyfikatorów zdarzeń z deskryptorów z otrzymanym identyfikatorem L1_ID. Kiedy *Subevent Data FIFO* jest bliskie przepełnienia, przepisywanie jest wstrzymywane. Na zakończenie dane w *Subevent Data FIFO* są uzupełniane o Blok



Rys. 7. Architektura koncentratora danych Detektora Zewnętrznego w LHCb

Błędów i Znacznik Końca. Do osobnego bufora *Subevent Control FIFO* są wpisywane trzy słowa nagłówka i zakumulowana liczba słów danych w *Subevent Data FIFO*. Nagłówek nie może być utworzony przed zakończeniem odczytu buforów D_FIFO; zastosowanie dla niego osobnego bufora jest najprostszym rozwiązaniem. Obecność danych w *Subevent Control Fifo* aktywizuje blok wyjściowy – Łącze S-link. Wyczytywane są cztery słowa. Trzy pierwsze (nagłówek) trafiają bezpośrednio na S-link. Czwarte określa liczbę słów danych do transmisji z *Subevent Data FIFO*. Kontrolny bit UCTRL # jest ustawiany przy wysyłaniu pierwszego i ostatniego słowa skompletowanych danych.

4.1. SYMULACJE ARCHITEKTURY

Przewidywany do zastosowania w eksperymencie S-link ma być typu *simplex*, co oznacza, że odbiornik nie posiada możliwości wstrzymania napływu danych *Readout Unit* jest przygotowany na maksymalny strumień danych równy 256MB/s (60MB/S-link). Mechanizm zabezpieczający przed przepełnieniem pamięci w *Readout Unit* ma stanowić ograniczanie częstotliwości trygera L1. Niestety, nie dotyczy to buforów koncentratora. Jedyną akcją jaką może on podejmować przy wykryciu przepełnienia swoich buforów jest zamieszczanie odpowiedniej informacji w blokach błędów. Aby przekonać się, czy architektura z rys. 7 spełnia wymagania eksperymentu LHCb, zbudowano jej model funcjonalny stosując język VHDL. Zawierał on cztery części:

- model koncentratora, którego parametrami były głebokości buforów oraz częstotliwość zegara wewnętrznego (używanego przez *Subevent Building Control*).
- model reprezentujący zespół ośmiu B-Timizerów (256 kanałów), sterowanych przez decyzje L1 i wysyłających dane do koncentratora przy pomocy linków o maksymalnej przepustowości 80 Mbit/s. Założona zajętość detektora wynosiła 80% (spodziewane są wartości mniejsze od 50%). Każdemu kanałowi z sygnałem odpowiadały 2 słowa (8 bajtów danych), liczba tych kanałów była zmienną losową o rozkładzie dwumianowym.
- model systemu trygera. Wykorzystano tutaj gotowy pakiet przygotowany w CERN, uwzględniający strukturę czasową wiązki.
- model nadajnika S-link. Przyjęto wersję *simplex* o przepustowości 160MB/s.

Do symulacji zastosowano oprogramowanie firmy Cadence. Generowano milion decyzji L1_YES. Zliczaniu podlegały zdarzenia, przy których wystąpiło przepełnienie przynajmniej jednego bufora wejściowego (EV_FIFO). Rejestrowano maksymalne stany zajętości pozostałych buforów. Wnioski z symulacji były następujące:

- 40 MHz jest wystarczające jako częstotliwość pracy układu SBC. Zwiększanie jej nie prowadzi do znaczącej poprawy wyników.
- Głębokość *Subevent Data Fifo* nie musi być większa niż maksymalny rozmiar łącznych danych dwóch zdarzeń (1100 słów). Ten i poprzedni wniosek wynikają z dużej przepustowości pracującego ciągle S-linku typu *simplex*.

- Dla buforów EV_FIFO głębokich na 511 słów odsetek zdarzeń, w których wystąpiło przepełnienie miał wartość około 0.06%, co jest w zupełności akceptowalne. Maksymalna liczba deskryptorów w D_FIFO wynosiła 11.

5. IMPLEMENTACJA

Łączny rozmiar buforów sugerowany przez wyniki symulacji nie powinien przekraczać 20kB-30kB. Taka ilość pamięci jest dostępna w elementach FPGA rodziny Virtex-E, produkowanych przez firmę Xilinx. Te korzystające z wewnętrznego napięcia 1.8V, wykonane w technologii 0.18 um układy umożliwiają pracę z częstotliwością zegara do 130 MHz. Oprócz dużej ilości logiki dostępnej do konfiguracji mają one kilka interesujących cech:

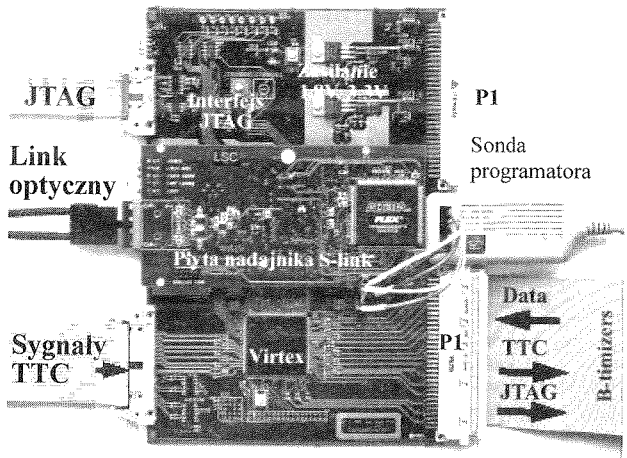
- standard używanych sygnałów jest konfigurowalny. Do dyspozycji pozostają między innymi: LVTTL, LVDS, LVPECL, AGP, GTL.
- wbudowane obwody typu DLL (Delay Locked Loop) pozwalają wykonywać wewnątrz układu dzielenie i powielanie częstotliwości zegara.
- nowego rodzaju jednostki arytmetyczne i układy przeniesień pozwalają na realizację szybkich sumatorów i multiplikatorów. Mnożenie dwóch liczb 16 bitowych trwa około 5ns (!).
- bloki dwuportowej pamięci synchronicznej nadają się znakomicie do buforowania danych. Pojedynczy blok ma rozmiar 4096 bitów, można go wykorzystać jako bufory FIFO o wielkości 255×16, 511×8,1023×4 itd.

Spośród kilkunastu członków rodziny Virtex-E wybrano element XCV600E. Posiada on 36kB pamięci, co wystarcza na aranżację wszystkich niezbędnych buforów.

5.1. PROTOTYP

Prototyp urzadzenia wykonano jako moduł VME 6U nie korzystający z magistrali. Ze złącza P1 pobierane jest tylko zasilanie układu. Dane z układów B-Timizer są dostarczane do koncentratora poprzez złącze P2. Rys. 8 przedstawia rozmieszczenie poszczególnych części modułu.

TTC (*Trigger and Timing Control*) jest przyjętym w LHCb określeniem na system dystrybucji sygnału zegara BCO wraz z decyzjami L0, L1 i identyfikatorem L1_ID. Koncentrator przekazuje je do układów B-timizer stosując różnicowe sygnały LVDS. Moduł posiada kilka rejestrów kontrolnych. Najważniejsze z nich to rejestr błędów, rejestr maskujący kanały i rejestr zawierający stałe potrzebne przy tworzeniu nagłówka danych. Są one dostępne za pośrednictwem łącza JTAG. Jest to potoczna nazwa standartu IEEE 1149, przeznaczonego w zasadzie do testowania dużych, cyfrowych obwodów scalonych. Ze względu na swoją prostotę (tylko 5 sygnałów), zdobywa on popularność jako narzędzie konfiguracji, monitorowania i kontroli. Pozwala przesyłać szeregowo dane z częstotliwością do 20 Mbit/s a w roli sterownika można zastosować



Rys. 8. Prototyp koncentratora danych

praktycznie każdy komputer wyposażony w port równoległy. Układy B-Timizer wyposażone są w taki sam mechanizm dostępu, przy czym sygnały JTAG otrzymują z koncentratora. Przy pomocy widocznej na rys. 8 sondy programatora ładowany jest do FPGA strumień bitów konfigurujący logikę. Konfigurowanie może być powtarzane dowolną ilość razy. Po osiągnięciu zadowalających rezultatów strumień bitów jest umieszczany w małej, szeregowej pamięci PROM, z której jest automatycznie wpisywany do FPGA po włączeniu zasilania.

6. TESTY

Koncentrator został przetestowany w warunkach laboratoryjnych z wykorzystaniem zespołu ośmiu modułów B_Timizer i systemu emulującego pracę układów wyzwalania w LHCb. B-Timizery generowały dane testowe według znanego algorytmu i w ilości odpowiadającej 50% zajętości detektora. Multipleksowane przez Koncentrator dane trafiały na optyczny S-link. W trybie *simplex* (pasmo S-link – około 105 MB/s) możliwe było przetestowanie zachowania buforów wejściowych stosując wewnętrzne rejestry Koncentratora i analizator stanów logicznych. Testy potwierdziły wyniki symulacji, bufory wejściowe nie ulegały przepełnieniu. Dla sprawdzenia poprawności danych zastosowano komputer PC z odbiornikiem S-link pracującym w trybie *duplex* (wstrzymywana transmisja w przypadku niegotowości odbiornika), wprowadzającym dane na magistralę PCI. Danych weryfikował program pracujący w PC. Osiągane szybkości transmisji były rzędu 40-50 MB/s (PC – Pentium II, 266 MHz), część przypadków tracono na skutek przepełniania się buforów wewnętrznych. Struktura odbieranych danych była właściwa, Koncentrator poprawnie oznaczał przypadki, w których wystąpiło przepełnienie.

7. BIBLIOGRAFIA

1. LHCB Collaboration: *A Large Hadron Collider Beauty Experiment for Precision Measurements of CP-Violation and Rare Decays*. CERN/LHCC 98-4
2. *Readout Unit technical papers*. http://hmuller.home.cern.ch/hmuller/readout_unit.htm
3. A.N.M. Zwart, B. Timizer: *32 channel timing digitizer with L1 buffer for the LHC-b*. NIKHEF, ETR 2001-01, Department of Electronic Technology note
4. O. Boyle, R. McLaren, E. Bij: *The S-LINK Interface Specification*. ECP Division, CERN; http://www.cern.ch/HSI/s-link

P. KAPUSTA

DATA CONCENTRATOR FOR THE LHCB OUTER TRACKER DETECTOR

Summary

In the article a design of Data Concentrator for the readout of Outer Tracker detector at LHCb is presented. The project is based on a single FPGA chip. Eight serial links are multiplexed into single parallel one, total bandwidth is about 60MB/s. Incoming data words are buffered, groupped into sub-events and sent out with special header, trailer and error block. Overflow, parity and data inconsistency errors are detected. Buffers are sufficient to make the dead time negligible.

Keywords: LHCb, Outer Tracker, Readout Unit, S-link, FPGA, Data Acquisition.

KWARTALNIK ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI, 2002, 48, z. 2, ss. 349–357

System odczytu i akwizycji danych Monitora Świetlności eksperymentu ZEUS

JERZY ANDRUSZKÓW, WITOLD DANILUK, PIOTR JURKIEWICZ, ANDRZEJ KOTARBA, KRZYSZTOF OLIWA, WOJCIECH WIERBA

Instytut Fizyki Jądrowej ul. Kawiory 26A, 30-055 Kraków

JACEK PIERON
Wydział Fizyki i Techniki Jądrowej
Akademia Górniczo-Hutnicza
al. Mickiewicza 30, 30-059 Kraków

Otrzymano 2001.10.05
Autoryzowano 2001.12.18

W artykule przedstawiono opis systemu odczytu i akwizycji danych Monitora Świetlności eksperymentu ZEUS na akceleratorze HERA w instytucie Deutsches Elektronen-Synchrotron, Hamburg, Niemcy. Artykuł opisuje koncepcję i realizację systemu dostosowanego do wymagań różnych detektorów wchodzących w skład Monitora Świetlności.

Słowa kluczowe: świetlność, luminosity, detektor cząstek, DAQ, akwizycja danych

1. WSTĘP

Świetlność jest parametrem charakteryzującym jakość każdego akceleratora zarówno tego przyspieszającego jedną wiązkę do zderzeń na spoczywającej tarczy, jak i tego przyspieszającego dwie przeciwbieżne wiązki. Jest ona zdefiniowana wzorem:

$$\frac{dN}{dt} = L \times \sigma_{ab}$$

gdzie dN/dt jest częstością zachodzenia danego procesu w zderzeniach cząstek a i b o przekroju czynnym σ_{ab} a L jest wartością świetlności. L zależy przede wszystkim od natężenia i geometrycznego rozmycia poprzecznego i podłużnego wiązek a w przypadku wiązek przeciwbieżnych dodatkowo od ich zogniskowania w punkcie interakcji.

Pomiar świetlności L polega na pomiarze częstości występowania wybranego procesu zderzeń cząstek a i b o dobrze znanym z teorii przekroju czynnym σ_{ab}.

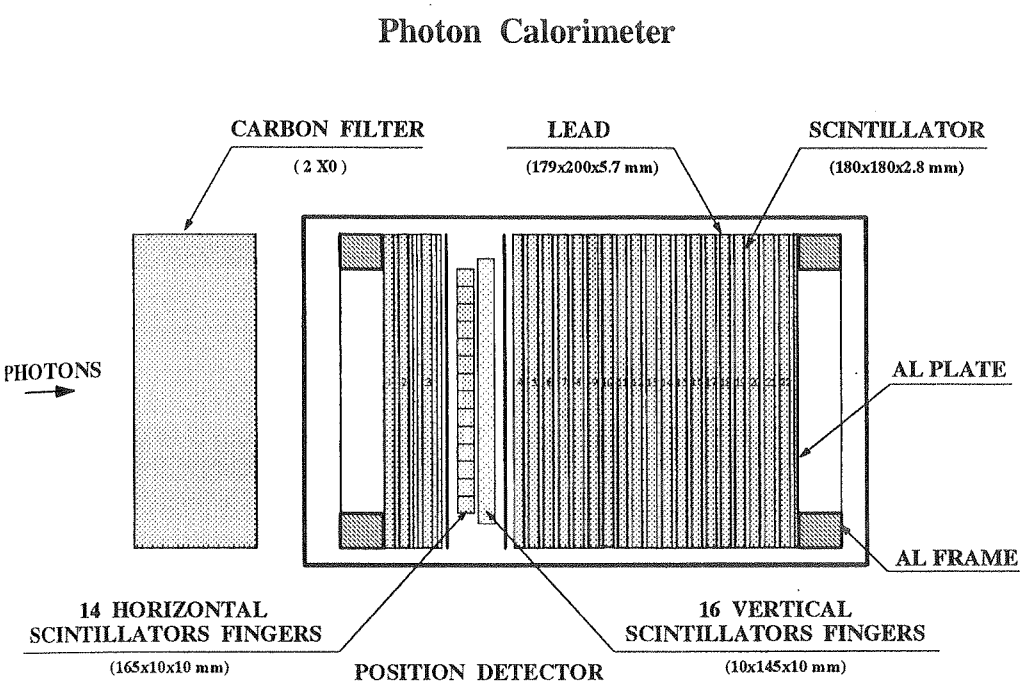
W przypadku akceleratora HERA zderzającego elektrony (pozytony) z przeciwbieżnymi protonami procesem, który służy do pomiaru świetlności jest proces hamowania elektronów w polu kulombowskim protonów $ep \rightarrow e'p\gamma$ a detekcja tego procesu sprowadza się do rejestracji końcowego fotonu o wybranej energii. Dokładny opis zasady pomiaru świetlności można znaleźć w pracy [1].

2. DETEKTORY MONITORA ŚWIETLNOŚCI

W skład Monitora Świetlności wchodzi kilka detektorów. Głównym detektorem jest elektromagnetyczny kalorymetr do pomiaru energii wiązki fotonowej w zakresie 50 MeV do 30 GeV umieszczony 107 m od punktu interakcji w tunelu akceleratora. Kalorymetr ten zbudowany jest z 22 warstw ołowiu o grubości 5,7 mm i scyntylatora (SCSN-38) o grubości 2,6 mm a przekrój poprzeczny kalorymetru wynosi 18 cm$\times$18 cm. Głębokość kalorymetru wyrażona w jednostkach drogi radiacyjnej wynosi 22 X_0. Przed kalorymetrem fotonowym znajduje się filtr węglowy o grubości od 0,5 do 3,5 X_0 osłaniający detektor przed promieniowaniem synchrotronowym. Promieniowanie synchrotronowe powstaje w wyniku zakrzywiania toru lotu wiązki elektronowej przed (i za) punktem zderzania i oddziaływując na detektor powoduje zwiększenie poziomu tła (synchrotron radiation background) zaburzając pomiar energii fotonu oraz przyspiesza zniszczenia radiacyjne samego kalorymetru. Dzięki znacznej różnicy przekroju czynnego dla promieniowania synchrotronowego o energii krytycznej ~100 keV w porównaniu z przekrojem czynnym dla fotonu pochodzącego z procesu hamowania (~20 GeV) filtr w niewielkim stopniu zaburza pomiar energii fotonu. Celem skompensowania strat energii w filtrze węglowym poprzedzającym kalorymetr, w przedniej części kalorymetru warstwy scyntylatora pomiędzy warstwami ołowiu są grubsze. Światło z scyntylatorów odbierane jest przez dwa WLS-y (Wave Length Shifter) sprzęgnięte optycznie z scyntylatorami cienką szczeliną powietrzną a następnie prowadzone światłowodami do fotopowielaczy. Długość fali światła emitowanego przez scyntylator wynosi około 550 nm. WLS-y umożliwiają konwersję długości światła na falę o długości około 450 nm przy której czułość fotopowielaczy jest największa.

Kalorymetr fotonowy skonstruowany jest w taki sposób, aby możliwa była łatwa i szybka wymiana scyntylatorów i fotopowielaczy oraz zmiana ilości warstw (ołów+scyntylator). W kalorymetrze fotonowym, na głębokości 3 X_0, umieszczono detektor pozycyjny. Składa się on z dwóch warstw scyntylatorów SCSN-38 grubości 10 mm i szerokości 10 mm. Jedna warstwa to 16 scyntylatorów pionowych a druga to 14 scyntylatorów poziomych, co daje aktywny przekrój detektora, 16 cm$\times$14 cm. Światło ze scyntylatorów czytane jest przez 30 (Metal Package Photomultipier) fotopowielaczy typu R7400U-03 (Hamamatsu) o średnicy okna 8mm. Kalorymetr fotonowy mierzy energię fotonów z rozdzielczością około $20\%/\sqrt{E(\mathrm{GeV})}$. Rozdzielczość przestrzenna detektora pozycyjnego wynosi 3 mm co odpowiada dokładności wyznaczenia zrekon

struowanego kąta fotonu około 30 μrad. Na rys. 1 przedstawiono schematyczny przekrój kalorymetru fotonowego wzdłuż osi wiązki fotonowej.



Rys. 1. Schematyczny przekrój boczny detektora fotonowego

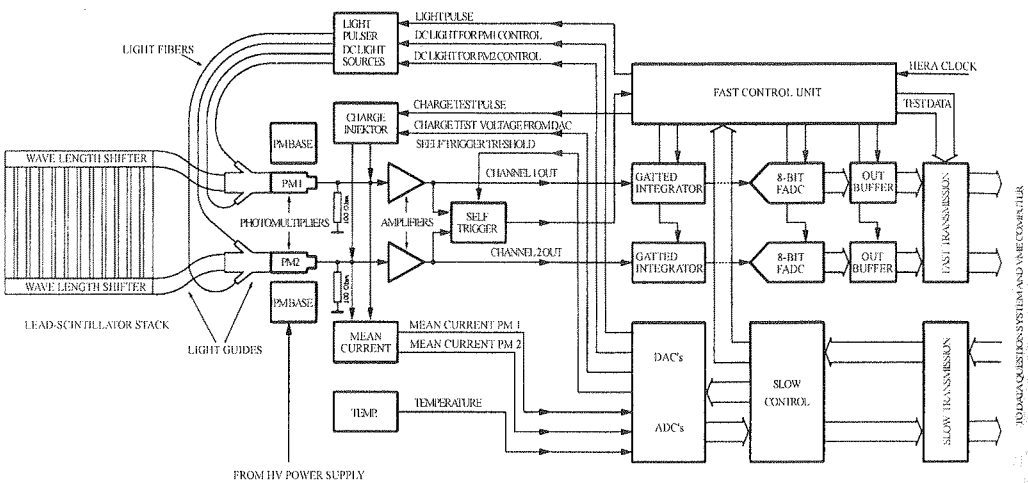
Detektor elektronowy ustawiony 35 m od punktu interakcji w tunelu akceleratora ma bardzo podobną konstrukcję do kalorymetru fotonowego. Całkowita długość kalorymetru elektronowego wynosi 22 X_0. Na głębokości 7 X_0 umieszczono detektor pozycyjny. Przekrój poprzeczny kalorymetru wynosi 25 cm×25 cm. Energia elektronów mierzona przez detektor elektronowy zawiera się w przedziale od 5 do 21 GeV.

3. ELEKTRONIKA ODCZYTU

Na rys. 2 przedstawiono schemat blokowy elektroniki odczytu dla dwóch kanałów pomiaru energii kalorymetru fotonowego. Fotopowielacze R 580 (12 dynodowe) firmy Hamamatsu przetwarzają sygnał świetlny z scyntylatorów na sygnał elektryczny. Fotopowielacze zasilane są przez dzielniki rezystywne o progresywnym stopniu podziału wysokiego napięcia. Pomiędzy kolejnymi dynodami fotopowielacza różnice potencjałów są coraz większe. Ma to na celu zminimalizowanie zmian wzmocnienia fotopowielaczy przy dużej częstości przypadków które powodują przepływ stosunkowo dużego prądu

średniego zwłaszcza przez ostatnie dynody. Dzielnik progresywny oraz, dodatkowo, ostatnie dwie dynody zasilane z osobnych źródeł wysokiego napięcia pozwalają utrzymać zmiany wzmocnienia fotopowielaczy na poziomie 1-2% przy średnich prądach w zakresie do 10 μA. Przy prądach średnich dochodzących do 20 μA zmiana wzmocnienia może wynosić 3-4%.

Anoda fotopowielacza jest terminowana za pomocą rezystora 100 Ω i podłączona bezpośrednio na wejście szybkiego wzmacniacza napięciowego o wzmocnieniu 10 (VV100B LeCroy). Sygnały wyjściowe są przesyłane 20 metrowymi kablami koncentrycznymi (RG58) do analogowej elektroniki odczytu umieszczonej pod podłogą tunelu akceleratora HERA. Betonowe płyty przykrywające elektronikę zabezpieczają czułe układy przed wpływem radiacji. Dodatkowe wyjścia sygnału analogowego z kalorymetru są przesyłane 200 metrowymi kablami koncentrycznymi (RG213) do hali eksperymentu i są wykorzystywane w celu synchronizacji systemu.



Rys. 2. Schemat blokowy elektroniki odczytu dla kanałów energetycznych

Analogowa elektronika odczytu składa się ze wzmacniaczy wejściowych oraz szybkich integratorów. Integratory zostały wykonane jako konwertery napięcie-prąd ładujące uziemione kondensatory integrujące. Takie rozwiązanie umożliwiło szybkie (30 ns) rozładowanie kondensatorów całkujących przed następnym przypadkiem przy pomocy szybkich kluczy analogowych SD211 (DMOS). Sygnały są całkowane w czasie 65 ns i doprowadzone na wejścia 8-bitowych przetworników analogowo-cyfrowych o przetwarzaniu równoległym (FADC, ADC304 firmy Datel).

Cyfrowe dane z przetworników analogowo-cyfrowych są transmitowane za pomocą 200 i 130 metrowych kabli symetrycznych (twisted pair) do hali eksperymentu gdzie znajduje się system akwizycji danych. Transmisja danych jest synchronizowana zegarem akceleratora o częstotliwości 10,41 MHz.

Precyzyjne impulsatory światła (light pulsers) zainstalowane wewnątrz detektorów umożliwiają ciągłą kontrolę wzmocnienia całego toru elektroniki odczytu. Układy impulsatorów bazują na rozładowaniu kondensatora, o ładunku ustalonym przez 12-bitowe przetworniki cyfrowo analogowe, przez diodę LED o kolorze bursztynowym. Impulsy światła mają krótki czas świecenia, około 12 ns (decay-time). Diody LED są optycznie sprzęgnięte z fotopowielaczami za pomocą światłowodów. Układy impulsatorów światła są stabilizowane termicznie celem uzyskania dobrej stabilności impulsu światła.

Podawanie dokładnie ustalonych za pomocą 12-bitowych przetworników cyfrowo-analogowych ładunków testowych bezpośrednio na anody fotopowielaczy pozwala kontrolować liniowość i stabilność kanałów elektroniki odczytu z wyłączeniem fotopowielaczy. Możliwe jest ustalenie wpływu nieliniowości fotopowielaczy na cały tor elektroniki oraz pomiar nieliniowości różniczkowej przetworników analogowo-cyfrowych.

Pomiar prądów średnich fotopowielaczy, mających wpływ na nieliniowość wzmocnienia, jest realizowany dwoma sposobami. Pierwszy polega na pomiarze średniego napięcia na rezystorze terminującym anodę fotopowielacza. Jest to prosty układ wzmacniacza całkującego o stałej czasowej 2 ms. Drugi sposób realizowany jest przez pomiar prądów płynących przez ostatnie i przedostatnie dynody fotopowielaczy zasilanych z niezależnych źródeł wysokiego napięcia. Wyznaczając współczynniki powielania dynod wyliczane są prądy średnie fotopowielaczy [2]. Temperatura detektorów jest ciągle mierzona przez rezystory platynowe (PT100) i wynosi typowo 30-40°C zmieniając się w zależności od stanu akceleratora HERA i cyklu dobowego. Elektronika odczytu detektora pozycyjnego jest bardzo podobna do odczytu kalorymetrów i została opisana w pracy [3].

4. SYSTEM AKWIZYCJI DANYCH

Podstawowymi zadaniami systemu akwizycji danych są: obliczanie on-line swietlności, zbieranie wyselekcjonowanych przypadków i przesyłanie tych danych do pierwszego stopnia trigera eksperymentu ZEUS (GFLT) oraz zapamiętywanie przypadków zaakceptowanych przez pierwszy stopień trigera i dołączanie ich do głównego strumienia danych eksperymentu (Event Builder). System akwizycji danych jest umieszczony w hali eksperymentu w baraku zwanym popularnie 'rucksack'. System zbudowano w oparciu o magistrale VME i komputer pracujący w systemie operacyjnym OS-9.

Dane cyfrowe transmitowane różnicowo z elektroniki odczytu umiejscowionej w tunelu są zamieniane na sygnały w standardzie ECL (Emmiter Coupled Logic). Dane są zapisywane w następujących buforach zbudowanych w oparciu o szybkie pamięci statyczne ECL:

- 'raw data buffer' zapamiętuje surowe, 8-bitowe dane z czterech (dwa z fotonowego i dwa z elektronowego detektora) fotopowielaczy. Bufor jest cyklicznie wypełniany danymi z częstotliwością 10.41 MHz i jest w stanie pomieścić dane z jednego pełnego obiegu (revolution) wiązek w akceleratorze (220 przypadków).

- 'calibrated data buffer' zapamiętuje 8-bitowe skalibrowane dane dla każdego fotopowielacza. Kalibracja odbywa się w układzie hardwarowego kalibratora działajacego na zasadzie look-up-table. Dane kalibracyjne są zapisywane do kalibratora na początku każdego napełnienia akceleratora poprzez magistralę VME. Bufor danych skalibrowanych ma pojemność 220 przypadków i jest cyklicznie zapisywany.
- 'position data buffer' zapamiętuje dane kanałów detektorów pozycyjnych (fotonowego i elektronowego). Z uwagi na dużą liczbę danych pozycyjnych tylko zaakceptowane przypadki są transmitowane na żądanie z detektorów pozycyjnych. Żądanie jest wysyłane wraz z numerem zaakceptowanego przez 'lumi-processor' przypadku. Pojemność tego bufora wynosi 256 przypadków.

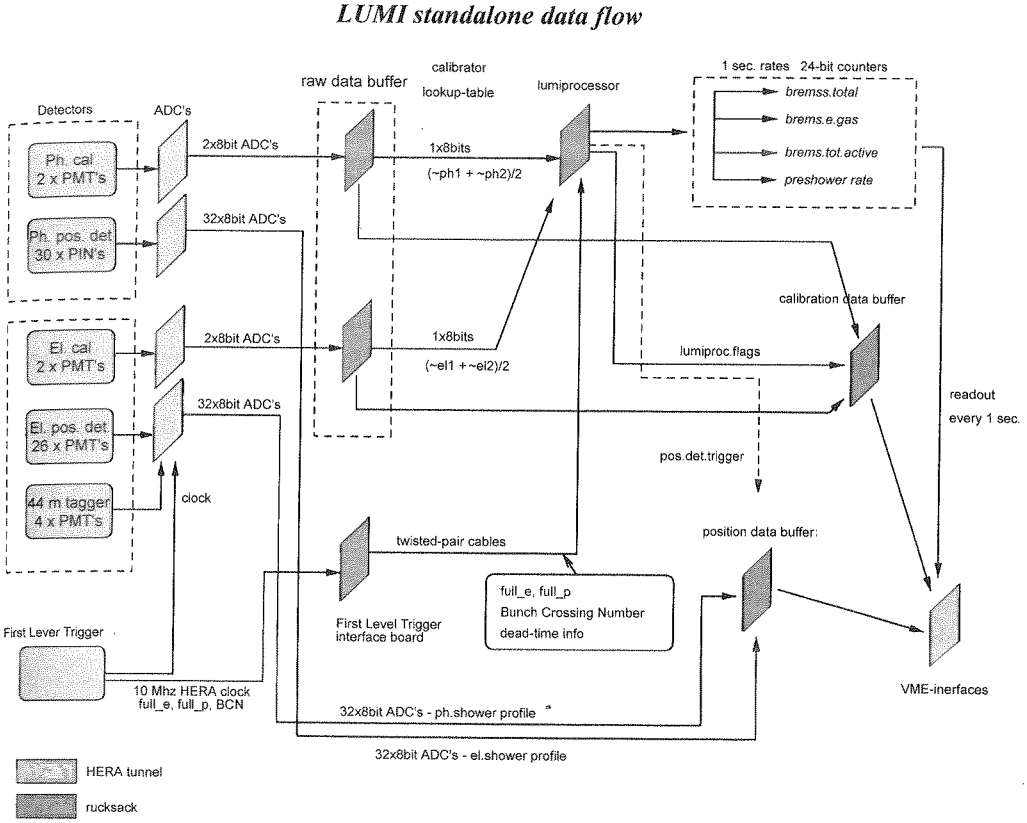
Skalibrowane dane z detektorów są w układzie 'lumi-processor' kwalifikowane jako pochodzące z różnych procesów fizycznych. Odpowiednie flagi są dopisywane do konkretnego przypadku sygnalizując proces hamowania (Bremsstrahlung), fotoprodukcję lub foton radiacyjny oraz proces hamowania na resztkach gazu znajdującego się w rurze akceleratora (beam-gas). Przypadki beam-gas są klasyfikowane na podstawie znajomości struktury wypełnienia paczek (bunch) dla danego napełnienia akceleratora. Podczas każdego pełnego obiegu wiązek w kilku, ściśle określonych czasowo momentach, pełna paczka elektronowa przelatuje przez punkt interakcji nie spotykając na swej drodze pełnej paczki protonowej. W takim przypadku nie może dojść do klasycznego procesu hamowania e-p. Jeśli jednak w tym przypadku sygnał w detektorze ma wartość porównywalną z procesem hamowania to kwalifikujemy ten przypadek jako hamowanie na gazie resztkowym. Układ 'lumi-processor' jest zespołem cyfrowych dyskryminatorów okienkowych których progi są ustawiane zdalnie poprzez magistrale VME oraz 24 bitowych liczników. Flagi umożliwiają odczyt wybranych przypadków z buforów przez magistralę VME. Liczniki znajdujące się na płycie 'lumi-processor' zliczają przypadki hamowania w jednostce czasu oraz przypadki beam-gas. Na tej podstawie dokonywane jest obliczanie wartości świetlności 'on-line'. Te obliczenia oraz rekonstrukcja pozycji elektronu i fotonu w obu detektorach przeprowadzane są na specjalnie do tego celu przeznaczonym komputerze (workstation).

Przypadki zakwalifikowane jako pochodzące z różnych procesów fizycznych (z dopisanymi flagami) są przesyłane do pierwszego stopnia trigera eksperymentu ZEUS (Global First Level Trigger) za pomocą bezpośredniego łącza równoległego w standardzie ECL. Zaakceptowanie konkretnego przypadku przez GFLT powoduje odczytanie całego rekordu danych przez magistralę VME.

Dane zbierane przez system akwizycji dostępne są również dla dwóch kolejnych stopni trigera eksperymentu ZEUS. Dane do następnych stopni trigera oraz systemu rekonstrukcji przypadków (ZEUS Event Builder) dostarczane są za pomocą łączy transputerowych. Co około 14 sekund dane zebrane przez monitor świetlności są zapisywane przez eksperyment w specjalnych rekordach służących do dalszej analizy 'off-line'.

Dwie aplikacje stworzone w oparciu o X-windows pozwalają na prezentację danych:

- wyświetlanie aktualnej wartości świetlności, krótkoterminowy wykres świetlności



Rys. 3. Schemat blokowy przepływu danych w systemie akwizycji danych monitora świetlności

obejmujący ostatnie 5 minut aktualizowany co 1 sekundę, długoterminowy wykres świetlności obejmujący ostatnie 24 godziny, rozkład kątowy wiązki elektronowej razem z historią 5 minutowa i 24 godzinną oraz innych parametrów detektora i wiązek zapewnia program o nazwie 'lumi-display',

- prezentacja 'on-line' danych zbieranych przez system monitora świetlności pozwala na szybką i łatwą kontrolę jakości zbieranych przypadków.

Bieżąca wartość świetlności jest przesyłana do eksperymentu ZEUS za pomocą serwera wykorzystującego specjalny protokół sieciowy. Działanie monitora świetlności, jakość zbieranych danych jest kontrolowane zdalnie przez obsługę eksperymentu korzystającą z programu 'run control'.

Na rys. 3 przedstawiono blokowy schemat przepływu danych systemu akwizycji danych monitora świetlności.

System sterowania i kontroli (slow control) pozwala ustawiać i kontrolować konfiguracje detektora, parametry pracy oraz sposoby zbierania danych. Ustawianie wartości zasilania wysokim napięciem fotopowielaczy jest dokonywane zdalnie. System

slow control pozwala monitorować temperatury detektorów, średnie prądy fotopowielaczy oraz ustawiać system w mody testowe.

5. PODSUMOWANIE

Koncepcja pomiaru świetlności akceleratora HERA oparta o pomiar fotonów pochodzących z procesu hamowania e-p okazała się słuszna. Osiągnięto 1% dokładność pomiaru świetlności, znacznie lepiej niż zakładane wstępnie 5%. Po stosunkowo krótkim okresie justowania systemu i usuwania usterek, system odczytu i akwizycji danych pracował praktycznie bezawaryjnie ponad 10 lat. Nieliczne awarie związane były w większości z uszkodzeniami zasilaczy. Artykuł opisuje konfigurację detektorów i elektroniki odczytu z roku 1996, praktycznie nie zmienianą do końca pracy systemu.

Rozpoczęta w roku 2000 przebudowa akceleratora mająca na celu około 5 krotne zwiększenie świetlności wymusiła zmiany w konstrukcji detektorów i konieczność budowy nowego systemu odczytu i akwizycji danych. Nowy system, całkowicie odmienny koncepcyjnie, jest obecnie testowany (koniec roku 2001). Rozpoczęcie zbierania danych jest przewidziane na połowę stycznia 2002.

6. PODZIĘKOWANIA

Autorzy pragną złożyć podziękowania Dyrekcji Instytutu Deutsches Elektronen-Synchrotron oraz Kierownictwu eksperymentu ZEUS za ponad 10 letnie wspieranie, zachętę i docenianie naszej pracy. Dzięki ścisłej współpracy z fizykami z grup prof. D. Kisielewskiej i prof. A. Eskreysa możliwe było zaprojektowanie, wykonanie i przetestowanie systemu odczytu i akwizycji danych monitora świetlności Chcemy podziękować tym wszystkim osobom, które nie szczędziły czasu na przedyskutowanie różnych problemów. Specjalne podziękowania należą się osobom, które włożyły wiele pracy w konstrukcje detektorów i systemu odczytu i akwizycji danych, zwłaszcza na samym początku projektu, szczególnie A. Dwuraźnemu, J. Halikowi i B. Machowskiemu. Bez ścisłej współpracy i zrozumienia ze strony obsługi akceleratora HERA niemożliwe byłoby wykonanie i uruchomienie monitora świetlności.

7. BIBLIOGRAFIA

1. J. Andruszków et al.: *Luminosity Measurement in the ZEUS experiment*, Acta Physica Polonica B, Vol. 32 (2001), No 7-8, pp. 2025-2057.
2. W. Wierba: *Method of Continuous Measuring Mean Anode Current of the Photomultiplier without Affecting Output Signal.* Elektrotechnika 1997, T.16, Z.4, UDC: 621.317.3
3. A. Kotarba, K. Piotrzkowski: Nucl. Instrum. Methods Phys. Res. A387, 235 (1997).

J. ANDRUSZKÓW, W. DANILUK, P. JURKIEWICZ, A. KOTARBA, K. OLIWA, W. WIERBA, J. PIERON

READOUT ELECTRONICS AND DATA AQUISITION SYSTEM FOR LUMINOSITY MONITOR OF ZEUS EXPERIMENT

Summary

A readout electronics and data aquisition system for the Luminosity monitor of ZEUS experiment on HERA accelerator at Deutsches Elektronen-Synchrotron, Hamburg, Germany is described. Conceptions and practical realization of readout and DAQ system for different detectors is shown in details.

Keywords: luminosity, particle detector, data aquisition, DAQ

GE

WIESŁ

4. Inst

4
c

S

W
w latac
elektro
nie ba
(kwark
nym. W

KWARTALNIK ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI, 2002, 48, z. 2, ss. 359–380

System odczytu i układ wyzwalania kalorymetru wspomagającego BAC dla detektora ZEUS

GRZEGORZ BAŁUKA[1], MAREK BUKOWY[6], JACEK CIBOROWSKI[2], ANDRZEJ DERLICKI[2], GRZEGORZ GRZELAK[2], ROMAN KARPIUK[2], KRZYSZTOF KIERZKOWSKI[2], IGNACY MACIEJ KUDŁA[2], RADOMIR KUPCZAK[5], WALDEMAR KUŚMIERZ[2], WIESŁAW MARTYNOW[4], JAROSŁAW MILEWSKI[7], ROMAN NOWAK[2], JERZY MICHAŁ PAWLAK[2], RAFAŁ PIETRAK[2], JACEK PLISZKA[2], PAWEŁ PLUCIŃSKI[3], KRZYSZTOF POŹNIAK[4], KSAWERY STOJDA[2], ROMAN WALCZAK[2], ALEKSANDER FILIP ŻARNECKI[2]

1. Instytut Automatyki Systemów Energetycznych, 52-618 Wrocław, Wystawowa 1
2. Instytut Fizyki Doświadczalnej, Uniwersytet Warszawski, ul. Hoża 69, 00-681 Warszawa
3. Instytut Problemów Jądrowych, ul. Uniwersytecka 5, 90-950 Łódź, Łódź 1 skr. 447
4. Instytut Systemów Elektronicznych, Politechnika Warszawska, ul. Nowowiejska 15/19, 00-665 Warszawa
5. Wydział Fizyki, Politechnika Warszawska, ul. Koszykowa 75, 00-662 Warszawa
6. Akademia Górniczo-Hutnicza, al. Mickiewicza 30, 30-059 Kraków
7. Instytut Informatyki, Uniwersytet Warszawski, ul. Banacha 2, 02-097 Warszawa

Otrzymano 2001.10.14
Autoryzowano 2001.12.15

W artykule opisano system odczytu i trójstopniowy układ wyzwalania dla liczącego ponad 40 tys. kanałów kalorymetru BAC. Przedstawiono zastosowane algorytmy, platformę sprzętową oraz współpracujące z nią oprogramowanie.

Słowa kluczowe: akcelerator HERA, eksperyment ZEUS, detektor BAC, akwizycja danych, układ wyzwalania, VME, transputer, Xilinx, Altera, oprogramowanie czasu rzeczywistego.

1. WPROWADZENIE

W Ośrodku Niemieckiego Synchrotronu Elektronowego (DESY, Hamburg) powstał w latach 1984-1992 pierwszy na świecie kołowy akcelerator przeciwbieżnych wiązek elektronów (lub pozytonów) i protonów (HERA). Urządzenie to pozwala na prowadzenie badań struktury protonu oraz natury oddziaływań tworzących go składników (kwarków i gluonów) w zupełnie nowym, nie badanym dotychczas obszarze energetycznym. Wysokie energie przyspieszanych w nim cząstek (obecnie 920 GeV dla protonów

i 27.5 GeV dla elektronów) stwarzają także unikalne warunki dla poszukiwania nowych procesorów i testowania modeli opisujących naturę mikroświata.

Pełne wykorzystanie możliwości badań fizycznych stworzonych przez ten akcelerator wymagało budowy nowoczesnych, wielofunkcyjnych detektorów pozwalających na rejestrowanie cząstek wtórnych będących produktami oddziaływania elektronów lub pozytonów z protonami. Jeden z takich detektorów powstał w ramach międzynarodowej współpracy ZEUS. W jego konstrukcji uczestniczył między innymi Instytut Fizyki Doświadczalnej Uniwersytetu Warszawskiego wraz z Akademią Górniczo-Hutniczą z Krakowa podejmując się wykonania kalorymetru uzupełniającego BAC (Backing Calorimeter). Istotny wkład w projekt i budowę układów odczytu służących do zbierania danych płynących z tego kalorymetru wnieśli także elektronicy z Instytutu Systemów Elektronicznych oraz Wydziału Fizyki Politechniki Warszawskiej.

Znaczącym problemem technologicznym podjętym jeszcze w fazie projektowania tego akceleratora i współpracujących z nim detektorów była wysoka, przekraczająca 10 MHz, częstość przecięć zderzających się wiązek. Parametr ten stanowił na ówczesne czasy duże wyzwanie dla projektantów układów wyzwalania i akwizycji danych. Zadaniu temu sprostano z sukcesem tworząc system o otwartej architekturze, na tyle elastyczny, iż obecnie, na półmetku pracy akceleratora możliwa jest jego dalsza płynna rozbudowa.

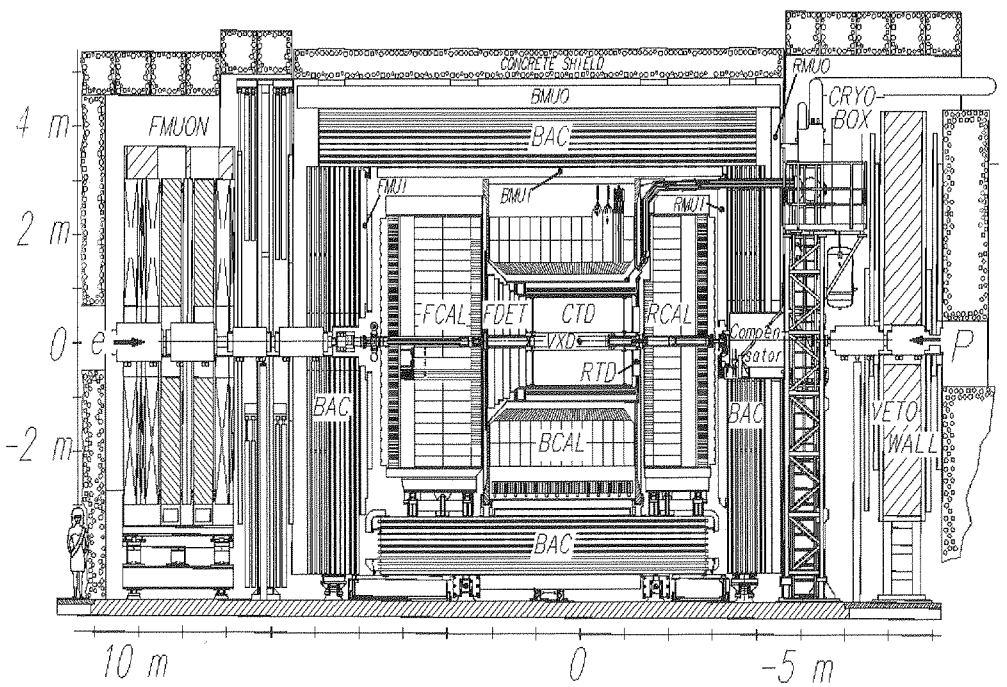
W latach 2000-2001 została przeprowadzona jest modernizacja akceleratora HERA mająca na celu zwiększenie jego świetlności poprzez wzrost prądów wiązek i silniejsze ich ogniskowanie. Doprowadzi to do zwiększenia ilości danych przetwarzanych przez zbudowane przy nim eksperymenty. Pociąga to także za sobą potrzebę usprawnienia poszczególnych detektorów. W ramach tych prac wykonywane jest obecnie rozszerzenie elektroniki kalorymetru BAC o własny układ wyzwalania (tryger), który zostanie zintegrowany z globalnym układem wyzwalania eksperymentu ZEUS. Artykuł niniejszy przedstawia istniejący system akwizycji danych kalorymetru BAC oraz realizowany projekt układu wyzwalania.

2. SYSTEM ZBIERANIA DANYCH DETEKTORA ZEUS

Detektor ZEUS [1] należy do największych na świecie urządzeń zbudowanych na potrzeby badań prowadzonych w fizyce cząstek elementarnych. Jest on detektorem wielofunkcyjnym złożonym z szeregu wyspecjalizowanych podzespołów (komponentów). W swoim ogólnym planie budowy stanowi konstrukcję typową dla współczesnych eksperymentów projektowanych przy akceleratorach (rys. 1). Punkt zderzenia wiązek otoczony jest przez detektor wierzchołka i komory śladowe rejestrujące tory cząstek naładowanych. Detektory te zanurzone są w polu magnetycznym o indukcji 1.4 T wytwarzanym przez nadprzewodzący solenoid, umożliwiającym wyznaczanie pędu cząstek poprzez pomiar promienia krzywizny ich torów. Na zewnątrz cewki magnesu znajduje się wysokiej rozdzielczości kalorymetr uranowy podzielony na sekcje elektromagnetyczną i hadronową oraz kalorymetr uzupełniający BAC służące

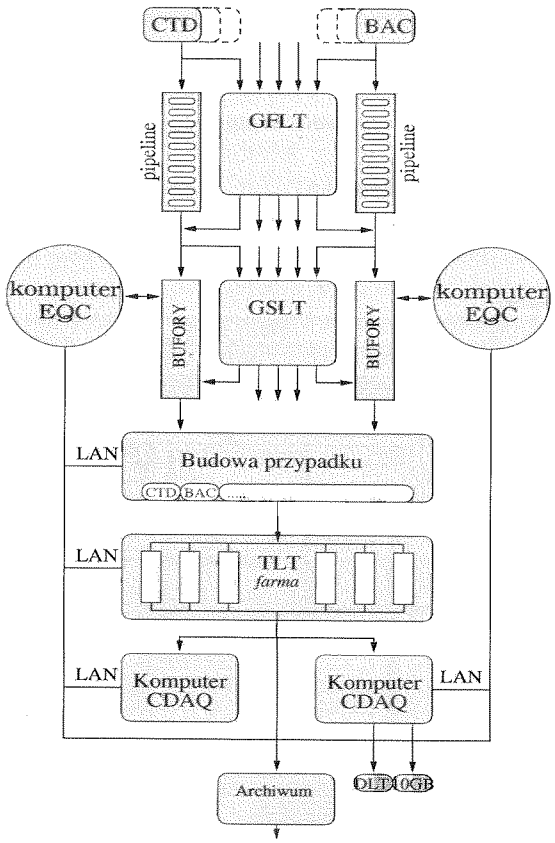
do pomiaru energii cząstek. Najdalej od punktu oddziaływania umieszczone są komory mionowe.

Z elektronicznego punktu widzenia detektory te składają się łącznie z około pół miliona analogowych kanałów, które poddawane są cyfrowej konwersji a uzyskane w ten sposób dane są filtrowane przez wielostopniowy układ wyzwalania w celu wyselekcjonowania interesujących zdarzeń.



Rys. 1. Przekrój detektora ZEUS w płaszczyźnie równoległej do osi wiązek

Pomimo dużej częstości przecinania się wiązek (10 MHz) natężenie owych „interesujących zdarzeń" jest stosunkowo niskie. Dzieje się tak z powodu bardzo małych prawdopodobieństw (przekrojów czynnych) na oddziaływanie elektronów i protonów przy tych energiach. I tak np. częstość rejestracji zdarzeń głębokonieelastycznego rozpraszania elektron-proton z przekazem czteropędu $Q^2 > 4$ GeV^2 (odpowiadającemu minimalnemu odchyleniu rozproszonego elektronu przy którym rejestrowany jest on już w tylnym kalorymetrze) wynosi tylko około 1 Hz. Z drugiej zaś strony natężenie „pasożytniczych" procesów tła (pochodzących głównie od oddziaływania protonów z gazem resztkowym w rurze ekceleratora) wynosi ponad 100 kHz czyli o pięć rzędów wielkości więcej! Obrazuje to skalę problemów, którym sprostać muszą układy wyzwalania i gromadzenia danych.



Rys. 2. Schemat układu wyzwalania i zbierania danych eksperymentu ZEUS

Konkretne rozwiązania przyjęte w poszczególnych komponentach detektora ZEUS różnią się w szczegółach technicznych jednak w swym ogólnym zarysie posiadają one wspólną filozofię (rys. 2). Każdy z poddetektorów w eksperymencie ZEUS jest niezależnym urządzeniem posiadającym własną elektronikę odczytu i układy kontrolne. Synchronizacja ich pracy odbywa się poprzez wspólną dystrybucję sygnału zegara (clock) o okresie 96 ns oraz dodatkowe sygnały sterujące związane z protokołem układu wyzwalania.

Układ wyzwalania składa się z trzech poziomów o wzrastającej selektywności.

2.1. PIERWSZY STOPIEŃ UKŁADU WYZWALANIA DETEKTORA ZEUS

Wszystkie podzespoły detektora prowadzą z częstością 10 MHz ciągły nabór informacji z podłączonych do nich kanałów analogowych. Dane te kierowane są do pamięci typu FIFO (rejestry przesuwne lub bufory cykliczne) o długości 5 μs. W tym czasie wybrany ich podzbiór (tzw. dane decyzyjne) analizowany jest przez lokalny układ

wyzwalania danego komponentu. Stopień ten zrealizowany został sprzętowo za pomocą dedykowanych obwodów logicznych. Wyniki tych obliczeń pochodzące z różnych detektorów a odnoszące się do tego samego przecięcia wiązek przekazywane są do globalnego układu wyzwalania pierwszego stopnia (GFLT, [2]). Na tym poziomie dostępne są stosunkowo proste wielkości mierzalne, takie jak całkowita energia zmierzona w wybranym obszarze detektora czy oszacowane wstępnie krotności torów w komorach śladowych. Funkcje decyzyjne GFLT buduje się tworząc kombinacje powyższych wartości porównanych z odpowiednimi progami. Jeśli przynajmniej jedna z tych funkcji zwróci pozytywny wynik GFLT podejmuje decyzję o zaakceptowaniu całego przypadku. Osiągane natężenie pozytywnych decyzji GFLT wynosi ok. 500-700 Hz. Dane należące do przypadków zakwalifikowanych przez GFLT przepisywane są z rejestrów FIFO do pamięci stanowiącej bufory drugiego stopnia wyzwalania. Proces kopiowania tych danych trwa do 30 μs i wprowadza maksymalnie 3% czasu martwego.

2.2. DRUGI STOPIEŃ UKŁADU WYZWALANIA DETEKTORA ZEUS

Na tym etapie każdy detektor dysponuje już wszystkimi danymi skonwertowanymi do postaci cyfrowej a dłuższy czas (ok. 10 ms) dostępny na analizę pozwala na podjęcie decyzji w oparciu o bardziej złożone zmienne. Drugi poziom układu wyzwalania realizowany jest programowo w oparciu o równoległe układy mikroprocesorowe. Lokalne dane decyzyjne wypracowane przez każdy z detektorów przekazywane są do globalnego układu wyzwalania drugiego stopnia (GSLT, [3]), który podejmuje łączną decyzję korelując informacje z wielu źródeł. Decyzja GSLT (pozytywna bądź negatywna) dystrybuowana jest do wszystkich detektorów, co pozwala zdecydować o dalszym losie danych przechowywanych w buforach. GSLT redukuje strumień przypadków do częstości poniżej 100 Hz.

2.3. BUDOWA PRZYPADKU I TRZECI STOPIEŃ WYZWALANIA DETEKTORA ZEUS

Po otrzymaniu pozytywnej decyzji drugiego poziomu dane zgromadzone przez poszczególne komponenty przekazywane są do układu scalającego przypadek (EVB, Event Builder, [4]). Grupuje on informacje należące do różnych detektorów a opatrzone tym samym numerem decyzji GSLT i nadaje im strukturę logiczną wymaganą przez bazę danych ADAMO, która używana jest później do przechowywania danych offline. Kompletny przypadek przekazywany jest do trzeciego stopnia układu wyzwalania (TLT), który zrealizowany jest w postaci farmy szybkich stacji roboczych (Silicon Graphics oraz PC Pentium III, Linux). Na trzecim poziomie układu wyzwalania wykorzystywana jest uproszczona wersja algorytmów rekonstrukcji stosowanych w analizie off-line. Na etapie tym dostępny jest szeroki wachlarz fizycznych wielkości (energie i pędy poszczególnych cząstek, ich identyfikacja, parametry dżetów) pozwalających sklasyfikować badany przypadek. Średnio pięć przypadków na sekundę spełnia końcowe kryteria stawiane przez TLT i trafia do archiwum znajdującego się w pamięci taśmowej.

W kolejnych rozdziałach omówione zostaną szczegółowo rozwiązania zastosowane w kalorymetrze BAC odpowiadające naszkicowanemu powyżej protokołowi przepływu danych w detektorze ZEUS.

3. ELEKTRONIKA ODCZYTU KALORYMETRU BAC

Kalorymetr BAC zaprojektowany został w celu poprawienia pomiaru energii wysokoenergetycznych kaskad hadronowych wypływających z centralnego kalorymetru uranowego oraz wspomagania identyfikacji i wyznaczania kierunku mionów opuszczających detektor ZEUS.

3.1. BUDOWA KALORYMETRU BAC

BAC jest kalorymetrem próbkującym zbudowanym z naprzemiennie ułożonych warstw absorbera i detektorów promieniowania jonizującego. Substancję aktywną stanowi w nim gaz (argon z domieszką 13% dwutlenku węgla) wypełniający aluminiowe komory pracujące w trybie proporcjonalnym. Komory wykonane techniką tłoczenia na zimno posiadają długość od 2 do 7.5 metra i wsunięte są w szczeliny pomiędzy stalowymi płytami o grubości 7.3 cm z których zbudowane jest jarzmo detektora ZEUS. W przedniej części detektora znajduje się 10 warstw komór, w środkowej (beczce) 9 a w części tylnej 7 co podyktowane jest asymetrią energii wiązek protonowej i elektronowej. Do budowy kalorymetru BAC wykorzystano ok. 5200 komór o łącznej powierzchni 3500 m^2.

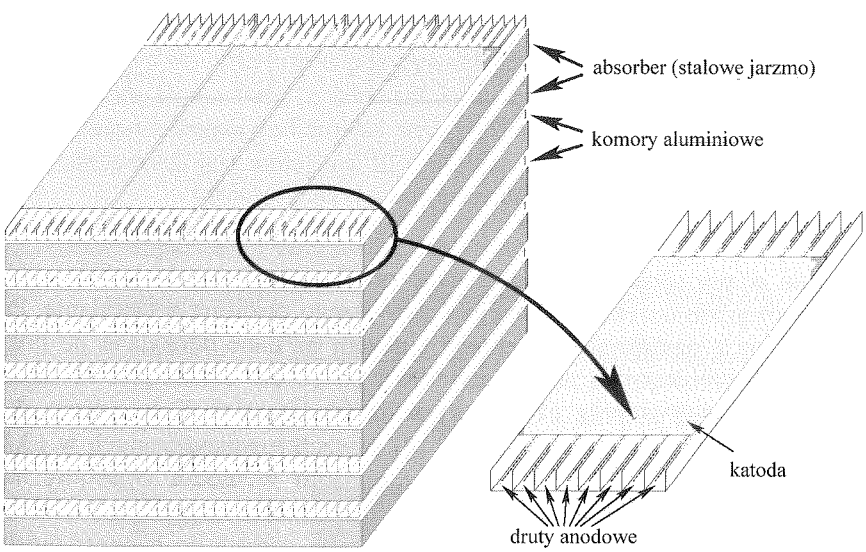
Każda z komór składa się z 7 bądź 8 cel o wymiarach poprzecznych 1.1 cm * 1.5 cm przez środek których przeciągnięte są anodowe druty o średnicy 50 μm. Wszystkie cele przykryte są z góry płaszczyznami katodowymi o długości poszczególnych segmentów wynoszącej 50 cm. Pomiędzy druty anodowe i płaszczyzny katodowe przyłożone jest wysokie napięcie o wartości 1785 V. Druty anodowe (w liczbie ok. 40 tys.) i płaszczyzny katodowe (ok. 45 tys.) są najmniejszymi jednostkami detektora, które dostarczają ładunkową informację analogową o przejściu cząstki jonizującej. W obszarze centralnym detektora (beczki) komory ułożone są tak, iż druty anodowe biegną równolegle do osi wiązek akceleratora, zaś w części przedniej i tylnej (pokrywach) prostopadle do nich w płaszczyźnie poziomej.

3.2. STRUKTURA ODCZYTU

Kalorymetr BAC wyposażony jest w dwa komplementarne systemy odczytu energii na podstawie informacji płynącej z płaszczyzn katodowych oraz drutów anodowych. Dodatkowo, wykorzystanie odczytu pozycyjnego z drutów anodowych, które zarejestrowały niezerowy ładunek, pozwala na rekonstrukcję torów cząstek i rozróżnianie pomiędzy kaskadami hadronowymi a śladami mionów.

3.2.1. Odczyt energetyczny

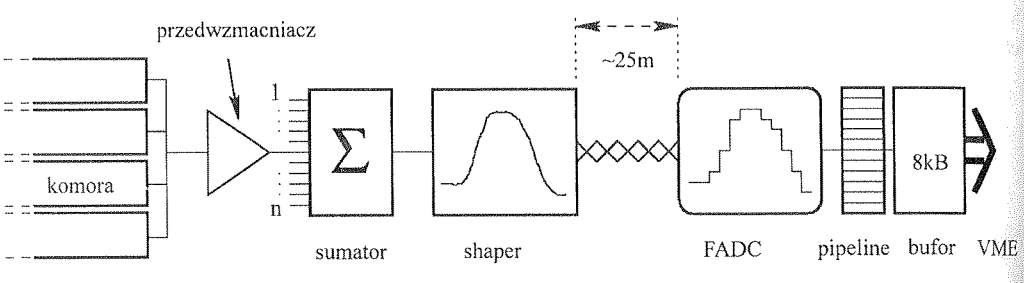
Odczyt energetyczny w detektorze BAC odbywa się w ramach tzw. wież kalorymetrycznych (rys. 3). W celu zredukowania liczby kanałów cyfrowych, sygnały ładunkowe napływające z sąsiednich komór sumowane są analogowo przed wprowadzeniem ich na przetworniki analogowo-cyfrowe. Druty anodowe z trzech lub czterech sąsiednich komór połączone poprzez kolejne warstwy detektora tworzą tzw. wieżę drutową o typowych rozmiarach 0.5 m * 1 m * 5 m. Ich łączna ilość w kalorymetrze BAC wynosi 178. Lepszą przestrzenną zdolność rozdzielczą uzyskuje się w przypadku wież zbudowanych z płaszczyzn katodowych. Podobnie jak w przypadku drutów, katody z trzech lub czterech sąsiednich komór połączone są galwanicznie i posumowane poprzez warstwy detektora. Powstały w ten sposób prostopadłościan ma typowe rozmiary 0.5 m * 0.5 m * 1 m. Łączna liczba wież katodowych wynosi 1692. Dodatkowo dla potrzeb układu wyzwalania (w celu szybkiego obliczania energii poprzecznej), wieże katodowe które widać z punktu oddziaływania pod stałym kątem biegunowym, połączone są w tzw. paski. Tworzą one koncentryczne półokręgi na powierzchni pokryw i ćwiartki okręgów na bocznej powierzchni beczki. Łączna ilość tych kanałów wynosi 133.



Rys. 3. Wycinek kalorymetru BAC obejmujący fragment wieży drutowej wraz z należącą do niej wieżą katodową. W powiększeniu pokazano budowę aluminiowej komory proporcjonalnej

Rysunek 4 zawiera schemat toru odczytu analogowego dla pojedynczej wieży detektora BAC. Komory kalorymetru BAC pracują w trybie proporcjonalnym a uzyskiwany w nich współczynnik powielania ładunku jest rzędu $10^4 - 10^5$. Ładunek zebrany

w komorze w procesie wzmocnienia gazowego podawany jest na szybki hybrydowy wzmacniacz o czasie odpowiedzi poniżej 100 ns zamontowany bezpośrednio na powierzchni komory. Czas reakcji pierwszego stopnia wzmocnienia dopasowany jest do czasu dryfu ładunku w komorze, który w przypadku stosowanej mieszanki gazowej i wybranego punktu pracy zasilania wysokonapięciowego wynosi około 150-200 ns. Amplitudy sygnałów dla cząstek minimalnie jonizujących obserwowane na wyjściu z przedwzmacniacza są rzędu 20-50 mV. Impulsy ładunkowe po sumowaniu w obrębie wieży podawane są na układ kształtujący (shaper), który całkuje sygnał ładunkowy i zamienia go na różnicowy impuls napięciowy. Amplituda tego impulsu jest proporcjonalna do ładunku zebranego w komorze. Typowe parametry sygnału na wyjściu z układu kształtującego to: czas trwania impulsu rzędu 1 μs i amplitudy do 500 mV. Sygnał taki transmitowany jest następnie kablem o długość rzędu 25 m do wejścia ośmiobitowego próbkującego przetwornika analogowo-cyfrowego FADC (Flash ADC) pracującego z częstością 10 MHz.



Rys. 4. Tor elektroniczny odczytu energetycznego

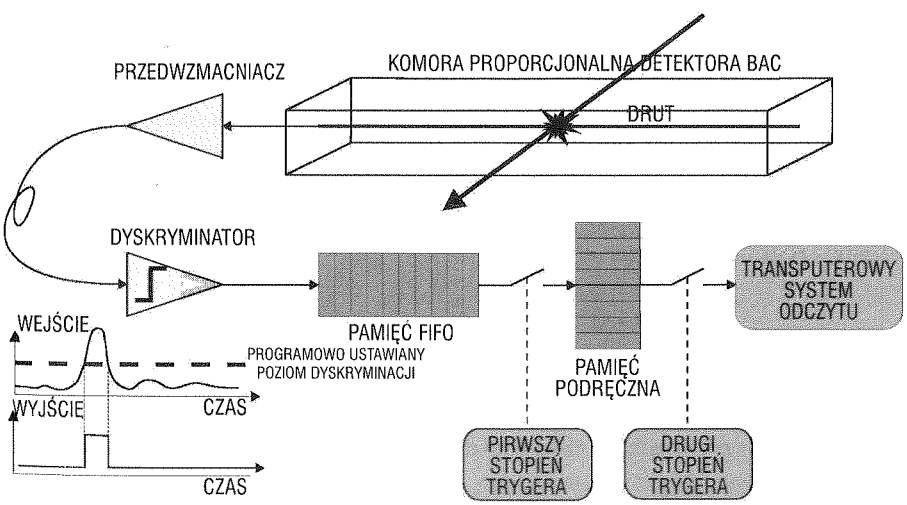
Uzyskane w ten sposób 1-bajtowe dane przekazywane są do bufora cyklicznego RAM (pipeline) gdzie oczekują na decyzję pierwszego poziomu wyzwalania. Przetworniki FADC, wraz z pamięciami pipeline i buforem na dane odczytane po pozytywnej decyzji GFLT, montowane są na płytach VME po 16 lub 8 (dla płyt dostarczających danych do pierwszego stopnia układu wyzwalania) kanałów. Cały odczyt składa się z 2352 kanałów FADC zamontowanych na 171 płytach rozmieszczonych w 13 kasetach VME. Każda z tych kaset wyposażona jest ponadto w moduł kontrolny nazywany SCANNER-em. Moduł ten dostarcza płytom sygnału taktującego dla FADC (na podstawie zegara akceleratora), zarządza przepisywaniem danych do pamięci pipeline oraz kopiowaniem danych do buforów po pozytywnej decyzji GFLT [5].

Ze względu na znaczny czas dryfu ładunku w komorze, a także nieunikniony rozrzut parametrów wzmaniaczy i układów kształtujących, położenie maksimum amplitudy impulsu względem momentu zderzenia wiązek nie jest dobrze określone. Aby zagwarantować poprawność pomiaru amplitudy, dla każdego przypadku odczytywane jest kilka kolejnych próbek FADC. Liczba odczytywanych próbek jest parametrem ustawianym w rejestrze bloku SCANNER. W czasie normalnego zbierania danych odczytywane jest 12 próbek, dających w efekcie obraz rozwoju impulsu na odcinku

czasu ponad 1 μs. Czas przechowywania danych w oczekiwaniu na decyzję GFLT (czyli długość pipeline) dobrany jest tak, aby maksimum impulsu dla cząstek pochodzących ze zderzenia e-p przypadało w połowie tego przedziału. Dane te pozwalają w późniejszej analizie off-line dokładniej zmierzyć amplitudę impulsu oraz odrzucić, na podstawie analizy kształtu, szumy i impulsy pochodzące od cząstek nie skojarzonych z badanym zderzeniem.

3.2.2. Odczyt pozycyjny

Bardzo duża ilość kanałów odczytu pozycyjnego (ok. 40 tys.) wymusiła rozwiązanie, w którym obsługujące je moduły elektroniki cyfrowej umieszczone są bezpośrednio na detektorze. Analogowe sygnały z ośmiu (lub siedmiu) drutów znajdujących się w pojedynczej komorze wprowadzane są na układ komparatorów porównujących ich amplitudy z zadanym programowo progiem (rys. 5). W wyniku tak przeprowadzonej konwersji uzyskuje się ośmiobitowe słowo, w którym układ bitów odpowiada konfiguracji „trafionych" drutów anodowych. Proces ten powtarzany jest z częstością 10 MHz a uzyskane dane zapamiętywane w rejestrze przesuwnym. Komparatory obsługujące sygnały z piętnastu komór zgrupowane są w jednym module (HITBOX) posiadającym wspólną pamięć bufora drugiego stopnia. Elektronika odczytu pozycyjnego posiada ponadto zrealizowany sprzętowo mechanizm odrzucania pustych zdarzeń (zero suppression). Po otrzymaniu pozytywnej decyzji GFLT do buforów przepisywane są tylko niepuste słowa wraz z adresem komory z której one pochodzą. Pozwala to o wiele rzędów wielkości zredukować strumień danych (w typowym przypadku przejścia mionu aktywnych jest mniej niż 10 drutów).



Rys. 5. Tor elektroniczny odczytu pozycyjnego

Dwa tego typu moduły obsługują komory należące do pojedynczej wieży drutowej a łącznie na całym detektorze zainstalowano ich 356. Moduły odczytu pozycyjnego sterowane są za pomocą 28 kontrolerów umieszczonych w 5 kasetach VME. Umożliwiają one dostęp do danych zgromadzonych w buforach poprzez przestrzeń adresową magistrali VME oraz pośredniczą w realizacji funkcji diagnostycznych. Jedną z tych funkcji jest możliwość wprowadzenia do pamięci pipeline danych symulacyjnych i przeprowadzenie następnie pełnego cyklu ich odczytu. Pozwala to w warunkach kontrolowanych (deterministyczne wartości o dobrze określonych parametrach czasowych) testować cały tor naboru danych. Każda z kaset obsługujących odczyt pozycyjny posiada także blok dystrybutora pełniący podobną rolę jak moduł SCANNER w odczycie energetycznym: dostarczania zegara taktującego i sterowania procesem kopiowania danych do buforów [6].

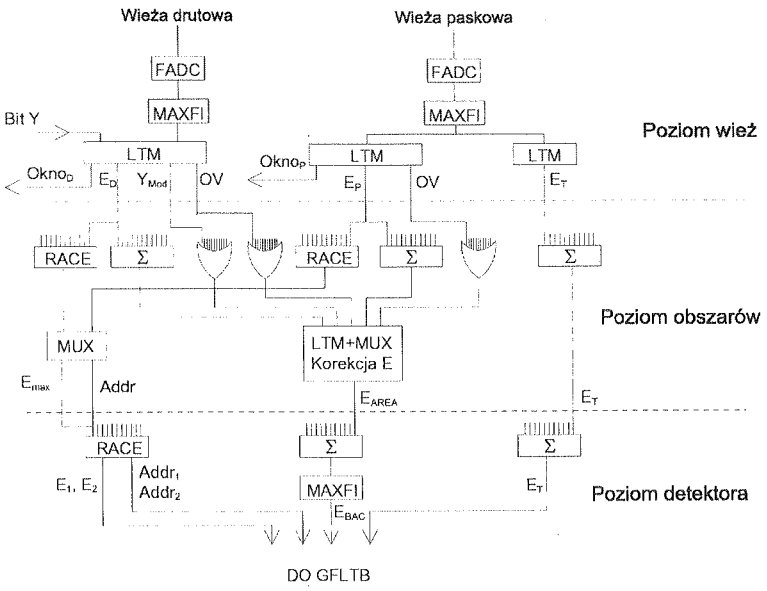
W odczycie pozycyjnym pojawia się ten sam problem co w odczycie energetycznym: znaczny (w porównaniu z częstością przecięć wiązek) czas dryfu w komorze powoduje rozmycie momentu rejestracji trafienia. Dla przeciwdziałania mu także i w tym wypadku wprowadzono zasadę czytania kilku kolejnych próbek z każdego przypadku. Liczba odczytywanych próbek jest jednak mniejsza, z powodu szybszego (nie całkowanego) sygnału pochodzącego bezpośrednio z przedwzmacniaczy drutowych i z braku konieczności poszukiwania maksimum amplitudy pulsu. Podczas normalnego zbierania danych fizycznych kopiowane do buforów i odczytywane są trzy kolejne próbki.

4. UKŁAD WYZWALANIA KALORYMETRU BAC

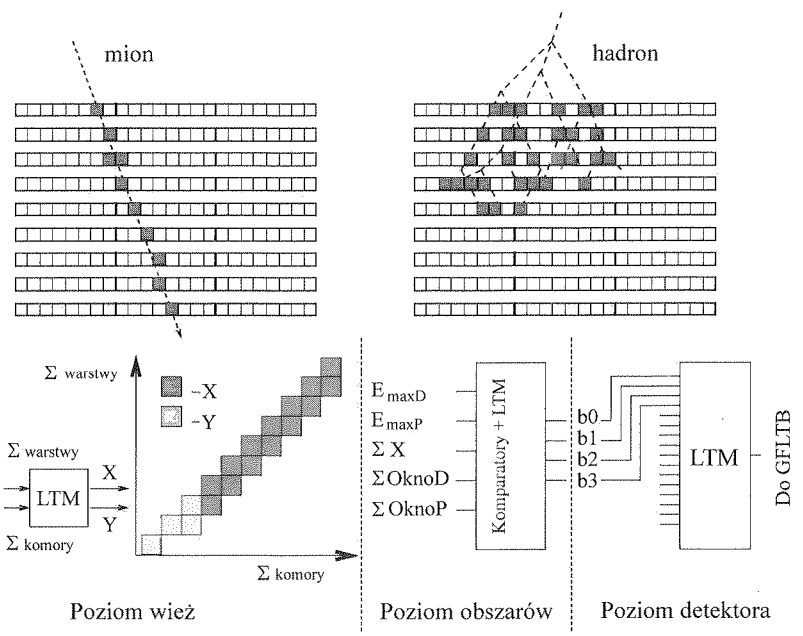
Kalorymetr BAC wyposażony jest w energetyczny układ wyzwalania (rys. 6), wykorzystujący informacje napływające z wież drutowych i pasków katodowych oraz układ wyzwalania dedykowany do rejestrowania mionów (rys. 7), zaprojektowany w oparciu o dane dostarczane przez odczyt pozycyjny. Pod względem geometrycznym BAC podzielony jest na 13 obszarów: 8 w beczce, 4 w pokrywach i 1 w podstawie detektora. Każdy z nich stanowi niezależną jednostkę układu wyzwalania a końcowa decyzja podejmowana przez cały kalorymetr jest prostą kombinacją decyzji wypracowanych w poszczególnych obszarach.

4.1. PIERWSZY POZIOM WYZWALANIA KALORYMETRU BAC

Układ wyzwalania pierwszego poziomu powinien przetwarzać jednocześnie dane z wielu kolejnych przypadków i dostarczać wynik po ustalonym czasie od zajścia zdarzenia fizycznego. Maksymalny czas po którym dane muszą być przekazane do GFLT wynosi 26 cykli akceleratora (2.5 μs). Wymagania te spełniono projektując układ wykonujący ciąg następujących po sobie kroków obliczeń. Operacje przeprowadzane w każdym kroku muszą trwać krócej, niż wynosi czas pomiędzy kolejnymi przecięciami



Rys. 6. Schemat logiki energetycznego układu wyzwalania kalorymetru BAC



Rys. 7. Idea działania mionowego układu wyzwalania kalorymetru BAC

wiązek. Cały system synchronizowany jest zegarem akceleratora: przy każdym impulsie zegara dany krok przekazuje wynik swoich obliczeń następnemu, a jednocześnie pobiera dane od poprzedniego i rozpoczyna kolejne obliczenie. Ze względu na krótki czas dostępny na obliczenia, poszczególne kroki nie mogą być realizowane przez procesory, ale muszą być implementowane jako układy logiczne.

W systemie odczytu kalorymetru BAC układ wyzwalania pierwszego poziomu zrealizowany jest przy użyciu konfigurowalnych pamięci (LTM, Lookup Table Memory) oraz programowalnych układów logicznych współpracujących z przetwornikami analogowo-cyfrowymi dostarczającymi danych.

4.1.1. Dane wejściowe dla energetycznego układu wyzwalania

Dane uzyskane z przetwornika FADC obsługującego wieże drutowe i paski katodowe dzielone są na dwa strumienie. Jeden z nich kierowany jest do pamięci pipeline opisanych poprzednio a drugi do układu wykrywającego lokalne maksima (MYXFI). Jeśli w strumieniu przetwarzanych bajtów spełniony jest warunek:

$$A_{in}(i\text{-}1) < A_{in}(i) >= A_{in}(i+1)$$

gdzie i oznacza numer taktu zegara, to na wyjściu układu MAXFI pojawia się powielona dwukrotnie wartość maksymalna:

$$A_{out}(i) = A_{out}(i+1) = A_{in}(i)$$

W przeciwnym razie układ MAXFI zwraca zero. Wydłużenie czasu wystąpienia wartości maksymalnej pozwala na etapie sumowania depozytów pochodzących z różnych wież skompensować różnice w czasie pojawienia się sygnałów wynikające z różnych czasów dryfu. Funkcje te realizowane są przez programowalne układy logiczne Xilinx. Wartości uzyskane na wyjściu układu MAXFI stanowią adresy przy odwołaniu do pamięci LTM.

Płyty FADC obsługujące paski katodowe (STT) posiadają dwa bloki pamięci LTM, służące do wyznaczania energii i energii poprzecznej. Płyty obsługujące wieże drutowe (WTT) posiadają tylko pamięć „energetyczną" ale rozszerzoną o dodatkowy bit adresowy (tzw. bit Y) pochodzący z odczytu pozycyjnego. Pozwala on weryfikować informacje uzyskane z toru analogowego i wetować depozyty nie potwierdzone minimalną liczbą zgłoszonych w tej samej wieży drutów anodowych. Zastosowanie techniki pamięci LTM pozwala na bardzo szybkie (w czasie jednego cyklu dostępu do pamięci) przetwarzanie danych: standaryzację amplitud (odjęcie piedestałów) i kalibrację energetyczną oraz w przypadku energii poprzecznej mnożenie przez czynnik geometryczny $\sin(\theta)$. Wyróżnionymi bitami znakowane są również te wieże w których nastąpiło wysycenie energii (overflow) oraz w których zaobserwowano depozyt zgodny ze stratą energii odpowiadającą cząstce minimalnej jonizującej MIP („okno mionowe"). Pamięć

LTM wież drutowych zwraca dodatkowo bit YMOD wskazujący, czy zmierzony depozyt został zawetowany przez porównanie z bitem Y.

4.1.2. Dane wejściowe dla pozycyjnego układu wyzwalania

Moduły służące do odczytu pozycyjnego (HITBOX) dostarczają także danych decyzyjnych dla układu wyzwalania. Równolegle z naborem danych do rejestrów przesuwnych wyliczana jest w nich suma aktywnych komór (SUM-OR1) i suma aktywnych warstw (SUM-OR2). Komora aktywna zdefiniowana jest jako taka w której „odezwał się" co najmniej jeden drut, podobnie warstwa (w ramach jednej wieży, złożona z 3 lub 4 sąsiednich komór) jest aktywna jeśli aktywna była w niej co najmniej jedna komora. Sumy te rozciągane są na trzy kolejne okresy zegara i podawane na wejście pamięci LTM. Za jej pomocą realizowany jest prosty algorytm „rozpoznawania obrazów" (pattern recognition) identyfikujący te przypadki w których liczba aktywnych warstw równa się w przybliżeniu liczbie aktywnych komór. Przypadek taki odpowiada przejściu cząstki minimalnie jonizującej (bit X = 1). Jeśli krotność aktywnych warstw i komór jest bardzo niska to ustawiany jest bit Y (bit „nic") wykorzystywany w układzie energetycznym. Przypadek X = Y = 0 odpowiada zaobserwowaniu kaskady hadronowej, dla której liczba aktywnych komór jest znacząco wyższa od liczby aktywnych warstw. Za zbieranie informacji o bitach XY i dalszą ich redystrybucję odpowiedzialne są płyty XYREC wykonane przy użyciu programowalnych układów scalonych typu ALTERA.

4.1.3. Algorytm pierwszego poziomu

Dalsze przetwarzanie informacji na poziomie poszczególnych obszarów odbywa się na płytach LT (Logic Trigger), z których każda obsługuje do 16 wież. Wykonywane jest na nich sumowanie energii i energii poprzecznej pochodzącej z wież drutowych i pasków katodowych oraz dla każdego z tych typów odczytu znajdowana jest największa wartość energii wraz z jej lokalizacją. Układ multipleksujący pozwala wybrać programowo, która z tych wartości będzie przesłana dalej, jako najwyższy depozyt obszaru. Zliczane są także wieże w których zarejestrowano depozyt energii zgodny z cząstką typu MIP oraz te, które zarejestrowały przejście takiej cząstki na podstawie informacji pozycyjnej (suma bitów X). Na podstawie porównania informacji z kanału energetycznego i pozycyjnego dokonywana jest klasyfikacja mionów, według kierunku ich trajektorii, na miony pochodzące z punktu oddziaływania wiązek, miony prostopadłe do powierzchni wież (używane do celów kalibracyjnych) i tzw. miony skośne, pochodzące z tła promieniowania kosmicznego. Klasyfikacja ta opiera się na prostej obserwacji geometrycznej wskazującej, iż miony wyprodukowane w punkcie oddziaływania wiązek przelatują przez niewielką liczbę wież podczas gdy nadlatujące z przypadkowych kierunków przecinają zazwyczaj większą ich liczbę. Płyty LT wyposażone są także w mechanizm korekcji energii opierający się na porównaniu (redundantnych) informacji uzyskanych w odczycie drutowym i katodowym. Kanały te różnią się zakresem dynamicznym wynikającym z różnicy wzmocnień w torach analogowych.

Pozwala to, zależnie od wielkości zaobserwowanego depozytu, na wybranie wartości energii obciążonej mniejszą niepewnością, np. w przypadku zaobserwowania wysycenia (overflow) lub zawetowania energii drutowej bitem Y. Końcowym etapem algorytmu FLT jest wyliczenie sum globalnych. Odbywa się on na płytach ADDER, RACE i BITS (równolegle dla północnej i południowej części detektora) oraz na płytach MAIN zbierających łączne informacje dla całego detektora. Płyty końcowego etapu FLT zbudowane są podobnie jak płyta XYREC przy użyciu programowalnych układów ALTERA. Technologia ta jest na tyle elastyczna, że wszystkie powyższe bloki korzystają z tego samego projektu płyty drukowanej a różnice funkcjonalne uzyskuje się jedynie stosując inne oprogramowanie układów ALTERA (boots files).

Ostatecznym produktem dostarczanym porzez kalorymetr BAC do GFLT są: energia całkowita, energia poprzeczna, dwa największe depozyty energetyczne wraz z ich lokalizacją oraz informacja o liczbie i typie zarejestrowanych mionów.

4.2. DRUGI POZIOM WYZWALANIA KALORYMETRU BAC

Po otrzymaniu pozytywnej decyzji pierwszego poziomu, w buforach sprzętowych znajduje się komplet informacji ze wszystkich kanałów detektora. Jednakże krótki czas dostępny na podjęcie lokalizacji decyzji SLT (3-4 ms) wymusza dokonanie selekcji. Z puntu widzenia strategii układu wyzwalania optymalne okazuje się powtórzenie obliczeń prowadzących do decyzji FLT, w oparciu o precyzyjniejsze dane. Zmienne energetyczne wyliczane są po dynamicznym odjęciu piedestałów (w przypadku zmiennych FLT w pamięciach LTM odejmowane były średnie dla danej wieży wartości piedestałów). Poprawka ta jest szczególnie istotna dla kanałów charakteryzujących się podwyższonym poziomem szumów. Do wież które zarejestrowały dwa największe depozyty energii dodawane są energie z wież sąsiadujących (klastrowanie) co pozwala dokładniej określić energie i kierunki wypływów z kalorymetru centralnego. Dodatkową informacją wyliczaną dla GSLT są składowe poprzeczne pędu brakującego. Ilość modułów odczytu pozycyjnego jest zbyt duża aby na tym etapie pozyskać z nich informacje o aktywnych drutach. Specjalnie jednak na potrzeby algorytmu SLT moduły te obliczają sprzętowo liczbę aktywnych drutów w każdej wieży drutowej. Dane te (wraz z dostępną z pierwszego poziomu informacją o liczbie aktywnych warstw) pozwalają poprawić identyfikację mionów oraz wskazać ich pozycję (z dokładnością do rozmiarów wieży drutowej).

Organizacja przepływu informacji dla drugiego poziomu układu wyzwalania została opisana w rozdziale o akwizycji danych.

4.3. TRZECI POZIOM WYZWALANIA KALORYMETRU BAC

Stopień ten jest wspólny dla wszystkich komponentów detektora ZEUS i operuje na komplecie danych dostarczonych przez system akwizycji. Realizowane na tym etapie algorytmy selekcji zaimplementowane są w języku FORTRAN i korzystają z uprosz-

czonej wersji fizycznej rekonstrukcji zdarzeń. Są to programy typu off-line wykonywane w trybie on-line w środowisku rozproszonym na farmie szybkich stacji roboczych.

W przypadku detektora BAC stopień ten pozwala na pełną rekonstrukcję torów (kierunków) mionów. Realizowany tu algorytm polega na wstępnym grupowaniu aktywnych drutów i wykonywanej iteracyjnie aproksymacji liniowej (fit) względem ich współrzędnych w płaszczyźnie prostopadłej do osi drutów. W kolejnych iteracjach odrzucane są najdalsze punkty co pozwala skutecznie eliminować przypadkowe szumy. Trzecią współrzędną przestrzenną uzyskuje się korelując informacje z odczytu katodowego w ramach danej wieży drutowej. Depozyty zmierzone w wieżach katodowych używane są również do poprawienia zmiennych energetycznych.

5. SYSTEM ZBIERANIA DANYCH DETEKTORA BAC

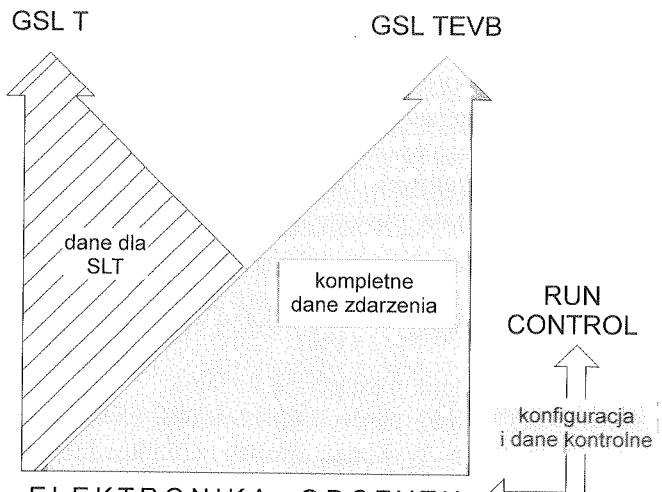
System ten [7] ma do spełnienia następujące zadania:

1. Odczytać, po pozytywnej decyzji pierwszego poziomu, dane niezbędne do obliczeń drugiego poziomu wyzwalania. Wykonać opisany w poprzednim rozdziale algorytm SLT i przesłać wyniki do globalnego układu wyzwalania eksperymentu. System na dokonanie obliczeń dysponuje czasem około 4 ms, podczas gdy dane wejściowe mogą napływać znacznie częściej, co 1-2 ms. Wymusza to równoległość obliczeń. System musi być w stanie pracować nad kilkoma zdarzeniami jednocześnie, o ile nie jest w stanie zakończyć ich w czasie krótszym niż 1 ms.
2. Odebrać decyzję drugiego poziomu wyzwalania i, jeżeli jest pozytywna, dokonać odczytu wszytkich zgromadzonych w buforach danych dotyczących tego zdarzenia. Przeprowadzić redukcję tych danych (np. usuwając informacje dotyczące nieaktywnych kanałów FADC) i wysłać je jako jeden pakiet do centralnego systemu budującego przypadki (EVB).
3. Utrzymywać połączenie z systemem kontroli zbierania danych (Run Control). Wykonywać otrzymane od niego polecenia: ładowania konfiguracji, rozpoczęcia i zakończenia zbierania danych oraz prowadzić ciągłą kontrolę poprawności funkcjonowania odczytu i spójności danych, zgłaszać wszelkie błędy do centralnej konsoli operatorskiej.

Rysunek 8 przedstawia schematycznie przepływy danych w systemie. Obydwa główne strumienie informacji (dla SLT i pełnych danych przypadku dla EVB) nie są ze sobą w żaden sposób zsynchronizowane: w czasie gdy odczytywane są dane dla EVB drugi poziom wyzwalania pracuje już nad jednym z późniejszych zdarzeń. Wymusza to taką konstrukcję systemu, w której zadania te będą mogły być wykonywane niezależnie od siebie.

Dodatkowym utrudnieniem dla twórców systemu odczytu kalorymetru BAC był fakt dużego „geograficznego" rozproszenia elementów odczytu. Elektronika BAC-u rozmieszczona jest w 19 kasetach VME (13 kaset na odczyt energetyczny, 5 na odczyt pozycyjny i jedna kaseta centralna z głównymi modułami pierwszego poziomu wyzwalania i interfejsem GFLT). Kasety te rozmieszczone są w trzech różnych obszarach

wokół detektora, odległości pomiędzy obszarami mierzone wzdłuż kabli wynoszą około 60 metrów.



Rys. 8. Przepływ informacji w systemie akwizycji danych kalorymetru BAC

5.1. PLATFORMA SPRZĘTOWA

Do wykonywania zadań (1.) i (2.) czyli odczytu danych i wypracowania decyzji dla drugiego poziomu wyzwalania, wybrany został transputer produkcji INMOS [8]. O wyborze tym zadecydowały unikalne cechy tego mikroprocesora: jego 4 dwukierunkowe, szeregowe łącza komunikacyjne do wymiany informacji z innymi transputerami i doskonałe wsparcie sprzętowe dla programowania równoległego (współbieżnego) przez implementację języka **occam 2**. Program napisany w tym języku może być traktowany jak opis wielu komunikujących się ze sobą równoległych procesów. Procesy te mogą być w różny sposób przypisywane do procesorów, efektywnie programista tworzy jeden program dla całej sieci połączonych ze sobą transputerów. Ogromnie ułatwia to programowanie układów wieloprocesorowych, zaś łącza komunikacyjne znakomicie rozwiązują problem transmisji danych wewnątrz systemu. Nie bez znaczenia przy wyborze procesora był też fakt, że jest on używany przez bardzo wiele innych komponentów detektora ZEUS, w tym większość systemów centralnych.

Jako nośnik transputerów, umożliwiający im kontakt z elektroniką odczytu za pośrednictwem szyny VME użyte zostały płyty 2TP-VME [9], zaprojektowane w laboratoriach NIKHEF. Płyty te zostały zbudowane specjalnie na potrzeby eksperymentu ZEUS i są używane przez większość komponentów detektora. Na płytach używanych przez kalorymetr BAC zamontowane są dwa transputery T800 (20 MHz) z lokalnymi

pamięciami 4MB, wspólnym 128 kB obszarem pamięci dostępnym dla obydwu procesorów i interfejsem VME pozwalającym obydwu transputerom na dostęp do szyny. Realizowane są wszystkie przewidziane w standardzie typy cykli VME o szerokości adresu i danych do 32 bitów. Płyta może pełnić rolę nadzorcy VME i obsługiwać przerwania. Wszystkie łącza szeregowe obydwu transputerów wyposażone zostały w bufory RS422, umożliwiające różnicową transmisję danych na odległość kilku metrów z maksymalną prędkością 20 Mbit/s, lub na odległość kilkudziesięciu metrów z prędkością zredukowaną do 10 Mbit/s.

Poza mikroprocesorami odczytu do działania systemu niezbędny jest także „tradycyjny" komputer (EQC, Equipment Computer). Służy on do kontroli sieci transputerowej, jako repozytorium programów i danych konfiguracyjnych dla niej (transputery nie posiadają własnej pamięci masowej) i do łączności z centralnym układem kontroli eksperymentu. W systemie odczytu BAC rolę tę pełni obecnie AlphaStation 3000 z systemem operacyjnym Open VMS. Łączność pomiędzy komputerem a kontrolowanymi przezeń transputerami zapewnia moduł interfejsu HXIS produkcji Caplin Cybernetics Corporation. Ze względu na znaczną odległość pomiędzy EQC a resztą elektroniki eksperymentu (ponad 100 m mierzone wzdłuż kabla) zastosowane zostało łącze optyczne.

5.2. STRUKTURA SIECI TRANSPUTEROWEJ

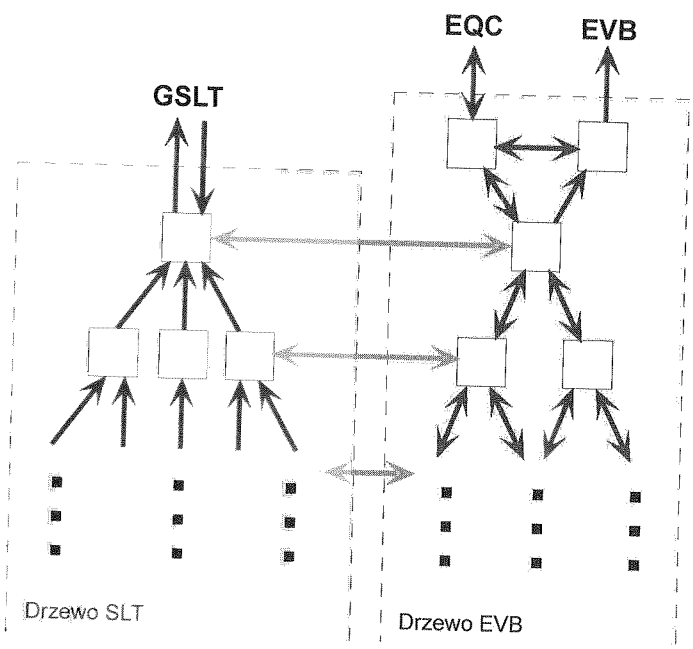
Topologia sieci połączeń pomiędzy procesorami wynika ze schematu przepływu danych. Osobne podsieci realizują obydwa główne zadania: obliczeń SLT i transportu danych EVB. Obydwie podsieci mają strukturę drzew, w okolicach korzeni tych drzew ulokowane są interfejsy do systemów centralnych. Charakterystyczną cechą struktury drzewowej jest to, że każdy z węzłów drzewa (procesorów), za wyjątkiem korzenia, ma jednego „rodzica" (procesor stojący wyżej w strukturze) i zero lub więcej „dzieci" – procesorów dla których jest on rodzicem. Struktura taka w naturalny sposób realizuje proces łączenia danych z wielu źródeł do jednego wyjścia. Każdy z procesorów wysyła odczytane przez siebie dane oraz dane otrzymane od swoich dzieci do swego rodzica. W drzewie SLT każdy z węzłów wykonuje dodatkowo obliczenia na danych otrzymanych od swoich dzieci i przesyła do rodzica wynik tych obliczeń. W ten sposób realizowana jest wspomniana powyżej równoległość działania: w czasie gdy rodzic wykonuje obliczenia związane z danym zdarzeniem, jego dzieci mogą pracować już nad następnym.

Sieć transputerowa musi wykonywać ponadto zadania związane z transmisją informacji od centrum w dół drzewa, do węzłów odczytu. Są to przede wszystkim decyzje drugiego poziomu wyzwalania, ale także dane konfiguracyjne i polecenia od komputera kontrolnego. Te ostatnie przesyłane są przez sieć stosunkowo rzadko. Decyzje SLT z kolei nadchodzą wprawdzie z częstotliwością równą częstotliwości pozytywnych decyzji GFLT, ale są krótkie (składają się z kilku zaledwie słów maszynowych). Łączny strumień tych danych jest więc znacznie mniejszy od obydwu strumieni podstawowych

i zdecydowano powierzyć zadanie ich transportu jednej z istniejących podsieci. Po analizie wybór padł na sieć EVB, jako przesyłającą dane z mniejszą częstotliwością i podlegającą mniejszym ograniczeniom czasowym.

Uwzględniając powyższe założenia skonstruowano sieć przedstawioną schematycznie na rysunku 9. Przyjęto zasadę, że na każdej z płyt 2TP-VME jeden transputer jest elementem drzewa SLT a drugi drzewa EVB. Połączenia pomiędzy procesorami na jednej płycie (zaznaczone na rysunku jasnymi strzałkami), niezbędne do synchronizacji odczytu pomiędzy nimi i do przekazywania poleceń EQC transputerom sieci SLT, zrealizowane są za pośrednictwem wspólnej pamięci na płycie. Pozostałe połączenia używają komunikacji po łączach szeregowych transputerów. Komunikacja w sieci SLT jest jednokierunkowa, dane płyną wyłączenia w stronę korzenia, będącego zarazem interfejsem do globalnego układu wyzwalania (GSLT). Inaczej jest w sieci EVB, gdzie decyzje SLT i polecenia muszą być transmitowane także w dół sieci i wszystkie połączenia są dwukierunkowe. Struktury obydwu drzew są różne: dla drzewa SLT struktura podyktowana jest wymaganiami algorytmu obliczeń przez nią realizowanych, podczas gdy struktura drzewa EVB została zoptymalizowana pod kątem jak najszybszej dystrybucji informacji (patrz następny rozdział). Pewien wpływ na topologię połączeń miały też fizyczne lokalizacje elementów odczytu, sieć została zaprojektowana tak, aby zminimalizować liczbę bardzo długich połączeń kablowych.

Uważna analiza rysunku 9 pokazuje pewną nieregularność w okolicach korzenia drzewa EVB. Wynika ona z konieczności rozdzielenia funkcji interfejsowych pomiędzy



Rys. 9. Schemat struktury sieci transputerowej. Zaznaczono tylko procesory i połączenia w pobliżu korzeni obydwu drzew i połączenia z innymi systemami

dwa procesory: jeden zapewnia łączność z EQC, drugi buduje z danych otrzymanych od pozostałych procesorów kompletne zdarzenia i przesyła je do EVB.

Cała sieć odczytowa BAC liczy 42 procesory: 38 na płytach 2TP-VME kontrolujących 19 kaset odczytu, dwa korzenie drzew (ze względów wydajnościowych zdecydowano przeznaczyć do tego zadania dedykowane procesory, nie obciążone zadaniami związanymi z odczytem) i dwa transputery podłączone do EVB i EQC.

5.3. OPROGRAMOWANIE

Trzon oprogramowania zbierania danych dla BAC napisany został w języku **occam 2** i uruchomiony na sieci transputerowej. Wobec dużej liczby procesorów (przy niewielkich zasobach ludzkich dostępnych do wykonania pracy) zrodziła się konieczność maksymalnej modularyzacji oprogramowania. Cały program składa się ze stosunkowo niewielkiej liczby podstawowych „klocków" – procesorów z których każdy wykonuje ściśle określone zadanie. Programy dla poszczególnych węzłów sieci budowane są przez odpowiednie zestawienie takich procesów i połączenie ich kanałami komunikacyjnymi. Taka daleko posunięta modularyzacja oprogramowania była możliwa między innymi dzięki opisanej powyżej strukturze sieci: w strukturze drzewa poszczególne węzły mogą wykonywać praktycznie takie same programy. Tylko węzły w pobliżu korzenia drzewa, będące interfejsami do systemów zewnętrznych, wymagają częściowo specjalnego oprogramowania.

Ponieważ sieć transputerowa składa się z dwóch drzew wykonujących różne zadania, mamy więc dwa zasadnicze typy programów: dla węzłów sieci SLT i dla węzłów sieci EVB. Ten drugi typ węzła jest programowo bardziej skomplikowany, ponieważ musi zapewnić dwukierunkową transmisję danych i komunikatów po sieci, jest także odpowiedzialny za odbieranie przerwań sprzętowych (sygnalizujących nadejście decyzji GFLT) i za większość funkcji diagnostycznych sieci.

Przyjęto zasadę, że wszystkie informacje przekazywane pomiędzy procesorami wewnątrz sieci EVB mają postać standaryzowanych komunikatów. Komunikat rozpoczyna się nagłówkiem opisującym jego rodzaj, długość i adres docelowy w sieci, lub, w wypadku komunikatów wędrujących w górę sieci, adres źródła. Adres może definiować konkretny transputer w jednym z drzew, konkretną płytę 2TP (komunikat otrzymują wtedy oba transputery na płycie) bądź całą sieć – kopia takiego komunikatu dostarczana jest wtedy do każdego transputera w sieci (broadcast).

Jedną z konsekwencji przyjętej koncepcji modularności systemu jest to, że programy poszczególnych węzłów nie dysponują na starcie żadną informacją odnośnie sprzętu który znajduje się w kontrolowanych przez nie kasetach VME. Informacja ta musi być przekazana już po uruchomieniu programu, w postaci danych konfiguracyjnych wpisywanych w sieć przez EQC. Pakiety komunikacyjne zawierają informacje o typach płyt, ich adresach sprzętowych i identyfikację kanałów fizycznych do nich podłączonych. Na tej podstawie każdy z węzłów buduje własne tablice odczytowe, wykorzystywane podczas pracy. W efekcie uzyskano także większą elastyczność systemu. Awarie modułów czy zmiany sprzętowe pociągają za sobą tylko konieczność

modyfikacji danych konfiguracyjnych, a nie oprogramowania. Możliwe jest też przechowywanie wielu różnych konfiguracji, wybieranych w zależności od typu zbieranych danych (np. specjalna konfiguracja dla naświetleń z wykorzystaniem promieniowania kosmicznego). Szczególnym typem danych konfiguracyjnych wczytywanym także z EQC po uruchomieniu systemu, jest oprogramowanie do modułów wyzwalania wykorzystujących programowalne układy ALTERA.

Odrębnym elementem jest oprogramowanie komputera kontrolnego (EQC). Napisane ono zostało w „klasycznych" językach 3 generacji (FORTRAN, C). System składa się z kilku modułów: głównego, realizującego całą logikę systemu, modułów interfejsów do sieci transputerowej i do centralnego systemu kontrolnego oraz z konsoli operatorskiej. Pierwsze trzy procesy obecne są zawsze gdy używany jest system odczytu BAC. Ostatni jest opcjonalny, jeżeli jest uruchomiony służy operatorowi do obserwacji stanu systemu, wysyłania zapytań, a także pozwala mu na odłączenie systemu od centralnego systemu kontrolnego eksperymentu i przejęcie nad nim pełnej kontroli. Wszystkie procesy są wielowątkowe i dzięki temu są w stanie np. odbierać nadchodzące asynchronicznie komunikaty o błędach w trakcie ładowania danych konfiguracyjnych.

5.3.1. Dodatkowe funcje systemu

Poza opisanymi podstawowymi funkcjami, system zbierania danych detektora BAC wyposażony został w dodatkowe możliwości, przede wszystkim związane z testami i diagnostyką. Nawet w trakcie normalnego zbierania danych system dokonuje na bieżąco kontroli jakości i spójności danych, jednak ograniczenia czasowe nie pozwalają w takim wypadku na pełną analizę funkcjonowania elektroniki.

Stosunkowo najprostsze sprawdzenia jakie można wykonać polegają na odczytywaniu rejestrów kontrolnych z modułów elektroniki i kontroli danych statystycznych zbieranych przez poszczególne procesory. Odpowiednie funkcje mogą być wywołane przez operatora używającego procesu konsoli, wiele z nich można wykonać nawet podczas normalnego zbierania danych, nie zakłócają one bowiem w żaden sposób procesów odczytu.

W praktyce najczęściej wykonywanym testem systemu jest lokalna symulacja procesu zbierania danych. System BAC został skonstruowany w taki sposób, że możliwe jest prowadzenie pełnej symulacji bez angażowania jakichkolwiek centralnych systemów eksperymentu ZEUS. Jest to bardzo cenna możliwość na etapie uruchamiania i testowania systemu, np. po modyfikacjach. Ponadto podczas takiego symulowanego zbierania danych możliwe jest włączenie w znacznie szerszym zakresie funkcji diagnostycznych. Ważne jest aby podczas takiej symulacji system działał w warunkach jak najbardziej zbliżonych do rzeczywistych. W przypadku BAC udało się osiągnąć takie warunki, w których zdecydowana większość systemu „nie wie" nawet, iż pracuje w warunkach symulacji. Symulowane decyzje GFLT generowane są w tym celu przez blok służący normalnie jako interfejs do globalnego systemu wyzwalania (GFLTBI). Może on w tym celu używać wewnętrznego generatora o ustawianej programowo częstości, bądź generować pojedyncze „decyzje" na komendę operatora. Drugi poziom

wyzwalania jest symulowany w węźle sieci transputerowej służącym normalnie jako interfejs GSLT. Odpowiednia procedura symulacji aktywowana jest na komendę od EQC i może albo generować pozytywną decyzję co n-ty przypadek (gdzie n jest ustawiane przez operatora), bądź nawet wykonywać prostą analizę wyliczonych danych, na przykład sprawdzać czy, całkowita energia przekracza określony próg. Pełne dane odczytane przez sieć po pozytywnej decyzji drugiego poziomu mogą być wreszcie skierowane, zamiast do rzeczywistego EVB, do komputera kontrolnego, gdzie zapisane na dysku lokalnym analizowane są odpowiednimi narzędziami. Jeżeli celem testu było tylko sprawdzenie stabilności działania elektroniki, to możliwe jest również takie skonfigurowanie systemu, że dane po odczytaniu są po prostu „zapominane".

Innym typem testów jaki można uruchomić są testy sprzętu wykorzystujące jego wewnętrzne funkcje diagnostyczne. Większość modułów elektroniki BAC-u jest wyposażona w podmioty, które po aktywacji dokonują kompleksowego sprawdzenia funkcji bloku i raportują wyniki. W odróżnieniu od opisanego powyżej testowego zbierania danych, uruchomienie takich testów wymaga na ogół załadowania sieci transputerowej specjalnymi programami diagnostycznymi.

6. PODSUMOWANIE

W artykule niniejszym przedstawiono zaawansowany układ odczytu i wyzwalania dla dużego (liczącego ponad 40 tys. kanałów) detektora fizyki cząstek elementarnych. System ten funkcjonuje z powodzeniem już od blisko dziesięciu lat, podlegając w tym czasie rozwojowi i modyfikacjom. Mamy nadzieję, iż przedstawione tu rozwiązania stanowić będą twórczą wymianę doświadczeń, także dla projektantów nowych detektorów planowanych w eksperymentach początku XXI wieku.

7. BIBLIOGRAFIA

1. ZEUS Collaboration, ed. U. Holm: *ZEUS Detector for HERA*. Statut Report Feb. 1993
2. K. Tokushuku: *GFLT Design Document 1 – interface to cimponent (ver. 5.1)*. ZEUS-Note Feb. 1990
3. H. Ujterwaal: *The Global Second Level Trigger for ZEUS. Ph. D. thesis*. University of Amsterdam 1992
4. U. Behrens et al.: *The Eventbuilder of the ZEUS experiment*. DESY preprint 93-008
5. I. M. Kudła, R. Kupczak, K. Poźniak: *GFLT signal testing and distribution within the BAC system*. ZEUS-Note 96-116
6. K. Poźniak: *Software control and testing of the HIT-READOUT for the BAC detector*. ZEUS-Note 96-117.
7. J. M. Pawlak, J. Milewski: *The Design of the ZEUS Backing Calorimeter Data Acquisition and Trigger System*. Real-Time Comp. Appl. 1993; 450-454.
8. INMOS Ltd.: *Transputer Reference Manual*. Prentice Hall, 1988.
9. H. Boterenbrood: *User Software Documentation 2TP-VME Module*. NIKHEF 1990.

G. BAŁUKA, M. BUKOWY, J. CIBOROSWKI, A. DERLICKI, G. GRZELAK, R. KARPIUK,
K. KIERZKOWSKI, I.M. KUDŁA, R. KUPCZAK, W. KUŚMIERZ, W. MARTYNOW, J. MILEWSKI,
R. NOWAK, J.M. PAWLAK, R. PIETRAK, J. PLISZKA, P. PLUCIŃSKI, K. POŹNIAK, K. TOJDA,
R. WALCZAK, A.F. ŻARNECKI

DATA AQCUISITION AND TRIGGER OF THE BACKING CALORIMETER FOR THE ZEUS EXPERIMENT

Summary

Data acquiaition and three level trigger system for 40,000 channels BAC detector is described. The algorithms, hardware solutions and software are presented.

Keywords: accelerator HERA, experiment ZEUS, detector BAC, data acquisition, trigger, VME, transputer, Xilinx, Altera, real time programming.

KWARTALNIK ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI, 2002, 48, z. 2, ss. 381–396

Obiektowo i bazodanowo zorientowany system diagnostyczny dla kalorymetru uzupełniającego BAC eksperymentu ZEUS

GRZEGORZ BIGOS[1], ARTUR GIEREJ[1], DARIUSZ GÓRCZYŃSKI[1], GRZEGORZ GRZELAK[2], TOMASZ JEŻYŃSKI[1], KRZYSZTOF KIERZKOWSKI[1], IGNACY MACIEJ KUDŁA[2], ARTUR KULIŃSKI[1], MARCIN KUTHAN[1], ZBIGNIEW ŁUSZCZAK[1], ROMAN NOWAK[2], PAWEŁ PLUCIŃSKI[3], KRZYSZTOF POŹNIAK[1], RYSZARD ROMANIUK[1]

1. Instytut Systemów Elektronicznych, Politechnika Warszawska, ul. Nowowiejska 15/19, 00-665 Warszawa
2. Instytut Fizyki Doświadczalnej, Uniwersytet Warszawski, ul. Hoża 69, 00-681 Warszawa
3. Instytut Problemów Jądrowych, ul. Uniwersytecka 5, 90-950 Łódź 1 skr. 447

Otrzymano 2000.10.14
Autoryzowano 2001.12.05

W artykule omówiono koncepcję i realizację w warstwie programistycznej, bazodanowej i sprzętowej systemu diagnostycznego dla detektora BAC. Jej podstawowym celem jest zapewnienie niezawodności działania detektora BAC, a w przypadku wystąpienia nieprawidłowości jak najszybsze jej wykrycie, ustalenie miejsca wystąpienia i przyczyny. Dokonano dyskusji rozwiązań sterowania elektroniką poprzez obiektowo zorientowane klasy wirtualne współpracujące z bazą danych Oracle. Zamieszczono przykładowe rezultaty wykorzystania systemu diagnostycznego.

Słowa kluczowe: DESY, ZEUS, BAC, programowanie obiektowe, system diagnostyczny, bazy danych, Oracle

1. WSTĘP

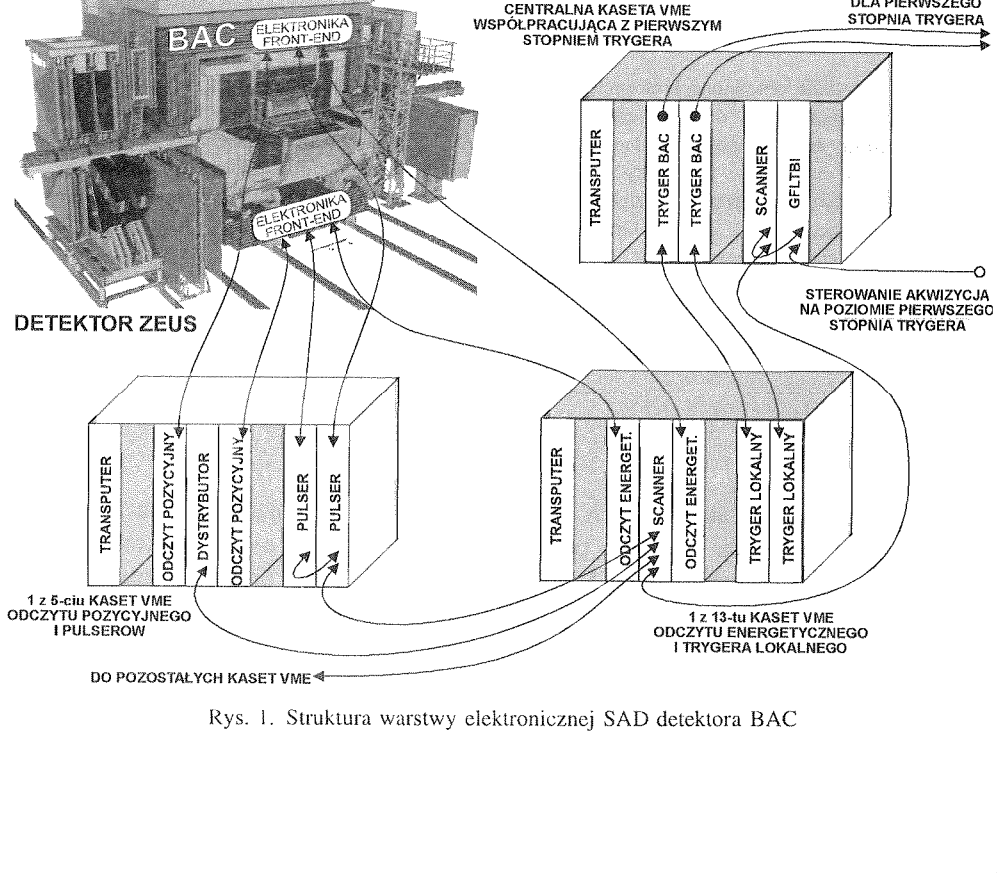
Przebudowa akceleratora HERA w latach 2000–2001, mająca na celu zwiększenie świetności, spowodowała poważne prace modernizacyjne licznych detektorów uczestniczących w eksperymencie ZEUS [1]. Szereg tego typu prac był również przeprowadzony dla detektora BAC [6]. Warto w tym miejscu nadmienić, że m.in. zaprojektowano i zrealizowano elektroniczny tor trygera kalorymetru BAC, który został zintegrowany z Globalnym Systemem Trygera eksperymentu ZEUS. Wszystkie te przedsięwzięcia miały na celu dostosowanie detektora BAC do nowych wymagań

eksperymentu ZEUS. Jednym z istotnych wymogów było zagwarantowanie wysokiej sprawności działania i niezawodności detektora. Dotychczasowa kontrola polegała przede wszystkim na ocenach opartych o analizę danych fizycznych i nie pozwalała na uzyskiwanie ciągłych, bieżących i szczegółowych informacji o stanie poszczególnych części systemu elektronicznego detektora BAC.

W niniejszej pracy omówiono projekt Systemu Diagnostycznego (SD) umożliwiający ciągłe monitorowanie stanu detektora BAC w czasie jego normalnej pracy i podczas dedykowanych testów. Podstawowym zadaniem SD jest zapewnienie niezawodności i stabilności pracy elektroniki działającej na rzecz detektora BAC. W przypadku pojawienia się nieprawidłowości SD pozwala na szybkie jej wykrycie, ustalenie miejsca wystąpienia i przyczyny. Przyjęte rozwiązanie zostało wkomponowane w istniejące środowisko sprzętowe i programistyczne Systemu Akwizycji Danych detektora BAC (SAD) omówione poniżej.

1.1. WARSTWA SPRZĘTOWA SYSTEMU AKWIZYCJI DANYCH

Część elektroniczna SAD detektora BAC jest rozmieszczona zarówno wewnątrz spektrometra ZEUS (elektronika front-end) jak i na zewnątrz w kasetach VME [2, 5]. Jej strukturę pokazano na rys. 1.



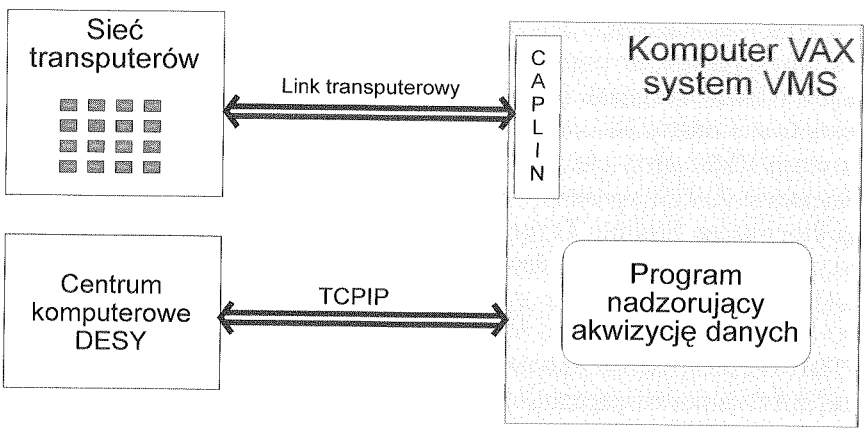
Rys. 1. Struktura warstwy elektronicznej SAD detektora BAC

Składa się z następujących części (szczegółowo dyskutowanych w [6]):

- **odczytu energetycznego** obsługującego 2352 kanały analogowe. Rejestracja impulsów analogowych niosących informację o energii cząstek odbywa się za pomocą szybkiej konwersji A/C i rejestracji danych w pamięciach cyfrowych. W skład odczytu energetycznego wchodzą następujące płyty elektroniczne [2]:
  - **16FADC** – obsługuje 16-cie kanałów analogowych,
  - **WTT, STT** – obsługują po 8 kanałów analogowych (dedykowane trygerowi BAC),
- **odczytu pozycyjnego** obejmującego prawie 40 tys. kanałów binarnych. Przelot cząstki jest rejestrowany jako pozytywny stan logiczny w określonym kanale. Odczyt pozycyjny został oparty na systemie „Hit-readout" [5] rozmieszczonym:
  - w kasetach VME: płyty elektroniczne nazywane DISTRIBUTOR, CONTROLLER,
  - na detektorze ZEUS: ponad 300 modułów zintegrowanych nazwanych HIT-BOX,
- **obsługi Pierwszego Stopnia Trygera** polegającego na sterowania i synchronizowaniu akwizycji wszystkich danych z detektgora BAC. Jej strukturę tworzą:
  - GFLTBI – płyta współrpacuje z Pierwszym Stopniem Trygera eksperymentu,
  - SCANNER – steruje naborem przypadków odczytu energetycznego,
  - DISTRIBUTOR – steruje naborem przypadków odczytu pozycyjnego,
- **trygera BAC** wytwarzającego lokalną decyzję dla Pierwszego Stopnia Trygera eksperymentu ZEUS w oparciu o dane energetyczne i pozycyjne. Wytwarzanie decyzji trygera odbywa się stopniowo:
  - **lokalnie** dla każdego wydzielonego obszaru detektora BAC (tzw. AREA). W tej fazie uczestniczą następujące płyty elektroniczne:
    - STT – wykrywa maksimum energetyczne wieży paskowej i sumuje maksima wież w obrębie obszaru,
    - WTT – wykrywa maksimum energetyczne wieży drutowej potwierdzone informacją pozycyjną i sumuje maksima wież w obrębie obszaru,
    - LT – dokonuje przetwarzania korekcyjnego energii w oparciu o redundantną informację z wież paskowych i drutowych oraz klasyfikacji mionów,
    - ADDER – wylicza sumę energii i energii poprzecznej dla strony północnej i południowej detektora,
    - RACE – szereguje w kolejności rosnącej dwie wieże, które zarejestrowały największe energie na stronie północnej i południowej detektora,
    - BITS – wytwarza zbiorczą informację o ilości i typach mionów zarejestrowanych w poszczególnych stronach detektora (północna, południowa),
  - **globalnie** dla całego obszaru detektora BAC. Rezultaty opracowane przez poniżej omówione płyty są przesyłane do Pierwszego Stopnia Trygera:
    - EMBAC – wylicza całkowitą sumę energii i energii poprzecznej z BAC-u,
    - RMBAC – wyznacza dwie wieże o największych zarejestrowanych energiach,
    - BMBAC – realizuje zadania podobnie jak BITS. Dodatkowo zaimplementowano wytwarzanie sygnału trygera lokalnego do celów testowych.
- **diagnostyki** opartej na pobudzaniu elektroniki front-end za pomocą programowalnych generatorów impulsów umieszczonych na płytach PULSER.

1.2. WARSTWA PROGRAMISTYCZNA SYSTEMU AKWIZYCJI DANYCH

Warstwa programistyczna SAD została oparta na sieci transputerów umieszczonych w kasetach VME i komputerze VAX. Poglądowy schemat struktury blokowej przedstawiono na rys. 2 (szczegóły zawarto w [6]).



Rys. 2. Struktura warstwy programistycznej SAD detektora BAC

Komunikacja pomiędzy programami wykonywanymi na transputerach a warstwą sprzętową odbywa się za pomocą wbudowanego interfejsu standardu VME. W ten sposób aplikacja transputerowa może:

- **sterować i kontrolować** pracą wszystkich płyt elektronicznych w kasecie,
- **pobierać dane** zgromadzone w buforach pamięciowych synchronicznie z Drugim Stopniem Trygera.

Sieć transputerowa jest zrealizowana przez bezpośrednie łącza komunikacyjne nazywane „linkami transputerowymi". Centralny węzeł tej sieci stanowi komputer typu VAX na którym jest wykonywana główna część oprogramowania naboru danych. Jego zadaniem jest między innymi:

- **inicjalizacja sieci transputerów** poprzez załadowanie oprogramowania,
- **konfiguracja warstwy elektronicznej** Systemu Akwizycji Danych,
- **sterowanie i kontrola procesu naboru danych** realizowanego w kasetach VME,
- **nabór danych** poprzez sieć transputerową,
- **konstruowanie banków danych** i wysyłanie ich do Centrum Komputerowego.

Przedstawione powyżej rozwiązanie programistyczne jest dedykowane i zoptymalizowane pod kątem wymagań naboru danych. Jego rozbudowa o wygodne w eksploatacji narzędzia diagnostyczne (interaktywność, inaterfejs GUI itp.) oraz możliwość szybkiej i łatwej modyfikacji, jest w praktyce bardzo trudna. Trzeba też mieć na uwadze niebezpieczeństwo destabilizacji systemu, który musi pracować w sposób ciągły podczas naboru przypadków przez eksperyment ZEUS. Wynikające stąd wnioski skłoniły autorów do opracowania niezależnego SD współpracującego z warstwą progamistyczną SAD.

2. STRUKTURA SYSTEMU DIAGNOSTYCZNEGO

System Akwizycji Danych detektora BAC zalicza się do dużych i złożonych systemów. Jak już nadmieniono wcześniej, ulegał modyfikacjom i rozbudowom podczas ośmiu lat eksploatacji w eksperymencie ZEUS. Z powyższych względów, ani nie można przewidzieć wszystkich potencjalnych problemów jakie mogą wystąpić podczas jego pracy, ani nie można dokonać dokładnych jego testów ze względu na ograniczenia czasowe. W związku z tym założono, że zapewnienie wysokiego stopnia niezawodności będzie można uzyskać poprzez realizację [7]:

1. **ciągłej diagnostyki** SAD w czasie jego pracy poprzez monitoring i analizę danych fizycznych i kontrolnych w celu ewentualnego wykrycia i zarejestrowania wystąpienia różnego typu nieprawidłowości lub odchyleń kalibracyjnych.
2. **dedykowanych testów i symulacji** podczas przestojów eksperymentu ZEUS w celu oceny stanu SAD, a także w celu dokładnego zbadania stwierdzonych nieprawidłowości i ułatwienia ich usunięcia przez ekipy techniczne.

Sprostanie przedstawionym powyżej wymaganiom i ograniczeniom wynikającym z konieczności dostosowania się do już istniejącej infrastruktury aparaturowej, komputerowej i programistycznej, doprowadziły autorów do opracowania koncepcji otwartego, rozproszonego i wielowątkowego Systemu Diagnostycznego. W pewnej ogólności jego konstrukcję można rozpatrywać w ramach trzech wzajemnie powiązanych warstw funkcjonalnych:

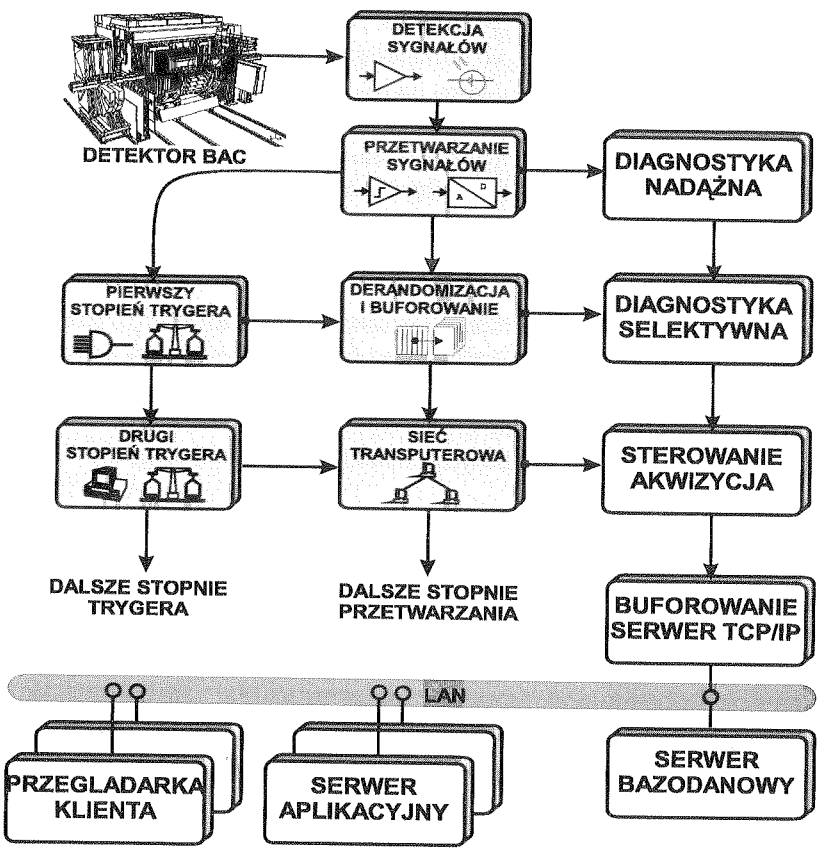
- **sprzętowej**, obejmującej moduły diagnostyczne umieszczone w poszczególnych blokach elektronicznych SAD. Pod względem rodzaju analizy można wyróżnić:
  - **diagnostykę nadążną** analizującą stan kontrolowanego modułu dla każdego kolejnego zderzenia cząstek. Ciągłemu monitoringowi są poddawane zarówno sygnały danych (pomiary częstości, histogramowanie itp.) jak i sygnały sterujące (synchronizajca, format itp.),
  - **diagnostykę selektywną** przeprowadzaną w oparciu o Pierwszy Stopień Trygera eksperymentu. Dane zarejestrowane przez SAD są przeznaczone do analizy komputerowej i archiwizacji,
- **programistycznej**, składającej się z trzech podstawowych części, połączonych standardową siecią Ethernet:
  - **wykonawczej**, obejmującej programy umieszczone na transputerach, które sterują aparaturą elektroniczną przez interfejsy VME oraz dokonują akwizycji danych. W przypadku naboru danych dla eksperymentu te funkcje spełnia System Akwizycji Danych (por. wymaganie diagnostyczne 1), a w przypadku testów (por. wymaganie diagnostyczne 2) zostało opracowane specjalizowane oprogramowanie opisane w dalszej części artykułu. W celu komunikacji z pozostałymi częściami Systemu Diagnostycznego na komputerze VAX, który jest połączony z siecią transputerową, umieszczono serwer TCP/IP,
  - **kontrolnej**, bazującej na grupie serwerów aplikacyjnych i oprogramowaniu zorientowanym obiektowo, które może pracować równocześnie i niezależnie na różnych platformach operacyjnych. Ich zadaniem jest umożliwienie ekspertowi wygodnej

kontroli nad całym SD oraz bieżące przetwarzanie danych w celach analizy stanu SAD,

- **klienckiej**, opartej na standardowych przeglądarkach WWW (Netscape, Explorer, Mosaics itp.) i apletach Java, PHP itp. Takie rozwiązanie umożliwia swobodny dostęp wielu użytkownikom do informacji praktycznie z dowolnego miejsca, zgodnie z posiadanym poziomem autoryzacji,

- **bazodanowej**, której główną rolą jest szybkie gromadzenie i udostępnianie danych zapamiętywanych w złożonych strukturach powiązań odzwierciedlających obiekt jaki stanowi detektor BAC. Baza danych zapewnia także bezpieczeństwo archiwów i mechanizm wystarzania danych.

Ogólną strukturę SD i jej powiązanie z SAD przedstawia rys. 3.



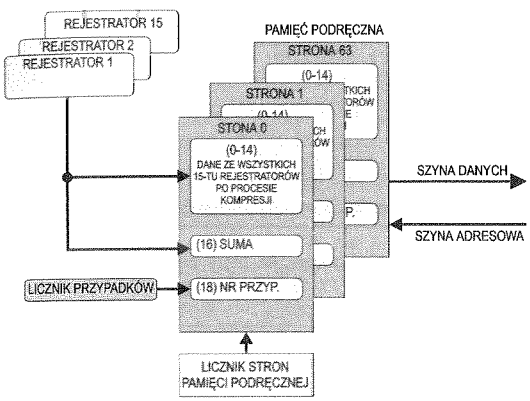
Rys. 3. Struktura funkcjonalna SD (biały kolor) i jej powiązanie z SAD detektora BAC i Globalnym Systemem Trygera eksperymentu ZEUS (szary kolor)

W dalszej części rozdziału zostaną omówione warstwy SD i podane praktyczne przykłady aplikacyjne.

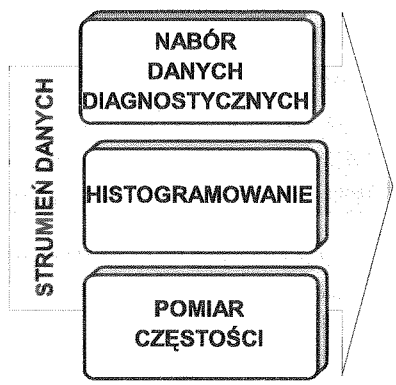
2.1. WARSTWA SPRZĘTOWA

Uzyskanie danych diagnostycznych nie może polegać wyłącznie na analizie danych fizycznych zebranych podczas pracy detektora. Z oczywistych względów dane te mają bardzo wybiórczy charakter i nie są skorelowane ze zjawiskami, które powinny podlegać procesom diagnostycznym. Dlatego elektroniczną warstwę funkcjonalną detektora BAC w istotnych miejscach uzupełniono o warstwę diagnostyczną. Dostarcza ona dodatkowych informacji o przebiegu procesu naboru danych i wytwarzaniu trygera BAC. W praktyce zastosowano dwa uzupełniające się rozwiązania:

- **analizę procesu**, zobrazowaną przykładem na rys. 4 oraz
- **standaryzowaną analizę strumienia danych**, zamieszczoną na rys. 5.



Rys. 4. Rejestracja analizy procesu w module odczytu pozycyjnego



Rys. 5. Standaryzowany moduł diagnostyczny dla trygera BAC

Analiza procesu została omówiona w sensie teoretycznym w [7]. Niniejszy przykład z rys. 4 prezentuje wykorzystanie tej zasady podczas naboru danych przez moduł odczytu pozycyjnego[1] [5]. Istota analizy sprowadziła się do umieszczenia w strukturze danych dodatkowej pozycji (tutaj nr 18) nazywanej „numerem przypadku". Jej wartość można z góry określić dla każdego rejestrowanego przypadku. Wykrycie wartości niezgodnej z oczekiwaną oznacza, że proces naboru danych działa nieprawidłowo i uzyskane dane nie mogą być użyte w analizie fizycznej.

Standaryzowana analiza strumienia danych pozwala na uzyskanie dodatkowych informacji o jakości przetwarzania i charakterystyce danych fizycznych. Uzyskuje się w ten sposób dużo pełniejszy i bardziej szczegółowy obraz zarówno działania elektroniki jak i detektorów. Niniejszy przykład zamieszczony na rys. 5. prezentuje on moduł diagnostyczny dla trygera BAC, opracowany w technologii układów pro-

[1] Dokładniejsze omówienie działania modułu wykracza poza ramy niniejszej pracy

gramowalnych firmy Altera. Strumień danych przetwarzanych przez elektroniczny tor trygera jest równolegle poddawany dodatkowym standaryzowanym operacjom diagnostycznym.

2.2. WARSTWA PROGRAMISTYCZNA

Warstwa programistyczna SD, zgodnie z postulatami przedstawionymi w rozdz. 2, została zaprojektowana do pracy w dwóch modach:

- **naboru danych przez eksperyment ZEUS** podczas którego SD monitoruje i analizuje stan elektroniki na podstawie informacji dostarczonej przez SAD,
- **autonomicznych testów elektroniki detektora BAC**, który pozwala SD przejąć pełną kontrolę nad systemami elektronicznymi detektora BAC.

Opracowana warstwa programistyczna SD została ostatecznie umieszczona na kilku platformach systemowych pracujących równolegle. Jej podział i realizowane zadania przedstawiono w tab. 1.

Tabela 1

Podział i zadania warstwy programistycznej SD (szarym kolorem oznaczono autonomiczne aplikacje SAD)

Mod pracy / Platforma	Naboru danych przez eksperyment ZEUS	Autonomiczne testy elektroniki detektora BAC
Transputery	System Akwizycji Danych	Serwer VME
VAX	System Akwizycji Danych	
	Serwer Komunikacyjny TCP/IP	Serwer Komunikacyjny TCP/IP
IBM-PC		Serwer Diagnostyczny
	Aplikacje Satelickie	Aplikacje Satelickie

Celem przyjęcia takiego rozwiązania było uzyskanie „wymienności" i jak największej niezależności pomiędzy SAD i SD. Pomost stanowi *Serwer Komunikacyjny TCP/IP*, który łączy środowiska SAD i SD poprzez sieć LAN. Jego zadaniem jest transfer danych do *Bazy Danych*. W następnej kolejności *Aplikacje Satelickie*, pracujące jako „proces w tle", pobierają potrzebne dane i dokonują standardowych procesów analizy lub przetwarzania na życzenie użytkownika (np. uaktywnione poprzez przeglądarkę WWW).

W trybie testów autonomicznych bezpośrednią kontrolę sprawuje *Serwer Diagnostyczny*, pracujący jako typowa aplikacja interaktywna. Komunikacja ze sprzętem jest wtedy realizowana poprzez *Serwery VME* pełniące rolę standaryzowanych interfejsów komunikacyjnych. Powyższe rozwiązanie pozwala skoncentrować cały proces sterowania na *Serwerze Diagnostycznym*. W ten sposób został przeniesiony praktycznie cały ciężar prac programistycznych z transputerów i VAX'a na platformę PC, gdzie jest

dostępna o wiele bogatsza paleta wygodnych i efektywnych środowisk programowania wyposażonych w szereg narzędzi wspomagających i uruchomieniowych w porównaniu ze środowiskiem transputerów i platformą systemu operacyjnego VMS.

Do celów realizacji niniejszej pracy wybrano środowisko programistyczne Borland C^{++} i system operacyjny Windows. Wykorzystano w ten sposób m.in. możliwości programowania obiektowego w odwzorowaniu systemu elektronicznego detektora BAC oraz szeroką paletę interfejsów międzyaplikacyjnych. Szerzej ten temat rozwinięto w następnym rozdziale.

Oprogramowanie realizowane na rzecz SD musi sprostać przede wszystkim takim krytycznym wymaganiom jak:

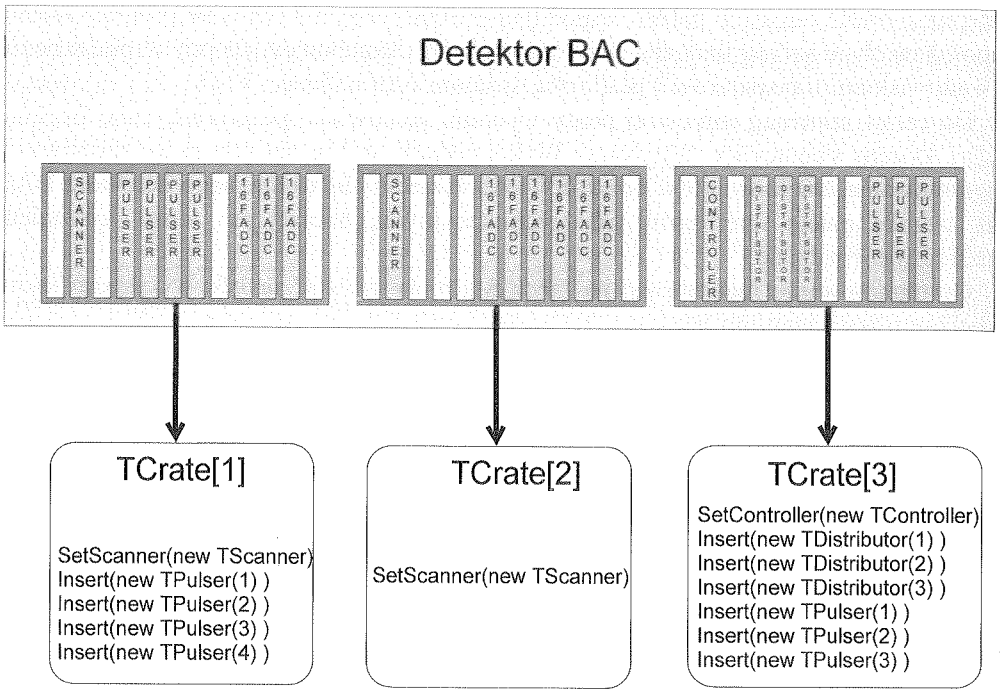
- częste modyfikacje budowy obsługiwanych urządzeń, zwłaszcza gdy są one oparte na układach programowalnych (np. Altera, Xilinx),
- wysoka złożoność tych systemów i gęsta sieć ich wzajemnych powiązań,
- duża szybkość działania diagnozowanej elektroniki,
- duża ilość danych, które SD musi przetworzyć w krótkim czasie,
- konieczność przejścia na inną platformę sprzętową lub inny system operacyjny.

Wykorzystując nowoczesne metody projektowania obiektowego buduje się rozproszone systemy, które łatwo jest rozbudowywać i dokonywać koniecznych zmian. Architektura komponentowa pozwala z łatwością wykorzystywać te same fragmenty kodu w różnych aplikacjach na zasadzie „gotowych cegiełek". Warstwa programistyczna SD została zrealizowana w języku C^{++}, który charakteryzuje się wbudowaną obsługą koncepcji obiektowej (klasa, dziedziczenie, interfejsy, polimorfizm), wysoką wydajnością oraz możliwościami kompilacji na różnych systemach operacyjnych. Szczególną rolę odgrywało wykorzystywanie techniki klasy abstrakcyjnej do realizacji interfejsów pomiędzy platformą sprzętową i programistyczną, której praktyczny przykład odwzorowania kasety VME pokazano na rys. 6.

W opisie obiektowym odpowiednik kasety VME stanowi obiekt *TCrate*. Zostały mu przypisane metody odwzorowujące „wyposażenie" kasety w płyty elektroniczne:

- *SetScanner* (...), *Set Distributor* (...) – metoda podłącza wirtualny obiekt odpowiadający nadrzędnej płycie akwizycji danych odpowiednio dla odczytu energetycznego lub pozycyjnego,
- *Insert* (...) – umożliwia podłączenie obiektów indeksowanych, czyli grupy płyt elektronicznych tego samego typu.

Wszystkie samodzielne funkcjonalnie moduły elektroniczne detektora BAC posiadają obiektowe odpowiedniki opisujące ich własności poprzez zaimplementowane metody, takie jak: zapis i odczyt rejestrów, obszarów pamięci RAM itp. Wywołanie metody dla danego obiektu powoduje takie sterowanie magistralą VME w kasecie, aby wykonać polecenie określone przez daną metodę. Sterowanie magistralą VME odbywa się także przez obiekt wirtualny, nazwany *TVME*. Dostarcza on podstawowych i dedykowanych niektórym bardziej złożonym modułom elektronicznym metod dostępu.



Rys. 6. Struktura warstwy programistycznej SAD detektora BAC

2.3. WARSTWA BAZODANOWA

Powstanie systemu bazodanowego dla detektora BAC zostało spowodowane między innymi koniecznością:

- uporządkowania danych opisujących sam detektor,
- zbierania i systematyzowania informacji o stanie detektora dokumentowanej przez jego obsługę, oraz
- przechowywania i szybkiego udostępniania informacji o stanie detektora pochodzącej z systemów diagnostycznych.

Charakter zagadnienia i preferowane technologie zdecydowały o zastosowaniu do realizacji projektu architektury trójwarstwowej składającej się z nasępujących elementów:

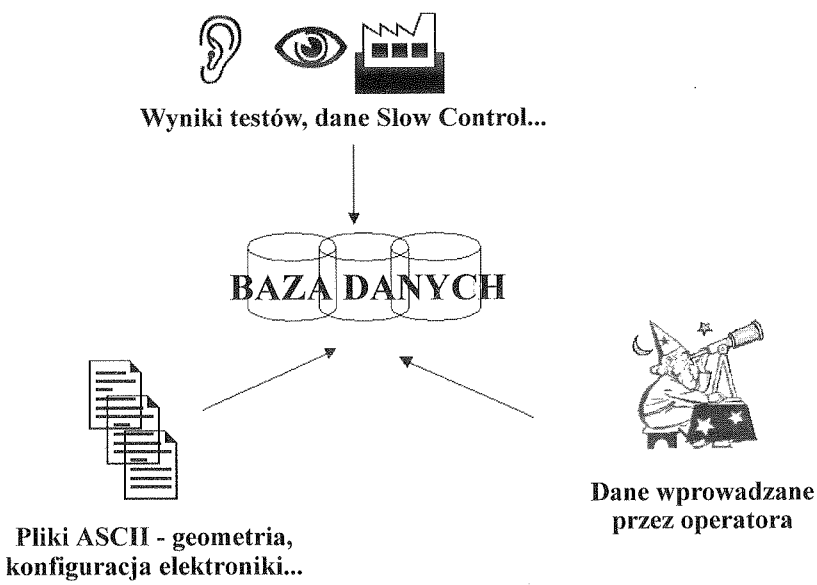
- repozytorium danych,
- warstwy logiki aplikacyjnej,
- warstwy klienckiej.

Poniżej zamieszczony został dokładniejszy opis technologii wykorzystanych w realizacji poszczególnych warstw.

2.3.1. Repozytorium danych

Repozytorium danych oparte zostało o relacyjno-obiektową bazę danych opartą o język SQL. Zdecydowano się na platformę Oracle 8i (8.1.7) ze względu na zaawansowany język proceduralny, liczne mechanizmy przyspieszające dostęp do danych, takie jak partycjonowanie, klastery, perspektywy materializowane i przepisywanie zapytań oraz skalowalność i bezpieczeństwo. Bardzo ważnym elementem przy wyborze platformy bazodanowej było jej wsparcie dla różnych języków programowania poprzez bogaty zestaw bibliotek. Komunikacja z serwerem bazy danych odbywa się za pośrednictwem protokołu TCP/IP. Dla opisanej platformy został opracowany przez autorów system archiwizacji i wystarzania danych oparty na koncepcji tablic częściowych. Zadaniem bazy danych jest przechowywanie informacji oraz dbałość o ich spójność, co zostało zrealizowane poprzez zestaw więzów integralności (ang. integrity constraints).

Zastosowanie tak rozbudowanego systemu jakim jest Oracle pozwoliło na realizację za pomocą wbudowanej wersji proceduralnej języka PL/SQL wstępnego przetwarzania i agregacji danych, czyli fragmentu warstwy logiki aplikacyjnej.



Rys. 7. Źródła danych dla systemu

Model bazy danych obejmuje encje przystosowane do przechowywania informacji o (por. rys. 7):

- dokładnych danych dotyczących geometrii detektora BAC,
- rozmieszczeniu elementów elektroniki detektora BAC,
- połączeniach pomiędzy modułami i płytami elektronicznymi,

- mediach dystrybuowanych w obrębie detektora,
- topologii uszkodzeń wraz z charakterystyką niesprawnych bloków,
- rezultatach testów wykonanych przez SD i danych z systemu nadzoru detektora BAC (tzw.: „BAC Slow Control"),
- danych konfiguracyjnych testów,
- innych danych nie należących do wymienionych kategorii, ale niezbędnych w procesach diagnostycznych.

2.3.2. Warstwa logiki aplikacyjnej

Warstwa logiki aplikacyjnej została zrealizowana za pomocą całego zestawu technologii i narzędzi. W przypadku konieczności szybkiego odczytu/zapisu dużej porcji informacji do bazy danych wykorzystany został interfejs OCI[2] (ang. Oracle Call Interface). Szczególnie interesujące jest zastosowanie mechanizmu DPL (ang. Direct Path Loading) pozwalającego na bezpośredni import danych do bazy Oracle z plików systemu operacyjnego z pominięciem języka SQL. Mechanizmy te są wykorzystywane głównie w części systemu pobierającej wyniki działania systemów testowych.

Oprogramowanie konfiguracyjne systemów testowych współpracuje z bazą danych Oracle za pośrednictwem interfejsu BDE[3] (Borland Database Engine) przeznaczony dla środowisk IDE firmy Borland. BDE udostępnia wysokopoziomowy interfejs dostępu do danych izolujący programistę od szczegółów implementacji sterownika. Interfejs ten cechuje się jednak dość dużym narzutem wywołań SQL i nie jest odpowiedni do zastosowań wymagających wyjątkowo szybkich operacji odczytu-zapisu danych.

Oprogramowanie wykorzystywane do importu danych z istniejących plików tekstowych ASCII opracowane zostało w języku Java. Dostęp do bazy Oracle uzyskany został za pomocą interfejsu JDBC (ang. Java Database Connectivity) i udostępnionych przez firmę Oracle sterowników. Są to dwa rodzaje sterowników: sterownik Thin oraz sterownik OCI. Pierwszy z nich implementuje w całości protokół komunikacyjny NET8[4] i nie wymaga obecności dodatkowego oprogramowania klienckiego, drugi sterownik komunikuje się z warstwą klienta Oracle i jedynie pośredniczy w procesie komunikacji.

Oprogramowanie klienckie przeznaczone dla obsługi detektora, dostarczające informacje o stanie detektora, rozmieszczeniu elementów, dane konfiguracyjne i wyniki testów, oparte zostało o technologię dynamicznego HTML realizowaną poprzez skrypty PHP. Rolę serwera aplikacji pełni w tym rozwiązaniu serwer HTTP Apache z zainstalowanym modułem obsługi PHP4. Zrealizowany system jest elastycznym i roz-

---

[2] OCI jest interfejsem umożliwiającym wydajne oprogramowanie aplikacji bazodanowych z użyciem języków programowania wysokiego poziomu.

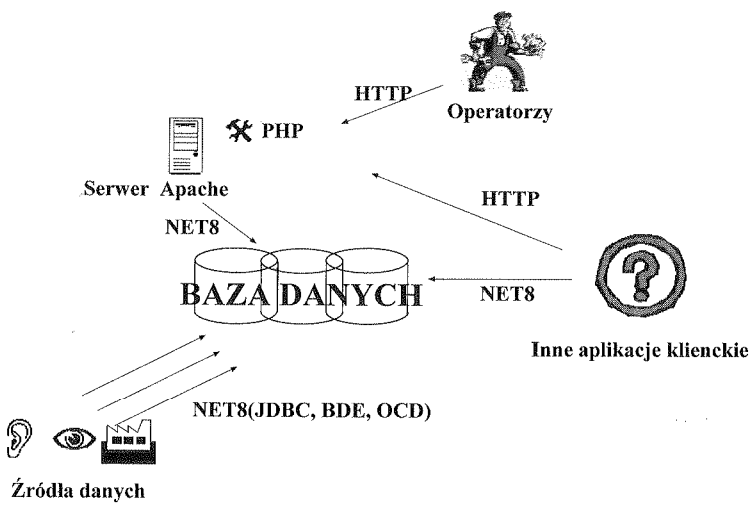
[3] BDE – warstwa pośrednicząca pomiędzy bazą danych, a aplikacjami napisanymi w środowiskach Borland. Umożliwia ona separację aplikacji od konkretnej platformy bazy danych.

[4] NET8 – protokół warstwy aplikacyjnej wykorzystywany w komunikacji pomiędzy bazą danych Oracle, a aplikacjami klienckimi za pośrednictwem transportu TCP.

szerzalnym systemem informacyjnym opartym m.in. o XML[5] i przekształcenia XSLT[6]. Do komunikacji z bazą danych z poziomu PHP wykorzystywany jest interfejs pośredniczący pomiędzy PHP a wywołaniami OCI zrealizowany w ramach projektu PEER. Do prezentacji graficznej danych w postaci schematów, przekrojów i wykresów wykorzystany został język Java w postaci appletów osadzonych w stronach HTML. Na uwagę zasługuje pomysł pozwalający ominąć kłopotliwą komunikację pomiędzy apletem, a serwerem bazodanowym: skrypt PHP wykonywany po stronie serwera aplikacji pobiera dane z bazy danych, a następnie generuje stronę z osadzonym appletem. Dane z bazy zostają przekazane do appletu w postaci parametru w treści strony będącego w rzeczywistości dokumentem XML z wymaganymi przez applet danymi.

2.3.3. Warstwa kliencka

Warstwę kliencką realizuje przeglądarka internetowa z obsługą appletów Java oraz arkuszy stylów CSS (por. rys. 8). Są to wymagania spełniane przez praktycznie wszystkie wykorzystywane przeglądarki. Taki wybór środowiska uruchomieniowego został podyktowany troską o jak najłatwiejsze wdrożenie aplikacji do życia i pozostawienie zagadnień związanych z konfiguracją i działaniem systemu po stronie serwerów.



Rys. 8. Ogólna architektura systemu

[5] XML – rozszerzalny język znaczników, umożliwiający strukturalny, niezależny od platformy sprzętowej i programowej opis danych.

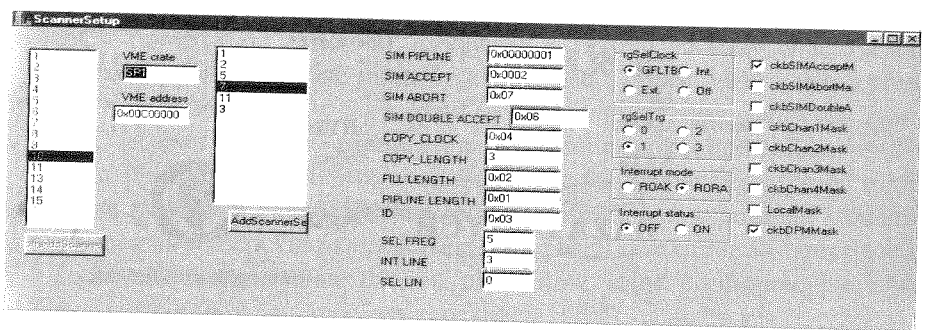
[6] XSLT – język opisujący transformację XML, np. pozwalający zmienić dokument XML w HTML lub automatycznie zmienić ogólny zapis XML, w wymagany przez klienta/aplikację.

3. ZASTOSOWANIE SYSTEMU DIAGNOSTYCZNEGO DO OCENY SPRAWNOŚCI SYSTEMU NABORU DANYCH DETEKTORA BAC

Niniejszy rozdział poświęcono omówieniu zastosowania Systemu Diagnostycznego w celu utrzymania sprawności elektroniki detektora BAC, jako przykładu praktycznego użycia tego systemu. Szersza dyskusja dotycząca sposobów pełnego wykorzystania SD przekracza ramy niniejszej pracy. Poniżej przedstawiono reprezentatywne metody umożliwiające pełną ocenę sprawności warstwy elektronicznej SAD w sferze aparatury, kalibracji, synchronizacji i przepływu danych.

3.1. WYKORZYSTANIE METOD OBIEKTOWYCH DO KONTROLI MODUŁÓW ELEKTRONICZNYCH

Rys. 9. prezentuje przykład interaktywnego panelu GUI wykreowanego w środowisku programistycznym *Borland C++*. Jego aktywacja następuje po procesie „instalacji" obiektu przypisanego danemu modułowi elektronicznemu w wirtualnej kracie VME (por. rozdz. 2.2). Struktura powiązań obiektowych odzwierciedla połączenia i współzależności rzeczywistej elektroniki. Na tej podstawie utworzony obiekt uzyskuje metody i określone uprawnienia. Są one odwzorowywane na panelu graficznym i umożliwiają użytkownikowi wykonywanie określonej grupy operacji testowych.



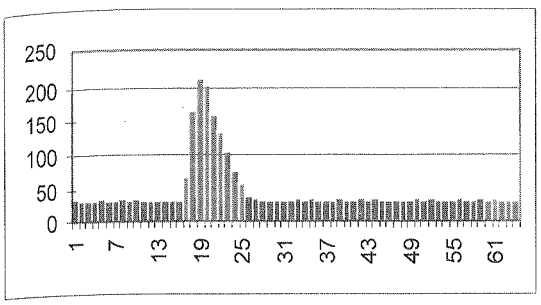
Rys. 9. Interaktywny panel GIU obsługi metod modułu elektronicznego

3.2. KONTROLA JAKOŚCIOWA TORÓW ELEKTRONICZNYCH

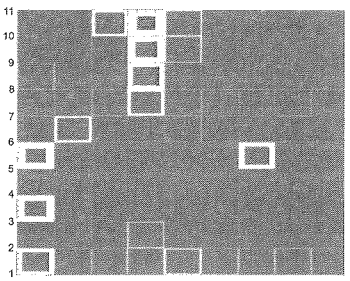
W skład oceny jakości torów elektronicznych SAD zalicza się:

- **pomiar efektywności** aparaturowej wyrażonej przez stosunek liczby prawidłowo wypracowanych sygnałów do liczby wszystkich pobudzeń,

- **kontrolę stanu kalibracji** przeprowadzaną zarówno dla analogowych torów energetycznych jak i cyfrowych torów pozycyjnych,
- **kontrolę synchronizacji** dla wszystkich torów SAD detektora BAC.



Rys. 10. Przykład rejestracji impulsu testowego. Na osi X odłożono kolejne próbki, na osi Y ich wartości



Rys. 11. Efektywność aparaturowa. Wypełnienie w zakresie 0–100%

Rys. 10 prezentuje typowy rezultat rejestracji impulsu testowego na wyjściu elektroniki front-end odczytu energetycznego. Jego kształt opisuje się m.in. następującymi parametrami: poziom szumów własnych, pozycja maksimum, szerokość impulsu, współczynnik kształtu odniesiony do impulsu wzorcowego. Nabór danych ze wszystkich kanałów detektora BAC jest realizowany przez SD synchronicznie z lokalnym Pierwszym Stopniem Trygera. Uzyskane dane są poddawane analizie statystycznej w celu opracowania oceny jakości każdego toru. Przykład rezultatu cząstkowego w postaci wyznaczenia aparaturowej efektywności korelacyjnej w zakresie od 0% do 100% pomiędzy sygnałami odczytu pozycyjnego i energetycznego dla zadanego przedziału kątowego detektora BAC prezentuje rys. 11.

4. PODSUMOWANIE

Opracowano otwarty, wielozadaniowy i wielodostępny System Diagnostyczny dla rozproszonego, wielokanałowego Systemu Naboru Danych obsługującego detektor BAC. Zastosowano odzwierciedlenie topologii, powiązań elektrycznych i funkcjonalnych wszystkich fragmentów SAD poprzez obiekty wirtualne napisane w języku C^{++} i opis powiązań w badzie danych. SD umożliwia:

- wykonanie dedykowanych procesów testowych dla całego detektora BAC lub jego wybranych fragmentów,
- automatyczne raportowanie wykrytych nieprawidłowości,
- generowanie plików konfiguracyjnych dla SAD uwzględniające wyniki kontroli:
  - kalibracji wzmacniaczy odczytu energetycznego,
  - ustawienia progów dyskryminacji odczytu pozycyjnego,
  - wykrycia bloków uszkodzonych lub nie spełniających założonych kryteriów.

Uzyskano również wygodny, automatyczny dostęp do niezbędnych informacji przez zastosowanie komunikacji Internetowej i graficznych narzędzi WWW, możliwość wykonywania równoległych analiz i korelacji przy pomocy tzw. „procesów satelickich", jak również stworzono warunki do zbudowania automatycznego systemu nadzoru i ciągłego monitoringu jakości Systemu Naboru Danych podczas uczestnictwa detektora BAC w eksperymencie ZEUS.

5. BIBLIOGRAFIA

1. ZEUS Collaboration: *The ZEUS Detector Status Report.* 1993, p. 11–1
2. I. Kudła: *Status fo energgy readout for the Backing Calorimeter.* Internal report for BAC, ZEUS 1994.
3. A.F. Żarnecki: *Status of the hit readout of the ZEUS Backing Calorimeter.* In. report ZEUS 1995.
4. I.M. Kudła, R. Kupczak, K. Poźniak: *GFLT signal testing and distribution within the BAC system.* ZEUS-Note 96–116.
5. K. Poźniak: *HIT-READOUT – pomiarowy system odczytu pozycyjnego dla detektora BAC w Eksperymencie ZEUS.* Krajowy Kongres Metrologii, Gdańsk, 1998.
6. G. Bałuka i in.: *System odczytu i układ wyzwalania kalorymetru wspomagającego BAC dla detektora ZEUS.* Kwartalnik Elektroniki i Telekomunikacji. T. 48, z. 2, 2002, ss. 359-380.
7. M. Adamus, K. Poźnikak: *Diagnostyka detektora Veto Wall jako przykład metody Elementarnych Bloków Funkcjonalnych.* Kwartalnik Elektroniki i Telekomunikacji. T. 489, z. 2, 2002, ss. 449-467.

G. BIGOS, A. GIEREJ, D. GÓRCZYŃSKI, G. GRZELAK, T. JEŻYŃSKI, K. KIERZKOWSKI, I.M. KUDŁA, A. KULIŃSKI, M. KUTHAN, Z. ŁUSZCZAK, R. NOWAK, P. PLUCIŃSKI, K. POŹNIAK, R. ROMANIUK

OBIECT AND DATABASE ORIENTED DIAGNOSTIC SYSTEM FOR BACKING CALORIMETER FOR ZEUS EXPERIMENT

Summary

This article describes the concept and the implementation of the diagnostic system for the BAC calorimeter of the ZEUS experiment. The system is designed to improve the reliability of the BAC. It enables immediate location of faults and understanding of their causes. Software, database and hardware aspects of the diagnostic system are presented. Control of the electronics using object-oriented virtual classes interacting with an Oracle database is discussed. Sample results from the diagnostic system are presented.

Keywords: DESY, ZEUS, BAC, HERA, object oriented programming, diagnostics system, data base, Oracle

KWARTALNIK ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI, 2002, 48, z. 2, ss. 397–410

Veto detektor dla eksperymentu ZEUS

MAREK ADAMUS[1], IGNACY. M. KUDŁA[2], KRZYSZTOF POŹNIAK[3], ROMAN SZWED[2]

1. Instytut Problemów Jądrowych, ul. Hoża 69, 00-681 Warszawa
2. Instytut Fizyki Doświadczalnej, Uniwersytet Warszawski, ul. Hoża 69, 00681 Warszawa
3. Instytut Systemów Elektronicznych, Politechnika Warszawska, ul. Nowowiejska 15/19, 00-665 Warszawa

Otrzymano 2001.10.12
Autoryzowano 2001.12.20

W artykule zamieszczono opis systemu elektronicznego detektora Veto Wall, zadaniem którego jest wykrywanie tła w oparciu o szybką analizę topologiczno-czasową zderzeń wysokoenergetycznych protonów z gazem resztkowym i ściankami rury akceleratora HERA. Dokonano analizy funkcjonalnej poszczególnych części toru przetwarzania oraz przedstawiono charakterystyki przejściowe poszczególnych bloków w oparciu o badania statystyczne.

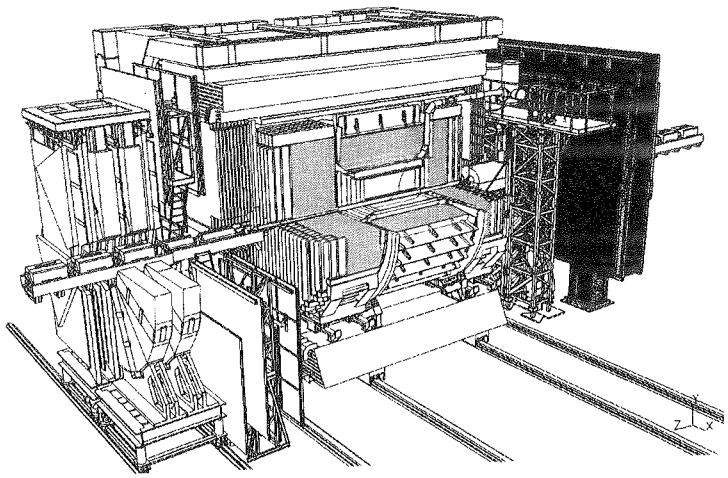
Słowa kluczowe: DESY, HERA, tło protonowe, fotopowielacz, dyskryminator, meantimer, synchronizacja, macierz koincydencji, analiza topologiczna, analiza czasowa.

1. WSTĘP

Detektor Veto Wall (WV) pełni w eksperymencie ZEUS specjalną rolę. Jego zadaniem jest eliminacja tła pochodzącego z rury protonowej akceleratora HERA. Tło w postaci cząstek, takich jak np. hadrony lub miony, towarzyszące pakietowi protonowemu może skomplikować enterpretację zderzenia e-p [1]. Detektor VW usytuowany od strony wylotu rury protonowej akceleratora HERA pełni swoistą rolę bariery (zob. rys. 1).

Budowa VW była wspólnym przedsięwzięciem grup z Niemiec, Anglii i Polski. Dwie pierwsze grupy wniosły przede wszystkim wkład materiałowy, dostarczając liczniki scyntylacyjne i bloki żelaza do konstrukcji detektora. Natomiast grupa polska była odpowiedzialna za całokształt prac związanych z realizacją i uruchomieniem detektora, w tym za wykonanie kompletnego projektu elektroniki i jej produkcji oraz stworzenie oprogramowania dla obsługi VW.

Sumaryczne nakłady na detektor VW w niewielkim stopniu przekroczyły milion DM, co stawia ją w grupie niedrogich detektorów.



Rys. 1. Położenie detektora VW względem spektrometru ZEUS (zaciemniona część)

1.1. KONCEPCJA ELIMINACJI TŁA DLA EKSPERYMENTU ZEUS

Tłem (ang. background) w eksperymentach Fizyki Wysokich Energii nazywamy wszelkie procesy, które mogą być zarejestrowane przez spektrometr i które utrudniają lub wręcz uniemożliwiają prawidłową interpretację zderzenia. Przykładem takiego procesu może być przelot kosmicznego mezonu μ, którego ślad nałoży się na obraz prawdziwego zderzenia elektron-proton. W przypadku niektórych akceleratorów wiązek przeciwbieżnych (np. HERA) istnieje silne źródło tła – są to cząstki wyprodukowane przez hadrony w zderzeniach:

- **z gazem resztkowym w rurze akceleratora** (ang. beam-gas events) w związku z faktem, że nie udaje się technicznie uzyskać próżni doskonałej,
- **ze ściankami rury akceleratora** (ang. beam scraping events) w wyniku „ocierania" się wiązki o rurę. Zjawisko jest związane z technicznymi problemami skupiania i prowadzenia wiązki w silnym polu magnetycznym.

W wymienionych zderzeniach są produkowane cząstki, które a priori mogą osiągać spektrometr i zdecydowanie zakłócać obraz rzeczywistego zderzenia e-p. Tło pochodzące z tych źródeł jest w stanie osiągnąć nawet kilkadziesiąt tysięcy oddziaływań na sekundę w obszarze spektrometru ZEUS.

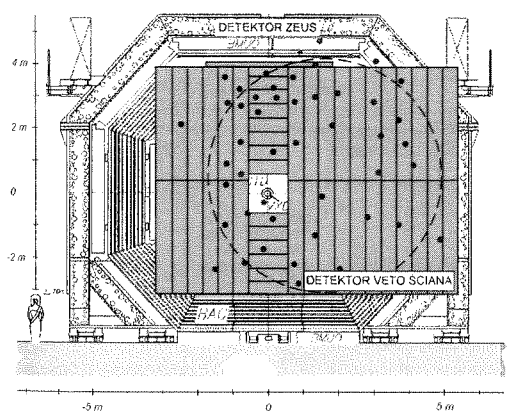
Podstawowym zadaniem detektora VW jest odczyt i analiza danych co 96ns, czyli dla każdego przecięcia się pakietów e-p, w celu wyeliminowania tylko tych przypadków dla których tło dociera do obszaru spektrometru ZEUS (analiza topologiczna) w momencie zajścia tego zderzenia (analiza czasowa). Koncepcja eliminacji tła przez detektor VW opiera się na dwóch wzajemnie uzupełniających się metodach:

- **pasywnej eliminacji tła**, w której bloki żelazne pełnią rolę pasywnego absorbera silnie oddziaływujących cząstek hadronów, takich jak np. neutrony, mezony π, oraz

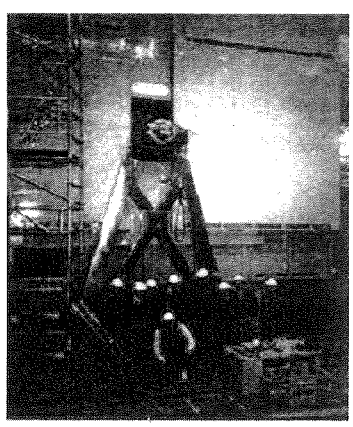
- **aktywnej eliminacja tła**, opartej na identyfikacji tła za pomocą liczników scyntylacyjnych i specjalizowanego systemu elektronicznego. Ten rodzaj identyfikacji tła jest przeznaczony dla cząstek dużo słabiej oddziaływujących z materią niż hadrony, takich jak np. mezony μ. Cząstki te z łatwością przechodzą zarówno przez pasywny absorber jak i cały spektrometr ZEUS i mogą zakłócić prawdziwy obraz zderzenia.

1.2. KONSTRUKCJA MECHANICZNA

Budowę detektora oparto o elementy wykorzystywane uprzednio w eksperymencie TASSO [4], tj. bloki żelaza, scyntylatory i fotopowielacze [3]. Główną częścią detektora VW jest żelazna ściana (zob. rys. 1) o wymiarach $800 \times 785 \times 87$ cm. Ściana została złożona z 4-ch typów żelaznych bloków ułożonych w 13-tu warstwach. Cała konstrukcja opiera się na dwóch podstawach o wysokości 146 cm każda. Wewnątrz ściany znajduje się prostokątny otwór przez który przechodzą rury akceleratora HERA prowadzące obie wiązki. Po obu stronach żelaznej ściany, w specjalnych kasetach, wisi razem 96 liczników scyntylacyjnych. Na każdej stronie umieszczono 6 kaset (por. rys. 2 i 3). Długość każdej kasety wynosi 4.5 m. Szerokość kasety jest uzależniona od liczby umieszczonych w niej liczników scyntylacyjnych. Pionowe kasety zawierają po 6 i 11-cie liczników scyntylacyjnych, natomiast poziome kasety 6 lub 8 liczników.



Rys. 2. Symulacja topologii uderzeń mionów w detektor VW powstałych w wyniku zderzeń z rurą akceleratora HERA



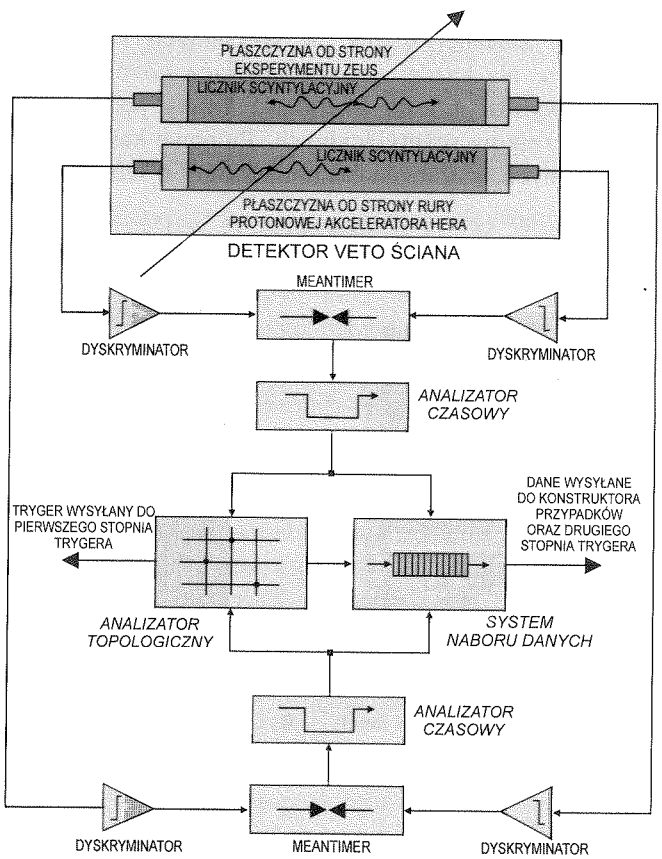
Rys. 3. Widok kaset z licznikami scyntylacyjnymi od strony spektrometru ZEUS podczas montażu w 1991 r.

Wszystkie kasety zostały zawieszone na specjalnych konstrukcjach linowych. Za pomocą zespołu 12-tu silników można dokonywać niezależnego pozycjonowania każdej kasety. Widoczny efekt asymetrii w usytuowaniu liczników scyntylacyjnych został ustalony na podstawie badań obrazu tła metodą Mone Carlo (por. rys. 2)[1].

2. ELEKTRONICZNY SYSTEM DETEKCJI TŁA DLA DETEKTORA ZEUS

Na rys. 4 została przedstawiona struktura funkcjonalna systemu elektronicznego VW. Składa się on z następujących etapów przetwarzania:

- **standaryzowania sygnałów przejścia cząstek,** polegające na detekcji przejścia przez liczniki scyntylacyjne cząstek minimalnie jonizujących i normalizacji momentu ich przejścia (zob. rozdz. 2.1 i 2.2),
- **analizie czasowej,** której celem jest detekcja tła protonowego w zadanym przedziale czasu przed nominalnym zderzeniem e-p w środku spektromentru ZEUS (zob. rozdz. 2.3),
- **analizie topologicznej i wytwarzaniu TRYGERA VW,** w wyniku której są wykrywane cząstki tła w spektrometrze ZEUS (zob. rozdz. 2.4),
- **akwizycji danych** dla Konstruktora Przypadków eksperymentu ZEUS[1].

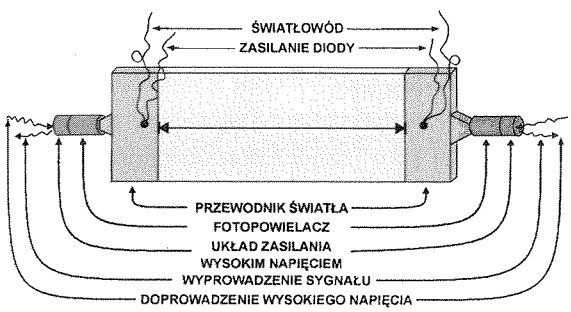


Rys. 4. Struktura funcjonalna elektronicznego systemu detekcji tła

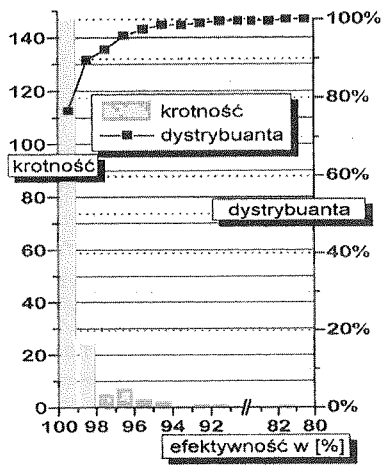
[1] Został w praktyce zaadaptowany system odczytu pozycyjnego z detektora BAC [6, 7]

2.1. FIZYCZNE ŹRÓDŁO SYGNAŁÓW POMIAROWYCH

Pierwotnym, fizycznym źródłem sygnałów pomiarowych są cząstki, które w obszarze scyntylatora wzbudzają elektrony. Elektrony powracając na swoje podstawowe orbity elektronowe emitują fotony. Ilość wyemitowanego światła przy przejściu cząstki przez scyntylator zależy od straty energii cząstki padającej. Ponieważ scyntylator jest rodzajem światłowodu, w którym zachodzi wewnętrzna propagacja fotonów (światła), docierają one do obu brzegów scyntylatora na końcach którego znajdują się fotopowielacze. Padające na fotokatodę fotony wytwarzają fotoelektrony. Te następnie, w wyniku lawinowego powielenia na kolejnych dynodach, prowadzą do wytworzenia impulsu elektrycznego.



Rys. 5. Budowa licznika scyntylacyjnego



Rys. 6. Efektywność fotopowielaczy

Na rys. 5 została przedstawiona budowa liczników scyntylacyjnych użytych w detektorze VW. Scyntylatory wykonano z materiału o nazwie „Nuclear Enterprises NE110". Po obu stronach każdego z nich zaistalowano fotopowielacze typu EMI 9807B. W celach testowych przed każdym fotopowielaczem umieszczono diodę LED, aby w ten sposób uzyskać sztuczny tryb pobudzania fotopowielaczy [5].

Istotnym czynnikiem wpływającym na jakość działania detektora VW jest proces starzenia fotopowielaczy, czyli sukcesywnego obniżania się ich efektywności. Rys. 6 przedstawia zbiorczy histogram badań efektywności przeprowadzonych dla wszystkich 192 fotopowielaczy. Dla każdego z nich optymalna efektywność była uzyskiwana indywidualnie przez jednoczesny dobór wartości przykładanego wysokiego napięcia i progu dyskryminacji sygnału wyjściowego [2]. Ostatecznie uzyskano średnią wartość efektywności na poziomie 99%. Z histogramu wyraźnie wynika, że istnieje już grupa fotopowielaczy o efektywności poniżej 99% i należy się liczyć z tym, że procesy starzenia będą tę grupę sukcesywnie powiększać.

2.2. STANDARYZOWANIE PRZEJŚCIA CZĄSTKI PRZEZ LICZNIK SCYNTYLACYJNY

Na wstępie jest dokonywana standaryzacja przejścia cząstki przez licznik scyntylacyjny wykorzystująca metodę koincydencji topologiczno-czasowej. Prowadzi ona do wyznaczenia momentu przejścia cząstki przez scyntylator niezależnie od miejsca tego przejścia. Takie rozważanie znajduje w tym wypadku uzasadnienie, ponieważ czas propagacji impulsów światła na całej długości scyntylatora jest porównywalny z zakładanym okresem okna analizy czasowej (zob. rozdz. 2.3).

Przejście cząstki przez scyntylator powoduje pobudzenie obu fotopowielaczy i wytworzenie na ich wyjściach impulsów elektrycznych. Jednak w zależności od miejsca przejścia cząstki, czasy dotarcia impulsów świetlnych do końców scyntylatora wyrażają się następującymi zależnościami (por. rys. 4):

$$\bigvee_{x_0 \in <0;L>} \begin{cases} t_1 = x_0 \vartheta_S^{-1} + t_0 = \tau_1 + t_0 \\ t_2 = (L - x_0)\vartheta_S^{-1} + t_0 = \tau_2 + t_0 \end{cases}, \qquad \bigvee_{x_0 \in <0;L>} \begin{cases} T = t_1 + t_2 = L\vartheta_S^{-1} = const \\ \Delta = t_1 - t_2 \end{cases}$$

gdzie:

- t_1, t_2 – chwile czasów pojawienia się impulsów na wyjściu fotopowielaczy,
- τ_1, τ_2 – przedziały czasów pomiędzy pasażem cząstki a impulsami wyjściowymi,
- ϑ_S – prędkość rozchodzenia się światła w scyntylatorze,
- L – całkowita długość scyntylatora.

Zagwarantowanie koincydencji zdefiniowanej jako jednoczesna obecność obu sygnałów wymaga spełnienia następującego warunku szerokości impulsów τ:

$$\bigvee_{x_0 \in <0;L>} \tau > |t_1 - t_2| \Rightarrow \tau > T$$

Dla tak przyjętej definicji koincydencji, moment wystąpienia impulsu koincydencyjnego t_k jest opisywany zależnością:

$$\bigvee_{x_0 \in <0;L>} t_K = \max(t_1, t_2) = \frac{t_1 + t_2}{2} + \frac{|t_1 - t_2|}{2} = \frac{T}{2} + \frac{|\Delta|}{2}$$

Uniezależnienie się od zmiennej topologicznej x_0 wymaga pozbycia się czynnika Δ:

$$\bigvee_{x_0 \in <0;L>} t_K^* = \max(t_1, t_2) - \frac{|\Delta|}{2} = \frac{T}{2} + \frac{|\Delta|}{2} - \frac{|\Delta|}{2} = \min(t_1, t_2) + \frac{|t_1 - t_2|}{2}$$

Spełnienie powyższej zależności na drodze elektronicznej zapewnia układ zwany MEANTIMER, który realizuje następującą zależność:

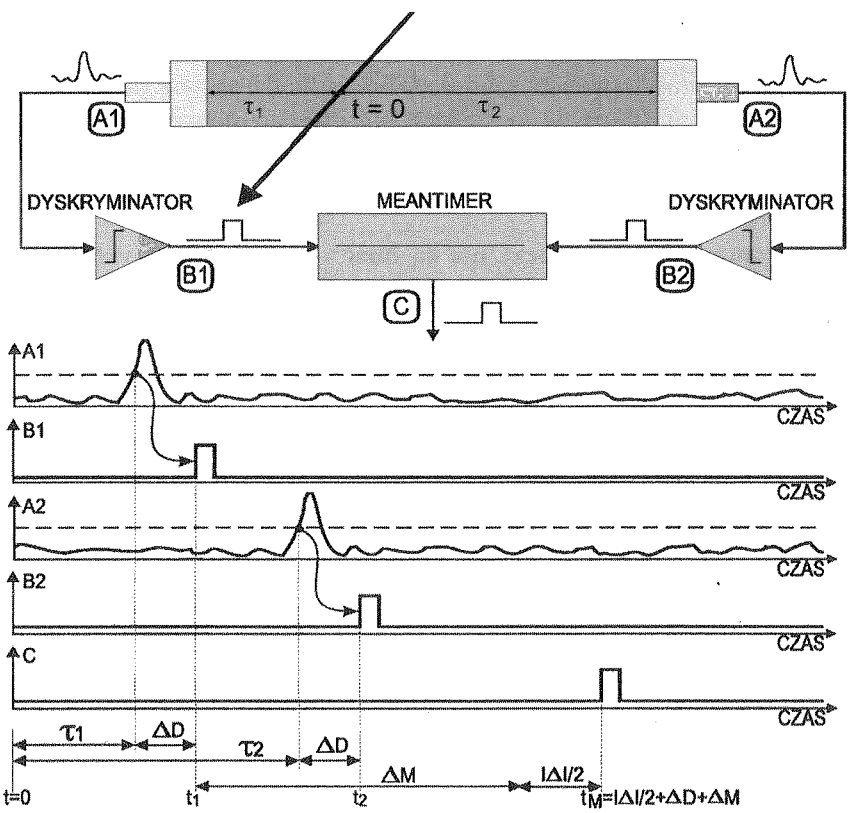
$$\bigvee_{|t_{M1} - t_{M2}| \in <0;\Delta M>} t_M = \min(t_{M1}, t_{M2}) + \frac{|t_{M1} - t_{M2}|}{2} + \Delta M = \frac{t_{M1} + t_{M2}}{2} + \Delta M = t_K^* + \Delta M$$

gdzie:

- t_{M1}, t_{M2} – czasy wprowadzenia impulsów na wejście MEANTIMERA,
- ΔM – stała wartość przesunięcia czasu odpowiedzi MEANTIMERA.

W ten sposób można zrealizować koincydencję topologiczno-czasową uniezależniając się od miejsca przejścia pod warunkiem, że $T<\Delta M$:

$$\forall_{|t_1-t_2|\in<0;\Delta M>} \quad t_M = t_K^* + \Delta M = \frac{T}{2} + \Delta M$$



Rys. 7. Etap standaryzacji sygnału odpwiadającego przejściu cząstki

Rys. 7. prezentuje interpretację geometryczną omawianego etapu. Można uznać, że zadaniem MEANTIMERA jest transformacja dowolnego miejsca przejścia cząstki do środka scyntylatora. Korzyści wynikające z tak przyjętego rozwiązania prowadzą do:

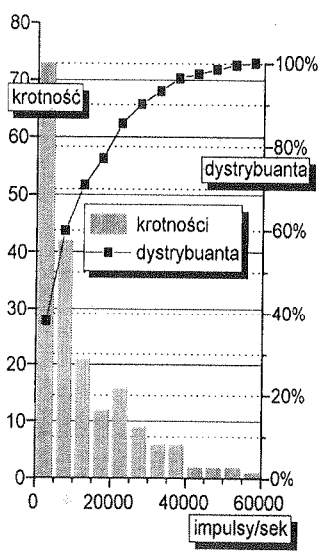
- **likwidacji rozmyć czasowych sygnałów** wynikających z różnych miejsc przejścia cząstki przez scyntylator,
- **znaczącego obniżenia poziomu szumów** dzięki zastosowaniu metody koicydencji dwóch sygnałów realizowanej w wąskim oknie czasu.

2.2.1. Analiza redukcji szumów

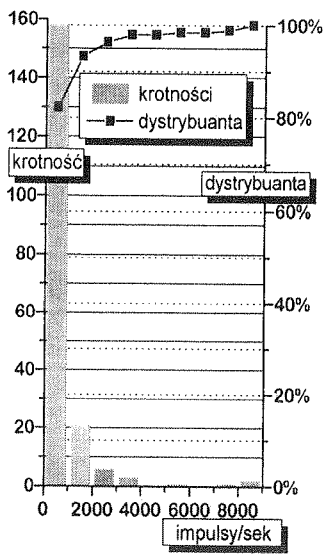
Jak wspomniano wcześniej, liczniki scyntylacyjne zaadaptowano z zakończonego wcześniej eksperymento TASSO działającego na terenie ośrodka DESY. Takie rozwiązanie przyjęto ze względów ekonomicznych i nie będzie ono dalej dyskutowane. Należy jednak podkreślić, że najpoważniejszym problemem wynikającym z tego rozwiązania jest ciągle powiększający się poziom szumów fotopowielaczy.

Na podstawie przeprowadzonych szczegółowych badań szumów fotopowielaczy, zobrazownych w formie poniższych histogramów, można m.in. stwierdzić, że:

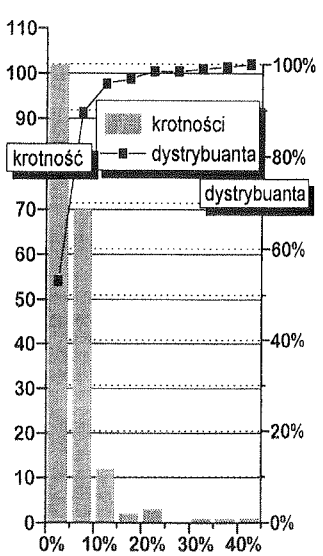
- **fotopowielacze charakteryzują się dużymi szumami własnymi** rejestrowanymi w zakresie od kilku do kilkudziesięciu kHz (por. rys. 8). Wartości te generalnie przewyższają częstości przejść cząstek skorelowanych z wiązką liczone na dany licznik scyntylacyjny. Oznacza to konieczność detekcji sygnałów użytecznych ukrytych w szumie. W związku z tym, jednym z zadań systemu jest stopniowa eliminacja szumów, a ważnym funkcjonalnym wymaganiem jest jego odporność na wysoki poziom szumów,
- **rozrzuty szumów fotopowielaczy nie są duże** i ponad 90% z nich nie przekracza dwóch kHz (por. rys. 9). Oznacza to, że fotopowielacze pracują w sposób stabilny i nie trzeba zapewniać korekcji warunków ich pracy w czasie działania eksperymentu, a jedynie monitorować ich szumy,
- **rozrzuty względne szumów fotopowielaczy nie są duże** i ponad 90% z nich nie przekracza 10% (por. rys. 10).



Rys. 8. Histogram szumów fotopowielaczy

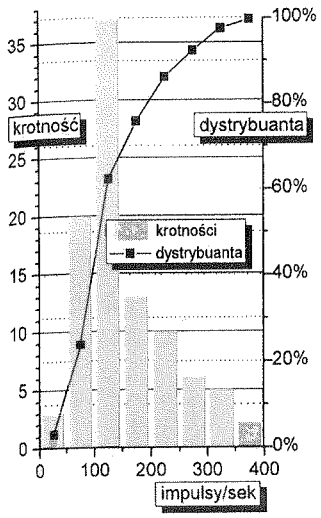


Rys. 9. Histogram rozrzutów szumów fotopowielaczy

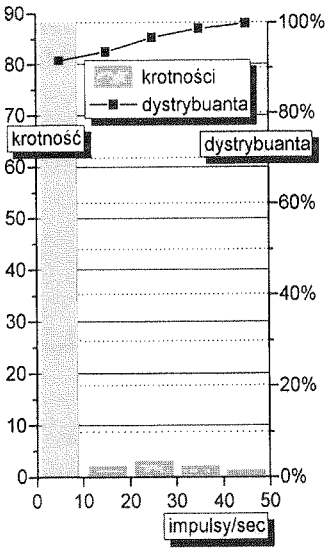


Rys. 10. Histogram względnych rozrzutów szumów fotopowielaczy

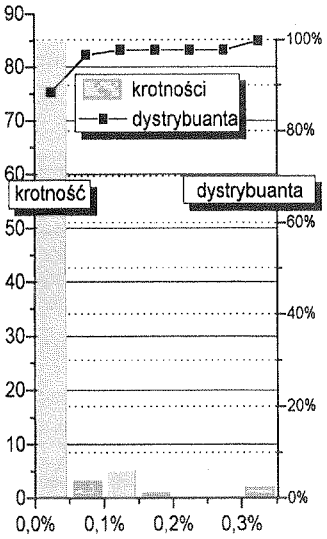
Na podstawie wyników pomiarów szumów oraz ich rozrzutów dla wszystkich 192 fotopowielaczy można wnioskować, że ewentualne zmiany wartości szumów mogą wystąpić w dłuższym okresie czasu. Dla krótkiego okresu czasu (np. jednego dnia) zmierzone wartości szumów i ich rozrzuty można uważać za ustabilizowane.



Rys. 11. Histogram szumów po standaryzacji



Rys. 12. Histogram rozrzutów szumów po standaryzacji



Rys. 13. Histogram względnych rozrzutów szumów po standaryzacji

Przeprowadzenie pomiarów szumów po procesie standaryzacji, zobrazowanych na powyższych histogramach, pozwala zaobserwować bardzo znaczącą redukcję szumów i ich rozrzutów w stosunku do szumów źródła sygnału, czyli szumów fotopowielaczy. Zbiorcze porównanie przedstawiono w tab. 1.

Tabela 1

Porównanie parametrów szumów fotopowielaczy i na wyjściu standaryzatora

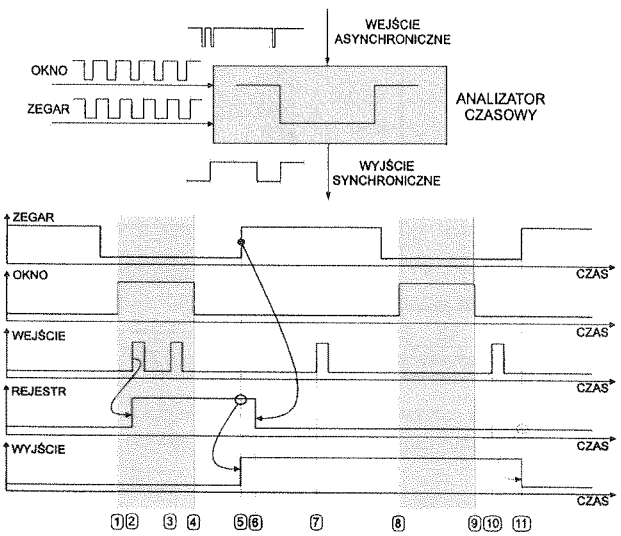
parametry szumów (wartości średnie)	częstość [Hz]	rozrzut bezwzględny [Hz]	rozrzut względny [%]
fotopowielacze	12397,53	737,58	5,00
po standaryzacji	154,90	4,47	3,00
stosunek wartości	80,03	165,01	1,67

Zdaniem autorów, najważniejszym wnioskiem wypływającym z powyższej dyskusji, jest stwierdzenie, że dzięki MEANTIMEROM elektroniczny system VW jest dobrze przygotowany na wzrost poziomu szumów fotopowielaczy i należy takiego wzrostu oczekiwać w dalszych latach eksperymentu ZEUS.

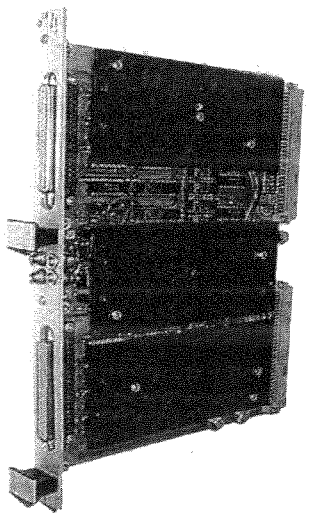
2.3. ANALIZA CZASOWA I SYNCHRONIZACJA DANYCH

Na drugi etap procesu realizowanego przez system VW składają się:

- **analiza czasowa,** w wyniku której wybiera się tylko te cząstki, które mogą osiągnąć obszar spektrometru ZEUS w czasie potencjalnego zderzenia e-p,
- **synchronizacja danych,** w ramach której jest wytwarzana informacja o przejściach cząstek synchronicznie z ZEGAREM EKSPERYMENTU.



Rys. 14. Zasada działania ANALIZATORA CZASOWEGO

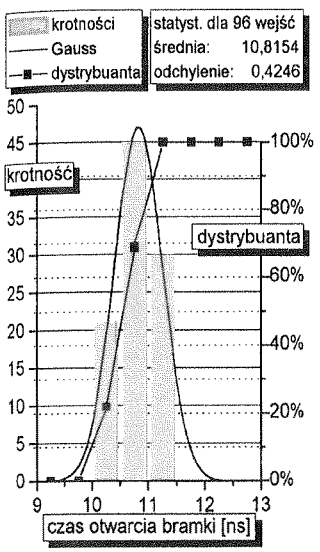


Rys. 15. Widok płyty ANALIZATORA CZASOWEGO

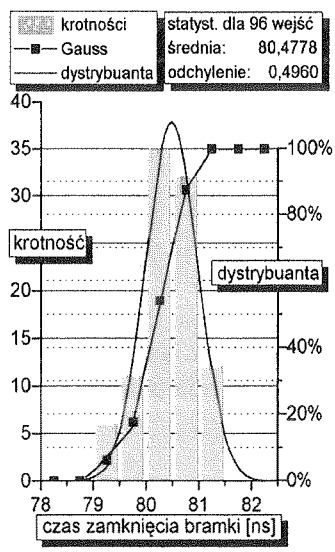
Cały opisywany etap jest realizowany przez trzy równolegle pracujące płyty elektroniczne nazwane ANALIZATORAMI CZASOWYMI. Pojedynczą, 32-kanałową płytę, zrealizowaną w standardzie EURO-6HE prezentuje rys. 15. Dzięki tak przyjętemu rozwiązaniu na wyjściu uzyskuje się informację cyfrową synchroniczną z zegarem eksperymentu, czyli powiązaną z przecięciem się wiązek e-p.

Na rys. 14 jest pokazana zasada działania ANALIZATORA CZASOWEGO. W obszarach okien czasowych, położonych na prezentowanym przykładzie pomiędzy punktami (1)–(4) i (8)–(9), pojawienie się pierwszego narastającego zbocza sygnału WEJŚCIE w (2) jest rejestrowane. Kolejne narastające zbocza sygnału w obszarze okna w (3), podobnie jak narastające zbocza sygnału spoza obszaru okna w (7) i (10) są ignorowane. Obszar okna jest definiowany jako aktywny stan sygnału OKNO. Każde narastające zbocze sygnału ZEGAR kończy cykl rejestracji. Następuje wtedy wyprowadzenie stanu rejestru na WYJŚCIE na cały następny okres sygnału zegarowego w (5) i (11), a następnie jest wykonywane kasowanie rejestru w (6).

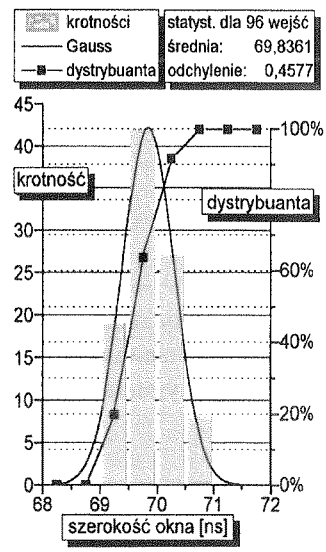
Bardzo istotną rolę bezpośrednio związaną z dokładnością analizy czasowej, odgrywa rzeczywista średnia efektywność okna. Poniższe histogramy przedstawiają sumaryczne wyniki pomiarów parametrów okna dla wszystkich 96-ciu kanałów dotyczące czasów otwarcia, zamknięcia okna i okresu otwarcia okna. Należy zaznaczyć, że przedstawione na poniższych rysunkach testy laboratoryjne były zrealizowane dla szerokości okna 70ns, a obecnie w eksperymencie przyjęto ~50ns.



Rys. 16. Histogram czasu otwarcia okna

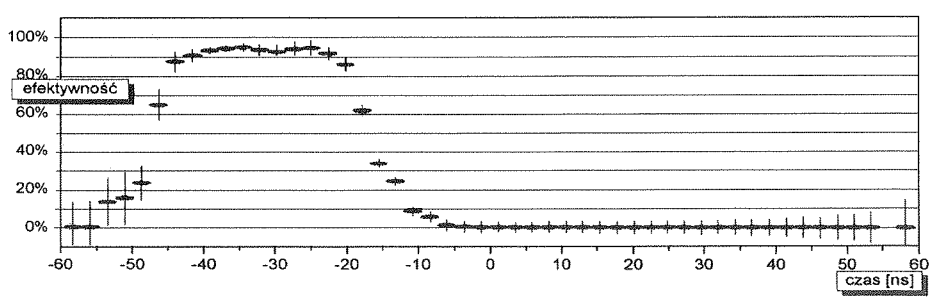


Rys. 17. Histogram czasu zamknięcia okna



Rys. 18. Histogram szerokości okna

Mimo, że odchylenia od wartości oczekiwanych mają charakter błędów systematycznych właściwych, w rzeczywistości nie można wykonać operacji korekcyjnych i sygnał wyjściowy (TRYGER) jest obarczony błędami systematycznymi niewłaściwymi: 1,0 ns – otwarcie okna, 2,0 ns – zamknięcie okna, 1,5 ns – szerokość okna.



Rys. 19. Pomiar efektywności TRYGERA za pomocą detekcji mionów

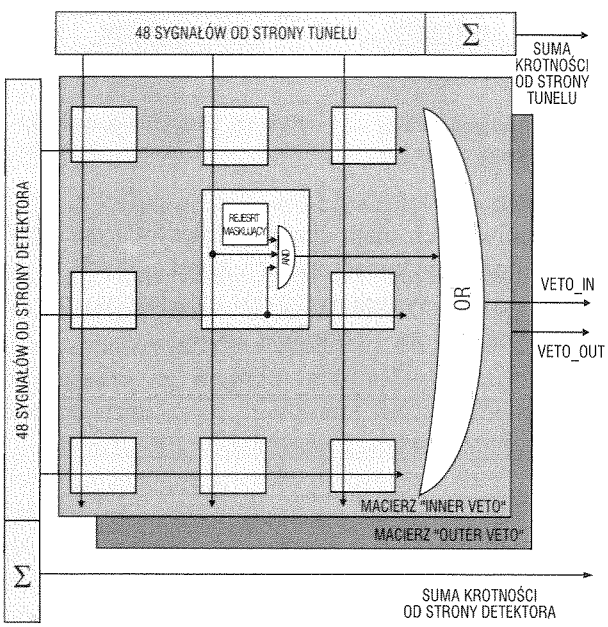
Prezentowane na rys. 19 badania efektywności wytwarzania TRYGERA VW za pomocą detekcji mionów wykazują istnienie korelacji z charakterystyką efektywności okna ANALIZATORA CZASOWEGO, a istniejące na obu brzegach okna przedziały niepewności obniżają ostateczną efektywność wytwarzania TRYGERA przez VW.

2.4. ANALIZA TOPOLOGICZNA I WYTWORZENIE TRYGERA

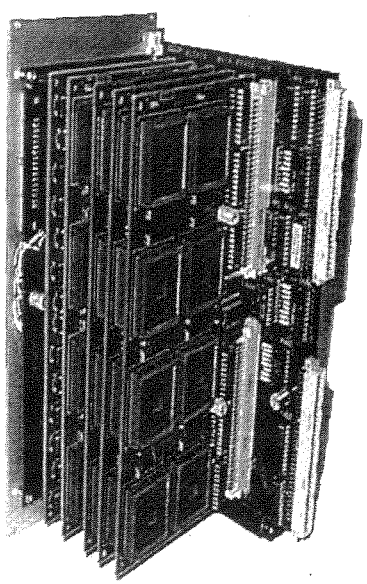
Ostatni etap prowadzi do wytwarzania TRYGERA VW na podstawie analizy topologicznej, w wyniku której wybiera się tylko te ślady cząstek, które obejmują obszar spektrometru ZEUS i mogą nałożyć swój niepożądany ślad na obraz zderzenia e-p. W ogólny sposób zasadę wytwarzania sygnału wykrycia tła można opisać następująco:

$$T = \bigcup_{i=1}^{N} \bigcup^{M} m_{ij} \cap k_i \cap l_j$$

gdzie:
- N i M są liczbami punktów odpowiednio dla obu stron detektora,
- m_{ij} są elementami macierzy $[M]$ masek wyboru niepożądanych torów,
- k_i i l_j są sygnałami logicznymi wykrycia przejść cząstek,



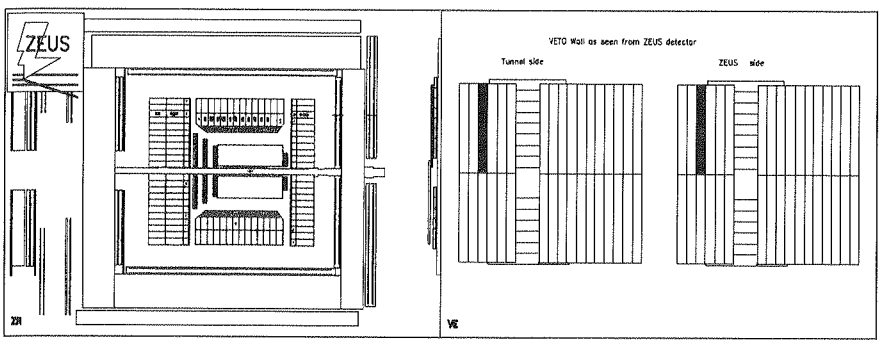
Rys. 20. Struktura funkcjonalna bloku ANALIZATORA TOPOLOGICZNEGO



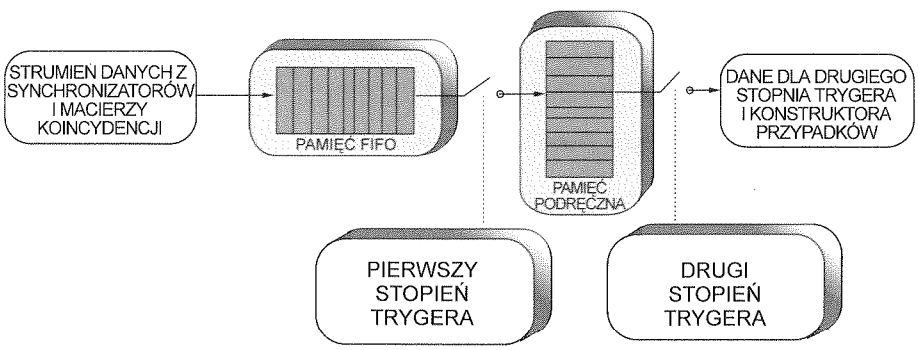
Rys. 21. Widok płyty ANALIZATORA TOPOLOGICZNEGO

Spełnienie powyższego warunku zapewnia programowalna macierz koincydencji o wymiarach N = M = 48. Stąd liczba wszystkich koincydencji, czyli zbiór wszystkich możliwych torów cząstek wynosi $N*M = 48^2 = 2304$.

Niniejszy etap jest wykonywany w ramach płyty elektronicznej nazwanej ANALIZATOREM TOPOLOGICZNYM. Płyta zrealizowana w standardzie EURO-6HE została pokazana na rys. 21, natomiast jej strukturę funkcjonalną prezentuje rys. 20.



Rys. 22. Przykład wykrycia tła – przejście mezon μ z tunelu akceleratora HERA



Rys. 23. Zasada akwizycji danych

Rys. 22 pokazuje zasadę działania procesu aktywnej analizy tła. Mezon μ zarejestrowany przez VW (prawa część rysunku) widoczny jest również w kalorymetrze uranowym (lewa część rysunku). Przypadek był zarejestrowany podczas kalibracji spektrometru. W czasie naboru danych taki przypadek zostaje odrzucony na poziomie Pierwszego Stopnia Trygera.

2.5. AKWIZYCJA DANYCH

Akwizycja danych (zob. rys. 23) odbywa się synchronicznie z Pierwszym Stopniem Trygera. Zebrane dane po selekcji na poziomie Drugiego Stopnia Trygera są przesyłane Konstruktora Przypadków. Rejestrowane dane służą celom kalibracyjnym zarówno VW jak i całego spektrometru ZEUS.

Akwizycji podlegają informacje:

- o przejściach cząstek przez scyntylator po analizie czasowej,
- zawarte w TRYGERZE, czyli po procesie analizy topologicznej.

3. PODZIĘKOWANIA

Autorzy artykułu pragną złożyć podziękowania wszystkim osobom, które swoją życzliwością, cennymi radami i doświadczeniem wspierali prace przy systemie elektronicznym VW od strony sprzętowej i programistycznej.

4. BIBLIOGRAFIA

1. ZEUS Collaboration: *The ZEUS Detector Status Report.* 1993, p. 11–1
2. M. Adamus et al.: *Calibration system for the Veto Wass detector.* ZEUS-NOTE 90-095
3. L.W. Wiggers: *Shielding of proton-induced background.* ZEUS-Note 87-012
4. K.W. Bell et al.: *A large scintillator array for particle identification by time of flight.* Nucl. Instr. and Meth. in Phys. Res A 179, 1981, pp. 27–38
5. M. Adamus, K. Poźniak: *Programmable Pulser for VETO WALL detector.* ZEUS-Note 95-079
6. K. Poźniak et al.: *GFLT signal testing and distribution within the BAC system.* ZEUS-Note 96–116
7. K. Poźniak: *HIT-READOUT – pomiarowy system odczytu pozycyjnego dla detektora BAC w Eksperymencie ZEUS.* Krajowy Kongres Metrologii, Gdańsk, 1998

M. ADAMUS, I.M. KUDŁA, K. POŹNIAK, R. SZWED

VETO DETECTOR FOR ZEUS EXPERIMENT

Summary

Detailed description of an electronic system for Veto Wall detector is included. The aim of the system is background radiation detection. The detection process bases on time – topology analysis of collisions between high energy protons with residual gas and the walls of the HERA asccelerator pipe. Functional analysis of particular parts of processing channel was performed. The statistical results were presented as throughput characteristics of these bloks.

Keywords: DESY, HERA, proton background, photomultiplier, discriminator, meantimer, synchronization, coincidence matrix, topological analyzes, time analyzes

KWARTALNIK ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI, 2002, 48, z. 2, ss. 411–420

Rejestracja danych z krzemowego detektora wierzchołka eksperymentu Belle

ELŻBIETA BANAŚ, ANDRZEJ BOŻEK, PAWEŁ JAŁOCHA, PIOTR KAPUSTA, ZBIGNIEW NATKANIEC, WACŁAW OSTROWICZ, HENRYK PAŁKA, MARIA RÓŻAŃSKA

Instytut Fizyki Jądrowej
ul. Kawiory 26A, 30-055 Kraków

Otrzymano 2001.10.05
Autoryzowano 2002.01.10

W artykule przedstawiono system rejestracji danych z krzemowego detektora wierzchołka eksperymentu Belle, pracującego na akceleratorze KEKB w Japonii. Do odczytu wykorzystane są dedykowane moduły VME, wyposażone w procesory sygnałowe DSP56302 firmy Motorola. Odczyt detektora połączony z efektywną sparsyfikacją danych może się odbywać z częstotliwością do 500Hz.

Słowa kluczowe: krzemowe detektory paskowe, VME, procesor sygnałowy, odczyt danych.

1. WSTĘP

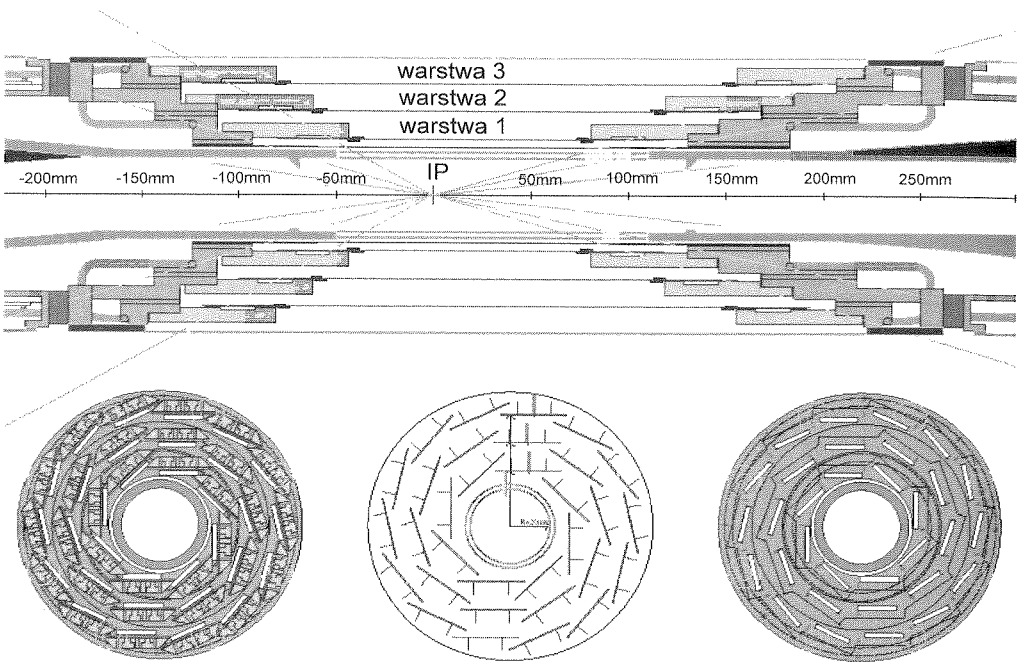
W roku 1999 w laboratorium KEK w Japonii rozpoczął pracę akcelerator KEKB wraz z detektorem Belle [2]. Podstawowym celem tego przedsięwzięcia, nazywanego „fabryką-B", jest badanie niezachowania parzystości przestrzenno-ładunkowej (CP) w rozpadach mezonów B, wytwarzanych w zderzeniach elektronów z pozytronami. Odpowiednio dobrana energia zderzenia wiązek (e^- – 8.0 GeV, e^+ – 3.5 GeV) odpowiada formacji rezonansu Y(4S), będącego czystym źródłem par B-antyB. W 2001 roku KEKB osiągnął rekordową świetlność 4.44×10^{33} $cm^{-2}s^{-1}$, co odpowiada produkcji ponad 40 milionów par B-antyB rocznie. Jest to najwyższa zrealizowana dotychczas świetlność w akceleratorach wiązek przeciwbieżnych.

Asymetria energii zderzanych wiązek powoduje oddalenie wierzchołków wtórnych rozpadów mezonów B o około 200 μm od miejsca zderzenia. Pomiar ich współrzędnych jest możliwy poprzez dopasowanie śladów powstających w rozpadach cząstek i wyliczenie wspólnych punktów, z których te ślady wychodzą. W analizie wykorzystywane są

dane ze wszystkich siedmiu detektorów składowych eksperymentu. Pomiar ten dostarcza podstawowej, z punktu widzenia interpretacji fizycznej, informacji o zależnościach czasowych łamania CP. Ze względu na wymaganą dokładność pomiaru wierzchołków rozpadu, lepszą od 100 μm, pożądana jest precyzyjna znajomość współrzędnych śladów w ich sąsiedztwie. Umożliwia to krzemowy detektor wierzchołka.

2. DETEKTOR SVD

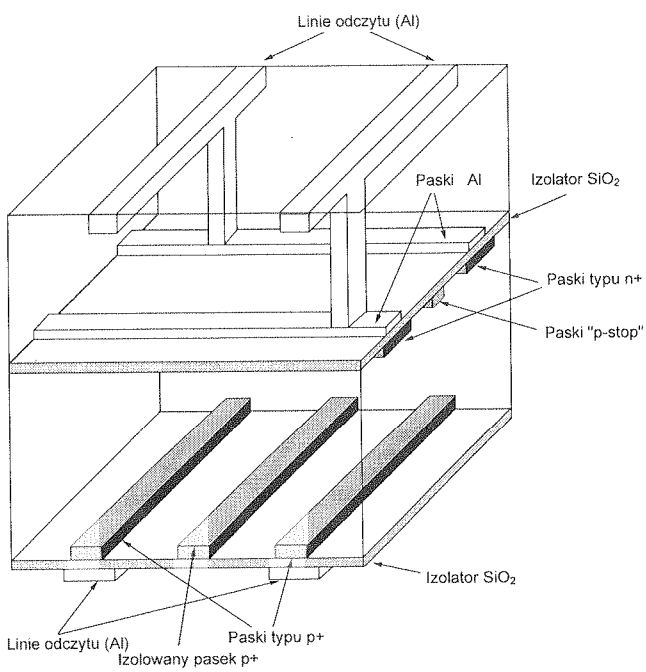
Spośród wszystkich siedmiu detektorów składowych eksperymentu Belle, krzemowy detektor wierzchołka, określany skrótowo jako SVD, jest najmniejszy i położony najbliżej punktu interakcji. Przekroje podłużny i poprzeczny tego urządzenia przedstawia rys. 1.



Rys. 1. Przekrój poprzeczny i podłużny detektora SVD w eksperymencie Belle

Detektor tworzą 32 segmenty, rozmieszczone w trzech cylindrycznych warstwach wokół wypełnionej próżnią rury, w której zachodzą zderzenia cząstek. Każdy segment zawiera 2, 3 lub 4 krzemowe detektory paskowe typu DSSD (*Double-Sided Silicon Detector*). Stanowią je prostokątne płytki o wymiarach 57 mm×33 mm słabo domieszkowanego półprzewodnika typu n, posiadające na swoich obydwu stronach równomiernie rozmieszczone wąskie paski – na jednej stronie typu n^+, na drugiej typu p^+ (rys. 2). Między paskami p^+ a paskami n^+ jest przyłożone napięcie polaryzujące rzędu 50–100 V. Dzięki

temu detektor można traktować jako zespół spolaryzowanych zaporowo diod półprzewodnikowych, przy czym ich warstwa zubożona wypełnia większą część objętości detektora. Powstające w niej na skutek działania promieniowania jonizującego pary elektron-dziura są źródłem ładunków, które poruszając się w polu elektrycznym powodują powstawanie użytecznego sygnału na elektrodach (paskach) detektora. Przejściu przez detektor o grubości 300 μm cząstki minimalnie jonizującej (*Minimum Ionizing Particle* – MIP) towarzyszy generacja ładunku około 3.6 fC. Odstępy między paskami determinują precyzję pomiaru współrzędnej przejścia cząstki, przy czym możliwe jest zachowanie precyzji przy odczycie co n-tego paska. Paski izolowane współtworzą sygnał wyjściowy poprzez sprzężenia pojemnościowe – jest to tzw. *capacitative charge division readout*, stosowany powszechnie w krzemowych detektorach paskowych. Dla osiągnięcia pożądanej precyzji pomiaru zastosowano w Belle detektory o odstępach między paskami wynoszących 25 μm dla strony *p* i 42 μm dla strony *n*. Odczytowi podlega co drugi pasek. Paski leżące po przeciwnych stronach detektora są do siebie prostopadłe, umożliwiając pomiar współrzędnych $r\varphi$ i z. Każdy pasek jest sprzężony pojemnościowo z aluminiową ścieżką doprowadzającą czytany sygnał do jednej krawędzi detektora, gdzie mocowane są hybrydowe układy odczytu. Z jednej strony płytki czytanych jest 640 pasków.



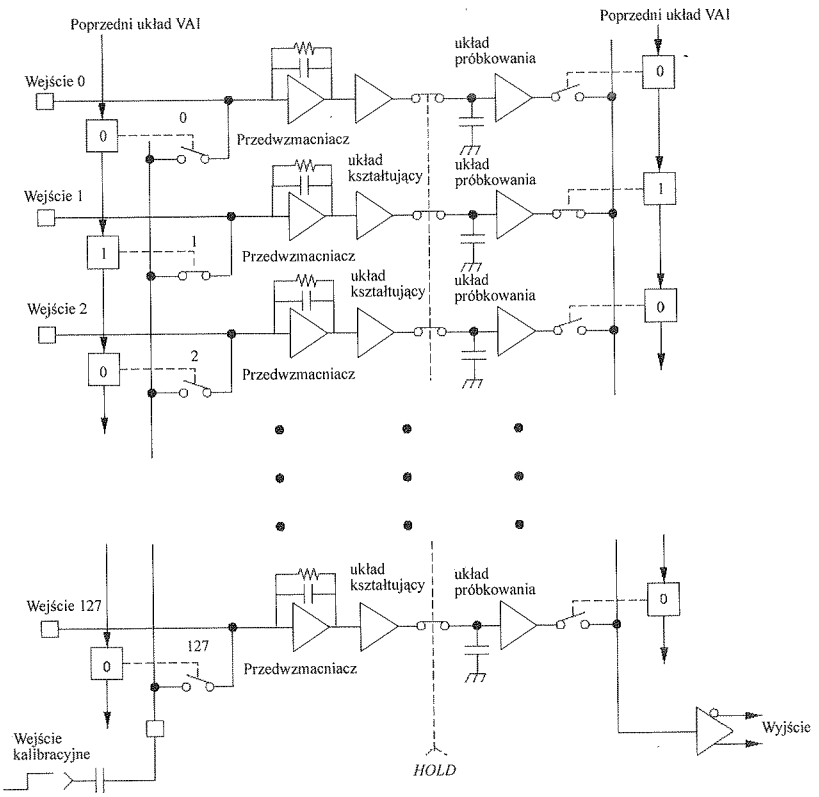
Rys. 2. Budowa detektora paskowego typu DSSD

Detektory DSSD w warstwach środkowej i zewnętrznej są połączone ze sobą szeregowo. Uzyskano w ten sposób jednolite rozmieszczenie układów hybrydowych, kosztem pewnego pogorszenia parametrów szumowych (zobacz Tab. 2). Segmenty każdej warstwy zawierają tę samą liczbę 640*2*2 = 2560 kanałów. Konstrukcję detektora dla trzech kolejnych warstw przedstawia rys. 3.

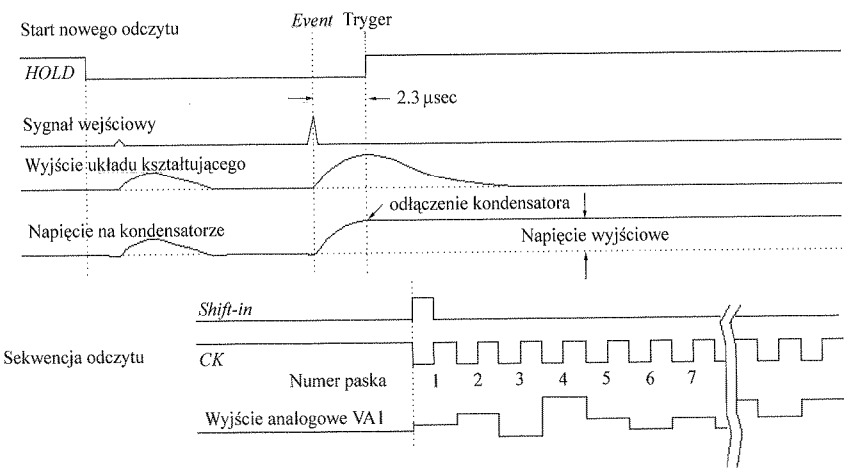
Rys. 3. Schemat konstrukcji segmentów detektora SVD. Schematycznie przedstawiono szeregowe połączenia detektorów DSSD

3. SCALONE UKŁADY ODCZYTU DETEKTORA

Kompletny detektor przedstawia sobą system 81920 czujników o wysokiej impedancji, do odczytu których pożądane jest zastosowanie indywidualnych wzmacniaczy ładunkowych. Rozwiązano to wykorzystując dedykowane obwody scalone przeznaczone do odczytu detektorów krzemowych, oferowane przez firmę IDEAS (Norwegia) pod nazwą VA1 [3]. Są one produkowane w technologii CMOS 1.2 μm. Pojedynczy układ tego typu, o schemacie przedstawionym na rys. 4, posiada 128 identycznych kanałów, których wejścia są łączone z paskami detektora krzemowego. Kanał zawiera przedwzmacniacz ładunkowy, układ kształtowania impulsu, układ próbkowania z pamięcią i bufor wyjściowy. Zasadę pracy wyjaśnia rys. 5. Niewielki sygnał generowany w detektorze może być traktowany jako impuls ładunku. Zamieniany jest on przez przedwzmacniacz na skok napięcia. Ulega on konwersji w układzie kształtującym na impuls o kształcie zbliżonym do optymalnego, zapewniającego minimalizację szumów. W chwili określonej przez zewnętrzny sygnał HOLD, kondensator na wyjściu układu kształtującego zostaje odłączony, zachowując napięcie. Dla poprawnej pracy konieczne jest pojawianie się sygnału HOLD, co jest następstwem pozytywnej decyzji trygera, dokładnie w momencie kiedy sygnał na kondensatorze osiąga maksimum. Czas odpowiedzi układu kształtującego jest regulowany w pewnym zakresie poprzez zmianę jego punktu pracy. Pozwala to na dostrojenie do opóźnienia sygnału trygera kosztem rezygnacji z optymalnych parametrów szumowych. Po pojawieniu się sygnału HOLD następuje sekwencja odczytu, w której napięcia z kondensatorów próbkujących poszczególnych kanałów są podawane na wyjście układu poprzez multiplekser sterowany sygnałami CK i SHIFT_IN.



Rys. 4. Schemat blokowy układu VA1 firmy IDEAS



Rys. 5. Przebiegi sygnałów w czasie pracy układu VA1

Najważniejsze parametry układu VA1 przedstawia Tab. 1.

Tabela 1

Podstawowe parametry układu VA1

Liczba kanałów	128
Moc rozpraszana	1,2 mW/kanał
Równoważny Ładunek Szumów (ENC)	165+6,1×C (pF)
Maksymalna częstotliwość odczytu	5 MHz
Optymalny *peaking time*	1 μs
Zakres regulacji *peaking time*	1–3 μs

Układy VA1 zostały umieszczone na niewielkich dwustronnych obwodach hybrydowych, przymocowanych bezpośrednio do krawędzi segmentów; na segment przypadają dwa takie obwody (patrz rys. 3). Na każdej stronie obwodu hybrydowego znajduje się 5 VA1, odczytujących 640 pasków z sąsiadującej strony segmentu.

Poprawna identyfikacja śladów przelotu cząstek przez detektor paskowy wymaga by układ odczytu cechował stosunek sygnału do szumu większy od 10. Dla układów VA1 i zastosowanych detektorów DSSD wartości tego stosunku oraz jego zależność od zaabsorbowanej dawki promieniowania przedstawia tabela Tab. 2.

Tabela 2

Zależność stosunku sygnału do szumu od zaabsorbowanej dawki promieniowania dla detektora SVD [4]. Wartości dawki odnoszą się do warstwy wewnętrznej detektora

SEGMENT (WARSTWA)	STRONA	0 KRAD	50 KRAD	100 KRAD	150 KRAD
Wewnętrzny (1 DSSD)	p	32	23	19	15
	n	22	18	15	13
Środkowy -przód (1 DSSD)	p	32	25	21	18
	n	22	19	17	15
Środkowy -tył (2 DSSD)	p–n	18	16	13	12
Zewnętrzny (2 DSSD)	p–n	18	16	14	13

W czasie działania eksperymentu układy VA1 są narażone na działanie promieniowania tła, którego głównymi składnikami są cząstki tracone z wiązki na skutek jej oddziaływania z pozostałymi w rurze cząsteczkami gazu (próżnia nie jest doskonała) oraz promieniowanie synchrotronowe. Roczna dawka promieniowania dla detektora SVD jest mniejsza od 30 krad [4]. Pod względem parametrów szumowych i odporności na

promieniowanie układy VA1 spełniają wymagania eksperymentu. Gorzej przedstawia się ich funkcjonalność od strony systemu rejestracji i wyzwalania. Obwód VA1 nie jest optymalnym rozwiązaniem dla eksperymentu typu „fabryka B", gdzie pierwszoplanowe znaczenie ma ilość zebranych przypadków, a częstotliwość zdarzeń jest wysoka. Przy niewielkiej szybkości odczytu brak wewnętrznego buforowania jest źródłem niezaniedbywalnego czasu martwego, sięgającego około 6%. Długi czas kształtowania impulsu, nieobecność układów mogących współtworzyć tryger stopnia pierwszego stanowią dodatkowe wady. O zastosowaniu w detektorze SVD obwodów VA1 zadecydowała przede wszystkim ich dostępność w ofercie handlowej.

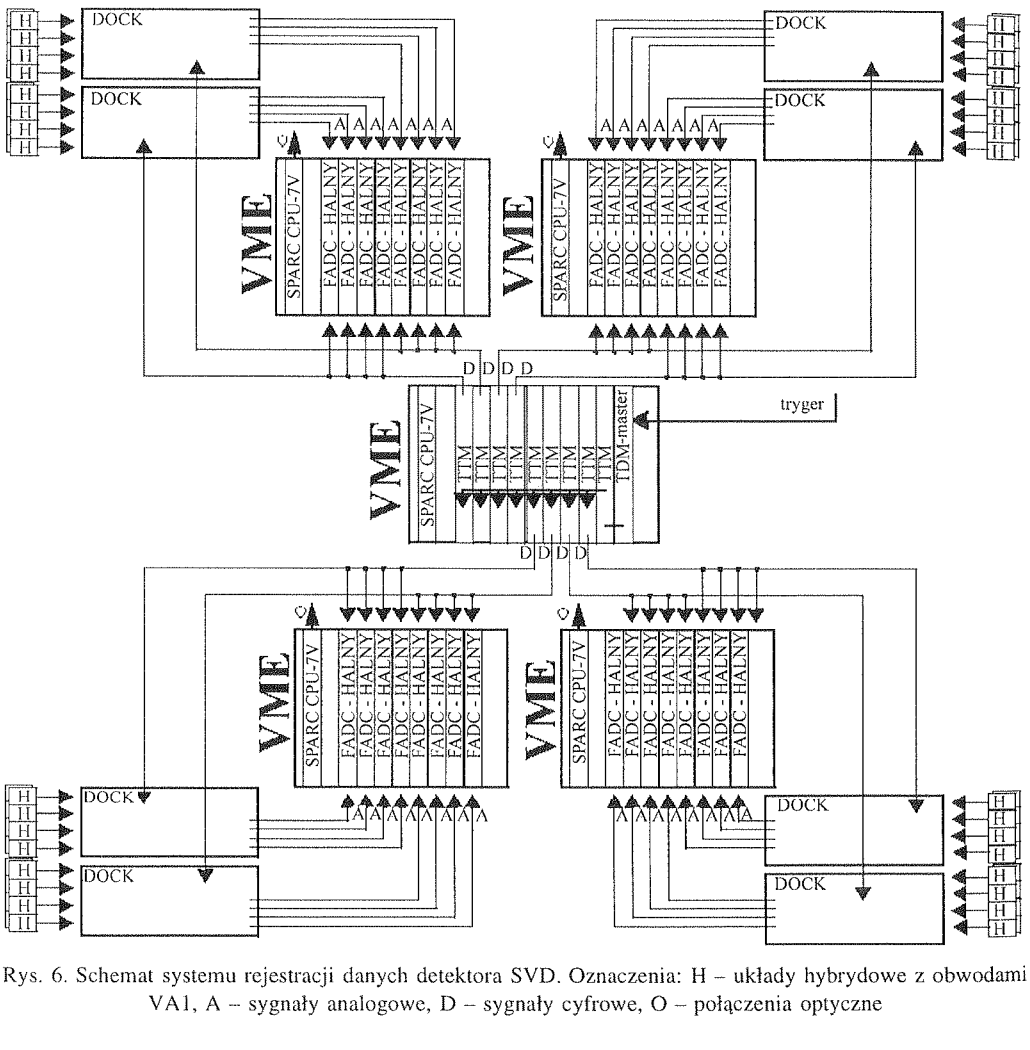
4. SYSTEM REJESTRACJI DANYCH I KONTROLI PARAMETRÓW PRACY DETEKTORA SVD

Podobnie jak i w innych eksperymentach fizyki wysokiej energii, struktura systemu rejestracji danych w Belle jest hierarchiczna. Poszczególne detektory posiadają skomponowane pod kątem swoich potrzeb lokalne układy odczytu, konwersji i buforowania. Szybkie połączenia optyczne przesyłają dane do wspólnej, centralnej części systemu. Pracująca w czasie rzeczywistym farma procesorów dokonuje ostatecznej selekcji zdarzeń, dane są kompletowane i następuje ich zapis na taśmę. Lokalne systemy rejestracji poszczególnych detektorów są zróżnicowane, zarówno pod względem architektury jak i wykorzystanych komponentów. System odczytu detektora SVD, zbudowany w oparciu o magistralę VME, przedstawia schematycznie rys. 6. Hybrydowe układy zainstalowane na krańcach detektorów DSSD połączone są wielożyłowymi wiązkami przewodów z elementem oznaczonym na rysunku jako „DOCK". Zasadnicze funkcje tego całkowicie niestandardowego urządzenia to:

- zasilanie układów VA1, kontrola napięć, prądów a także temperatury;
- dystrybucja do układów VA1 sygnałów sterujących sekwencją odczytu;
- odbiór i wzmocnienie analogowych sygnałów przy odczycie detektora.

W systemie pracuje osiem takich urządzeń, umieszczonych w niewielkiej odległości od detektora. Dystrybuowane przez DOCK sygnały sterujące pracą układów VA1 (HOLD, CK, SHIFTIN – patrz rys. 5) są generowane w modułach VME o nazwie TTM („*Trigger Timing Module*") , stanowiących interfejs do systemu wyzwalania. Każdy impuls zegara odczytu (CK) generowany przez TTM jest stowarzyszony z wysyłanym do modułów VME, oznaczonych na rysunku jako FADC, impulsem konwersji. Do modułów FADC doprowadzane są wzmocnione sygnały analogowe z detektorów. FADC jest często spotykanym skrótem od „*Front-end Analog-to-Digital Converter*". Wykorzystany tutaj układ jest oryginalną konstrukcją grupy krakowskiej; została mu nadana robocza nazwa „HALNY". Ogółem do odczytu detektora SVD zastosowano 32 moduły tego typu, zgrupowane po osiem, w czterech kasetach VME. Każdy HALNY obsługuje cztery kanały analogowe. Pojedynczy kanał odpowiada jednej stronie połówki segmentu, czyli 640 paskom detektora. Odczyt detektora polega na podawaniu impulsów zegara odczytu (CK) do układów hybrydowych i jednoczesnym próbkowaniu uzyskiwanego sygnału

analogowego w modułach FADC. Procesor DSP w HALNYM dokonuje sparsyfikacji danych, w efekcie czego ilość ich zostaje zmniejszona, przeciętnie do 15–20% początkowej wielkości. Na pojedynczą próbkę sygnału analogowego potrzebne są dwa bajty pamięci. Przy 81920 paskach detektora i średniej częstotliwości przypadków 500Hz daje to przepływ danych rzędu 16MB/s, czyli 4MB/s w jednej kasecie VME. Nominalna przepustowość magistrali, równa 40MB/s, jest w tym wypadku zupełnie wystarczająca. Odczyt HALNYCH wykonuje umieszczony w kasecie komercyjny moduł VME firmy Force, typu SPARC



Rys. 6. Schemat systemu rejestracji danych detektora SVD. Oznaczenia: H – układy hybrydowe z obwodami VA1, A – sygnały analogowe, D – sygnały cyfrowe, O – połączenia optyczne

CPU-7V. Cztery szybkie połączenia optyczne łączą każdą kasetę z centralnym systemem rejestracji danych.

Każdy z HALNYCH ma wyprowadzony na płytę czołową sygnał BUSY, którego stan aktywny informuje o zajętości modułu. Ma to miejsce w czasie wykonywania konwersji sygnału analogowego (640 próbek), a także wtedy, gdy wejściowe bufory w HALNYM ulegają przepełnieniu. Logiczny iloczyn wszystkich sygnałów BUSY uformowany w układach TTM jest przekazywany do systemu wyzwalania w celu wstrzymania generacji kolejnych decyzji.

5. HALNY

HALNY [1] jest modułem VME 6U pojedynczej szerokości. Zawiera on cztery niezależne kanały, z których każdy jest wyposażony w Blok Przetwornika Analogowo-Cyfrowego i Blok Procesora. Blok Przetwornika odbiera analogowy sygnał różnicowy, który po wzmocnieniu i odpowiednim przesunięciu poziomu jest próbkowany w przetworniku analogowo-cyfrowym. Czułość przetwornika jest ustalona na 2 mV/bit. Próbkowane wartości trafiają do stowarzyszonego Bloku Procesora. Ten ostatni posiada wejściową pamięć typu FIFO, pełniącą rolę derandomizatora, procesor sygnałowy i wyjściową pamięć FIFO. Przetworzone dane są odczytywane z modułu poprzez magistralę VME. Każdy kanał modułu cechują następujące właściwości:

- analogowe wejście różnicowe oraz wzmacniacz o stałym wzmocnieniu;
- układ przesuwania poziomu sygnału z 12-bitowym przetwornikiem DAC;
- 10 bitowy przetwornik ADC (AD9200 firmy Analog Devices), o maksymalnej szybkości konwersji 10 MHz;
- derandomizator dla próbkowanych sygnałów, o głębokości 8192 słów;
- procesor sygnałowy DSP56302 firmy Motorola, pracujący z zegarem 66 MHz;
- wyjściowa pamięć typu FIFO (8192 słowa 16 bitowe).

Po pojawieniu się zbocza zegara sygnał analogowy jest próbkowany, a rezultat wpisywany do derandomizatora. Dziesięciobitową próbkę uzupełnia się bitami startu i stopu oraz czterobitowym znacznikiem zdarzenia („*event tag*"). Jeżeli liczba słów w FIFO przekracza ustalony (programowalny) poziom, wtedy uaktywniany jest wyjściowy sygnał BUSY. Procesor sygnałowy czyta z wejściowego FIFO dane odpowiadające kolejnym zdarzeniom, wykonuje niezbędne operacje (uaktualnienie i odjęcie piedestałów, obliczenie i odjęcie szumu synfazowego, obliczenie szumów poszczególnych pasków, wyszukiwanie klastrów, formowanie danych wynikowych) i wpisuje wyniki do wyjściowej pamięci, również typu FIFO. Stamtąd dane są odczytywane poprzez magistralę VME. W celu lepszego wykorzystania dostępnej przepustowości VME 16 bitowe dane wynikowe są multipleksowane w słowa 32 bitowe. Głębokość derandomizatora jest wystarczająca dla uczynienia czasu martwego wprowadzanego przez procesor pomijalnie małym.

Synchronizację odczytu zapewnia stowarzyszony z każdą wyjściową pamięcią FIFO 12-to bitowy licznik dwukierunkowy, którego stan może być monitorowany z VME. Procesor kończąc umieszczanie danych zdarzenia w wyjściowym FIFO zwiększa stan licznika o jeden. Jego niezerowa wartość stanowi podstawę do rozpoczęcia odczytu

danych. Operacja odczytu zdarzenia przez VME kończy się zmniejszeniem stanu licznika o jeden. Jeżeli przyjmiemy, że przynajmniej dwa słowa 16 bitowe stanowią dane wynikowe dla każdego zdarzenia, wtedy 12 bitowy licznik jest odpowiedni dla kontroli stanu wyjściowego FIFO, posiadającego 8192 komórki pamięci.

Moduł używa złącz P1 i P2 magistrali VME. Pracuje w trybie A32, rozróżnia wszystkie Modyfikatory Adresu. Bazowy Adres modułu jest ustalany za pomocą trzech przełączników obrotowych. Przesył danych odbywa się w trybie D32. Dla odczytu danych wyjściowych można użyć przesłań blokowych. Moduł nie generuje przerwań.

W latach 1999–2001 oparty o moduły HALNY system odczytu detektora SVD działał poprawnie. Przetworzone dane z 81920 kanałów detektora przeciętnie miały rozmiar 12 kB dla zdarzeń hadronowych i 9 kB dla zdarzeń z tłem. Zweryfikowana w analizie off-line efektywność sięgała 97%.

6. BIBLIOGRAFIA

1. E. Banas et al., Halny: *A digital signal processor based module for the readout of silicon strip detectors*, Nuclear Inst. and Methods in Physics Research, Vol 469/3, 2001, pp. 364–372.
2. The Belle Collaboration: *A Study of CP Violation in B Meson decays*. Technical Design Report, KEK Report 95–1, 1995.
3. Integrated Detector and Electronics IDEAS. *The VA1 Specifications*, www.ideas.no
4. BELLE SVD Collaboration. *Technical Design Report of BELLE SVD*, 1998.

E. BANAŚ, A. BOŻEK, P. JAŁOCHA, P. KAPUSTA, Z. NATKANIEC, W. OSTROWICZ, H. PAŁKA, M. RÓŻAŃSKA

READOUT SYSTEM OF THE BELLE EXPERIMENT SILICON VERTEX DETECTOR

Summary

We describe a data acquisition system of the Belle Silicon Vertex Detector. It is based on a custom built VME board, equipped with analog to digital converter and Digital Signal Processor. A series of identical boards work in parallel, performing a zero-suppressing readout. A cluster-searching algorithm executes quickly enough to allow dead time-free readout at a 500 Hz trigger rate.

Keywords: silicon vertex detector, readout, Digital Signal Processor, VME

KWARTALNIK ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI, 2002, 48, z. 2, ss. 421-433

Elektronika odczytu komór słomkowych w eksperymencie COMPASS

JANUSZ MARZEC, KRZYSZTOF ZAREMBA, ZDZISŁAW PAWŁOWSKI, BOGUMIŁ KONARZEWSKI, GRZEGORZ DOMAŃSKI

Zakład Elektroniki Jądrowej i Medycznej, Instytut Radioelektroniki, Politechnika Warszawska
Nowowiejska 15/19, 00-665 Warszawa

Otrzymano 2001.09.29
Autoryzowano 2001.11.28

W artykule przedstawiono kompleks problemów związanych z projektowaniem i budową komór słomkowych oraz współpracujących z nimi elektronicznych układów odczytu i rejestracji danych. Przedstawiono rozwiązania stworzone na użytek eksperymentu COMPASS (CERN), w którym komory słomkowe pełnią rolę tzw. wielkopowierzchniowego detektora śladowego (Large Area Tracker), stanowiącego wraz z magnesem i detektorem Czerenkowa (RICH) pierwszy na drodze wiązki szerokokątny spektrometr cząstek. Główny nacisk położono na problemy zawiązane z uzyskaniem dużej odporności komory słomkowej na zakłócenia, niezbędnej dla uzyskania wysokiej pozycyjnej zdolności rozdzielczej.

Słowa kluczowe: komora słomkowa, kompatybilność elektromagnetyczna, zakłócenia elektromagnetyczne, ekranowanie

1. WSTĘP

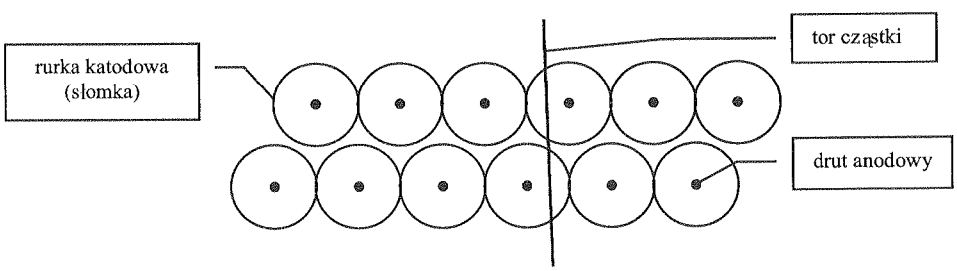
Rozmiary detektorów stosowanych w eksperymentach akceleratorowych fizyki wysokich energii bywają bardzo znaczne – ich powierzchnie sięgają wielu metrów kwadratowych. W praktyce jedynymi detektorami o takich rozmiarach, umożliwiającymi nie tylko rejestrację cząstki, ale także określenie punktu przecięcia jej toru z płaszczyzną detektora z dokładnością do ułamków milimetra (detektor pozycyjny), są detektory gazowe. Urządzenia te wykorzystują zasadę działania licznika proporcjonalnego, polegającą na konwersji części energii cząstki jonizującej na ładunek elektryczny w procesie jonizacji gazu, a następnie wzmocnieniu sygnału ładunkowego na drodze powielania elektronów w silnym polu elektrycznym [1]. Sygnał odbierany z licznika proporcjonalnego niesie zarówno informację o ładunku wytworzonym w gazie przez

cząstkę (całka z prądu anody jest proporcjonalna do tego ładunku) jak i o położeniu toru cząstki wewnątrz licznika (czas opóźnienia pojawienia się impulsu na anodzie względem momentu przejścia cząstki związany jest, poprzez prędkość dryfu elektronów, z odległością toru cząstki od anody).

2. WIELKOPOWIERZCHNIOWE GAZOWE DETEKTORY POZYCYJNE

Urządzeniami stosowanymi w roli wielkopowierzchniowych detektorów śladowych są wielodrutowe komory proporcjonalne [2] i komory dryfowe. W licznikach wielodrutowych pozycja określana jest zazwyczaj z dokładnością do odstępu między drutami anodowymi. Odstęp ten ograniczony jest efektem działania sił elektrostatycznych, powodujących odchylanie drutów anodowych od nominalnego położenia, wskutek czego nie udaje się konstruować komór wielodrutowych o odstępie między anodami mniejszym niż 1 mm [3]. Uzyskanie pozycyjnych zdolności rozdzielczych lepszych niż 1 mm umożliwiają komory dryfowe, w których pozycję toru cząstki określa się na podstawie opóźnienia pojawienia się impulsu na anodzie. W starannie zrealizowanych komorach tego typu uzyskuje się rozdzielczości lepsze niż 0,1 mm.

Powszechnie stosowane w eksperymentach fizyki wysokich energii dryfowe komory siatkowe mają konstrukcję zbliżoną do wielodrutowych komór proporcjonalnych – pomiędzy płaszczyznami katodowymi rozciągnięte są druty anodowe i dodatkowe, kształtujące pole elektryczne, druty potencjałowe. Oba typy detektorów mają wspólną poważną wadę eksploatacyjną. Cienkie (kilkadziesiąt μm) i długie (kilka m) druty anodowe i potencjałowe dla zapewnienia ich precyzyjnego położenia są naprężane do granicy plastyczności, a ich potencjały są rzędu kilowoltów. W takich warunkach nie dające się wykluczyć przebicie elektryczne (iskra) może prowadzić do przerwania drutu. Uszkodzony drut opadając zwiera sąsiednie druty i może inicjować dalsze przebicia o katastrofalnych skutkach.

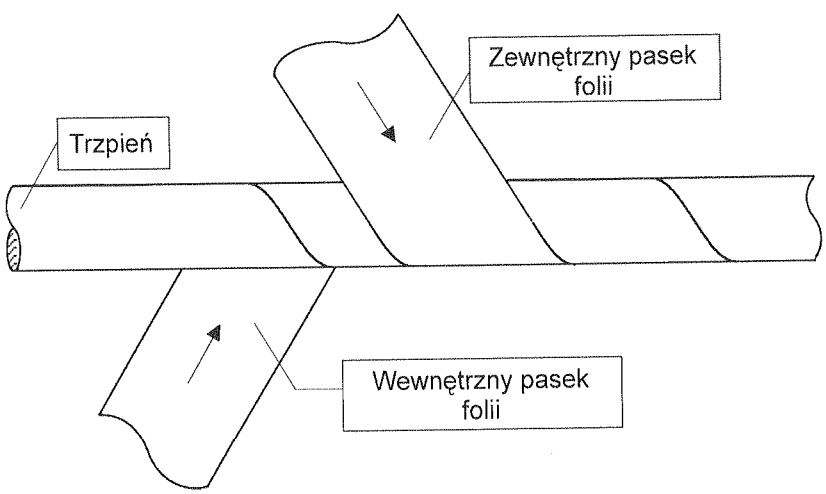


Rys. 1. Komora słomkowa. W praktycznych rozwiązaniach stosuje się zawsze dwie warstwy detektorów proporcjonalnych przesunięte o połowę średnicy. Pozwala to uniknąć nieoznaczoności określenia pozycji toru typu prawo-lewo

Wady tej pozbawiona jest odmiana komór dryfowych, w których pole w obszarach dryfu jest formowane nie przy pomocy siatek, a przy pomocy otaczających anody koncentrycznych rurek katodowych (rys. 1) – tak zwane komory słomkowe (straw tube chambers).

Dla zapewnienia dużej maksymalnej częstości zliczeń komór stosuje się rurki katodowe niewielkiej średnicy (kilka do kilkunastu mm) i mieszanki gazowe o dużej szybkości dryfu elektronów (czas martwy jest równy czasowi dryfu elektronu od katody do anody). Korzystny jest także dobór takiego wypełnienia gazowego, by prędkość dryfu była słabo zależna od natężenia pola elektrycznego, co daje zbliżoną do liniowej zależność czasu dryfu od pozycji toru cząstki. W eksperymencie COMPASS zastosowano mieszankę $74\%Ar + 20\%CF_4 + 6\%CO_2$ i średnice rurek katodowych 6 i 10 mm, uzyskując czas martwy detektora poniżej 100 ns.

W większości eksperymentów stawiane są bardzo silne ograniczenia na masę materiału na drodze cząstek, gdyż wielokrotne rozpraszania kulombowskie (odchylanie toru cząstki w polu elektrycznym jądra atomu) zachodzące w grubych ściankach detektora pogarsza precyzję określenia pozycji toru. W takim przypadku stosowane mogą być wyłącznie komory cienkościenne, których ścianki tworzy się przez ich zwijanie z pasków cienkiej (10 – 50μm) folii plastikowej (rys.2).



Rys. 2. Zwijanie słomki z dwóch pasków folii

Ścianka rurki, pełniąca rolę katody licznika proporcjonalnego, musi mieć zdolność przewodzenia prądu. Uzyskuje się to poprzez stosowanie przewodzących tworzyw sztucznych, np. Kaptonu XC (folii poliimidowej zawierająca w swej objętości grafit) lub nanoszenie na powierzchnię folii warstw przewodzących (Al, Cu, grafit).

Budowa komory słomkowej z wykorzystaniem cienkościennych katod plastikowych jest zadaniem bardzo złożonym. Zapewnienie żądanej precyzji mechanicznej położenia wszystkich elementów komory na poziomie 0,1 mm przy rozmiarach ramy komory większych niż 2x3 m, w sytuacji gdy ramy komory wypełniane są cienkościennymi (25 μm) słomkami o średnicy 6 i 10 mm, stanowi prawdziwe wyzwanie dla konstruktorów.

Komory słomkowe dla eksperymentu COMPASS budowane są na zlecenie Uniwersytetu w Monachium w Zjednoczonym Instytucie Badań Jądrowych w Dubnej koło Moskwy. Dla zwiększenia sztywności struktury sąsiadujące rurki katodowe są sklejane, a tak utworzone płaszczyzny dodatkowo usztywniane poprzecznymi pasmami włókien węglowych. Wadą słomek plastikowych jest zmiana ich wymiarów pod wpływem temperatury, a także wskutek wchłaniania wilgoci z atmosfery. Obserwuje się także dyfuzję gazów przez ich ścianki. Dlatego konieczne jest umieszczenie komory w przestrzeni wypełnionej suchym gazem ochronnym (czysty argon lub dwutlenek węgla) i dodatkowo w klimatyzowanym namiocie.

Cienkościenne plastikowe słomki stwarzają trudności nie tylko natury konstrukcyjnej, ale także komplikują odbiór sygnału generowanego w detektorze. Przyczyną jest znaczna rezystywność ich ścianek.

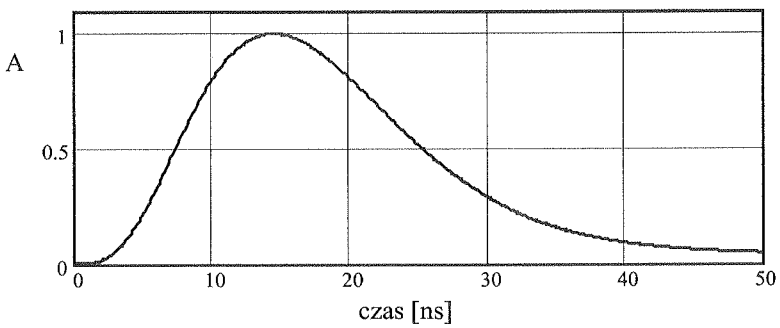
3. ELEKTRONICZNE UKŁADY ODCZYTU INFORMACJI Z KOMORY SŁOMKOWEJ

Wysokoenergetyczna cząstka jonizująca generuje na swej drodze w gazie pary złożone z elektronu i jonu dodatniego. W oddziaływaniu pierwotnym z największym prawdopodobieństwem powstaje pojedyncza para elektron – jon. Czasem energia przekazana elektronowi jest na tyle duża, że może on jonizować następne atomy gazu. Na przykład w argonie cząstka o minimalnej zdolności jonizacyjnej jonizuje bezpośrednio około 30 elektronów na 1 cm drogi, a w sumie – około 100 elektronów/cm. Dla uzyskania precyzyjnej informacji o położeniu toru cząstki (odległości toru od anody) należy mierzyć czas dotarcia do anody pierwszego elektronu (wygenerowanego na torze cząstki najbliżej anody).

Rejestracja sygnału od pojedynczego elektronu, nawet jeśli jest on wzmacniany na drodze powielania w gazie $10^4 - 10^5$ razy, jest zadaniem trudnym, stawiającym wysokie wymagania dotyczące poziomu szumów układów elektronicznych odbierających sygnały z detektora. Duża liczba kanałów pomiarowych (komory stosowane w eksperymencie COMPASS zawierają ponad 35000 detektorów słomkowych) powoduje, że stosowane rozwiązania układowe nie mogą być zbyt rozbudowane i kosztowne.

Wzmacniacze sygnałowe zawierają filtry przekształcające impuls prądu z anody do postaci tzw. impulsu quasi-gaussowskiego (rys. 3). Taki sposób filtracji jest bliski optymalnemu z punktu widzenia stosunku sygnał – szum. Wzmacniacze kształtujące odpowiedź impulsową mają pasmo przepustowe o maksimum przy częstotliwościach kilkudziesięciu MHz. Przy takim paśmie (rys. 7) dla uzyskania minimalnego poziomu

szumów stopień wejściowy wzmacniacza musi być realizowany w technologii bipolarnej i poważną barierę dla dalszego obniżania szumów stanowi moc wydzielana w tranzystorze wejściowym. Aby otrzymać informację czasową, sygnał z wyjścia wzmacniacza podaje się na prosty dyskryminator progowy, którego próg ustawia się tak nisko, jak na to pozwala poziom szumów i zakłóceń. Informacja czasowa przetwarzana jest dalej na postać cyfrową przy pomocy przetwornika czas – cyfra (układ F1-TDC zaprojektowany przez Uniwersytet we Freiburgu na potrzeby eksperymentu COMPASS).



Rys. 3. Odpowiedź wzmacniacza układu ASD-8B na impuls prądowy z anody detektora

Na etapie projektowania eksperymentu COMPASS przyjęto pewne założenia dotyczące struktury systemu odczytu danych z detektorów:

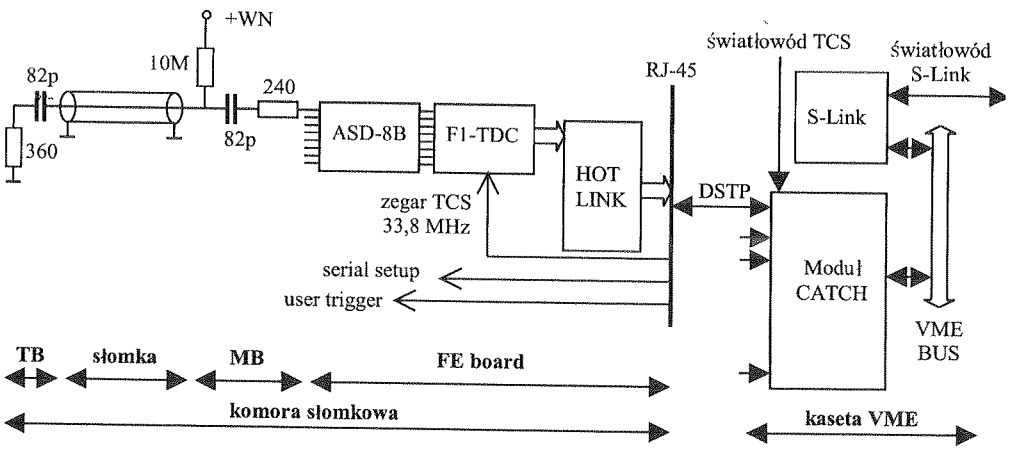
- wszystkie układy analogowe i przetwarzania analogowo-cyfrowego mieszczą się w obudowach detektorów na indywidualnie projektowanych płytkach (tzw. FE Boards),
- dane odczytywane z detektorów są transmitowane do tzw. modułów CATCH [4] standardu VME (identycznych dla wszystkich detektorów) za pomocą kabli typu skrętka (DSTP – Double Shielded Twisted Pair) z wykorzystaniem 400 Mb/s protokołu HOT-LINK f-my CYPRESS,
- moduły CATCH otrzymują dystrybuowany przy pomocy rozgałęziających się światłowodów, wspólny dla całego eksperymentu sygnał zegara synchronizującego 38,88MHz (TCS),
- kasety VME zawierające moduły CATCH, stojące w pobliżu detektorów, przekazują dane do wyższych poziomów układu akwizycji przy pomocy światłowodowych łączy zgodnie z protokołem S-Link.

Uproszczony schemat układu odbioru danych z komory słomkowej, zorganizowany zgodnie z powyższymi założeniami, pokazano na rys.4.

Środowisko hali eksperymentalnej, charakteryzujące się dużym nagromadzeniem aparatury elektronicznej, w tym wielu zasilaczy kluczowanych dużej mocy, jest środowiskiem wyjątkowo nieprzyjaznym z punktu widzenia zakłóceń elektromagnetycznych. Dodatkowo, ze względu na wymagania fizyki eksperymentu, nie zawsze można zapewnić skuteczne ekranowanie detektorów.

Przyjęta w eksperymencie COMPASS struktura systemu akwizycji danych z jednej strony ułatwia walkę z zakłóceniami (tylko połączenia światłowodowe między kasetami VME a dalszą częścią układu akwizycji), z drugiej jednak strony konieczność przetwarzania danych do postaci cyfrowej wewnątrz obudowy detektora czyni zadanie zaprojektowania płytek „FE Board" niezwykle trudnym.

Zadaniem grupy pracowników Instytutu Radioelektroniki PW zaangażowanej w eksperyment COMPASS była optymalizacja konstrukcji katod detektorów słomkowych, projekt układów dystrybucji wysokiego napięcia i sygnałów testujących, optymalizacja analogowych układów odczytu – wszystko pod kątem minimalizacji szumów i zakłóceń, dla uzyskania jak najlepszej pozycyjnej zdolności rozdzielczej komory słomkowej.



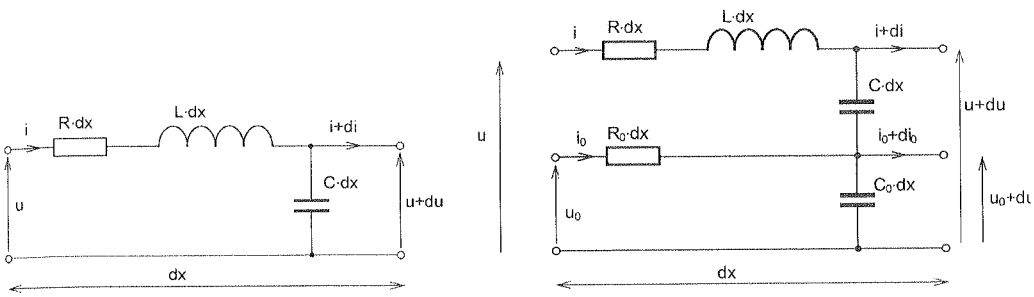
Rys. 4. Uproszczony schemat układu odbioru danych z komory słomkowej

4. WŁAŚCIWOŚCI ELEKTRYCZNE CIENKOŚCIENNYCH DETEKTORÓW SŁOMKOWYCH

Znaczne długości detektorów słomkowych (czas propagacji sygnału do 15 ns) i krótkie czasy trwania impulsów (porównywalne z czasem propagacji) powodują, że detektor taki należy traktować jako układ o stałych rozłożonych – linię transmisyjną. Typowo stosowanym modelem jest linia stratna, w której jedynym źródłem strat jest rezystancja drutu anodowego (drut wolframowy o średnicy 30 μm – 80 Ω/m). Tego typu podejście, powszechnie stosowane przy analizie warunków dopasowania [5] nie tłumaczy jednak pewnych cech detektora, takich jak np. obserwowany czasem efekt amplitudy sygnału odbieranego z odległego od wzmacniacza końca słomki wyższej od amplitudy sygnału z jego środka.

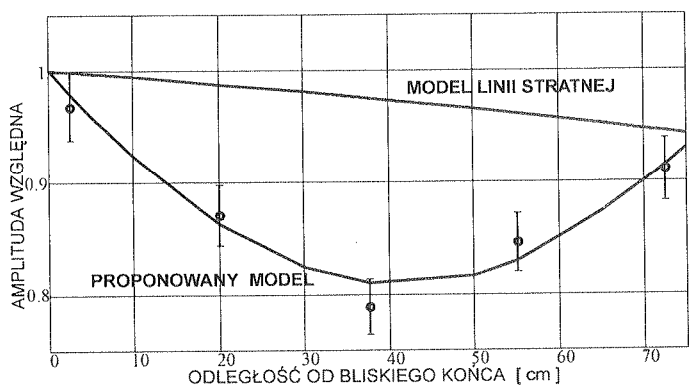
Pamiętając o tym, że rezystywność cienkościennych foliowych katod detektorów słomkowych jest znaczna, a więc czynione dotychczas założenie, że rezystancja ekranu

koncentrycznej linii transmisyjnej jest zerowa jest dalekie od spełnienia, opracowano nowy model transmisji sygnału w detektorze tego typu [6]. Założono niezerową rezystancję katody i sprzężenie pojemnościowe między rezystywną katodą a zewnętrzną masą. Założono też, że pojemność sprzęgająca jest stała wzdłuż detektora. Elementarne ogniwa modelu koncentrycznej linii transmisyjnej o stałych rozłożonych i zaproponowanego nowego modelu detektora słomkowego z cienkościenną katodą foliową pokazano na rys. 5.



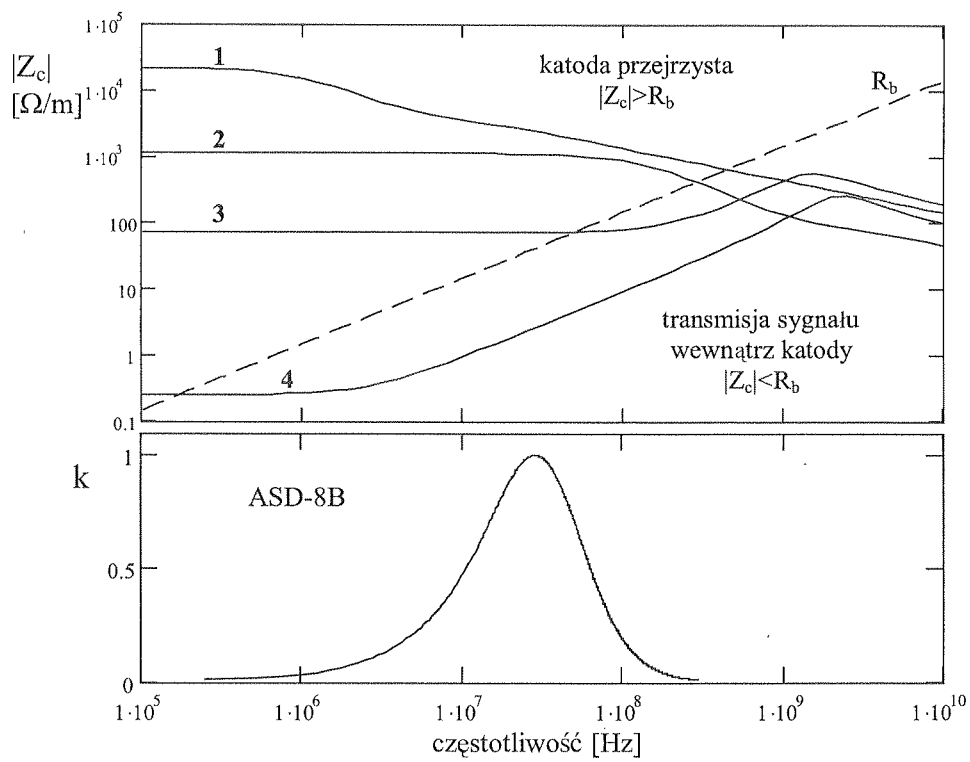
Rys.5. Elementarne ogniwa modelu o stałych rozłożonych: detektora słomkowego jako stratnej linii koncentrycznej i modelu uwzględniającego rezystancję katody

Układ równań różniczkowych, opisujący model, jest złożony i znalezienie jego rozwiązania nastręcza poważnych trudności. Rozwiązanie szczególne, znalezione dla warunków brzegowych zwarcia katod do masy na końcach detektora, choć ma również postać dość złożoną [6], pozwala przeprowadzać precyzyjne symulacje odpowiedzi detektora w zależności od jego parametrów. Model ten pozwala uzyskać dobrą zgodność zależności tłumienia od pozycji toru cząstki (rys. 6).



Rys. 6. Tłumienie sygnału w obustronnie dopasowanym detektorze słomkowym o długości 80 cm z wysokorezystancyjną katodą (lewa strona rysunku odpowiada punktowi przyłączenia wzmacniacza do detektora)

Kolejnym etapem rozwoju modelu transmisji sygnału w słomce były próby uszczegółowienia opisu impedancji katody detektora słomkowego. Słomki cienkościenne na ogół wykonuje się z dwóch pasków folii o określonych rezystywnościach. Nawinięta folia ma kształt spirali, a więc wykazuje pewną indukcyjność. Paski folii nakładające się na siebie są sprzężone pojemnościowo. Udało się stworzyć model [7] uzależniający właściwości transmisyjne od konstrukcji katody (rezystywności folii, szerokość pasków folii, grubość warstwy kleju między paskami folii).



Rys. 7. Przejrzystość dla pola elektromagnetycznego różnych katod detektorów słomkowych w funkcji częstotliwości (Z_C – impedancja katody, R_b – graniczna wartość rezystancji katody wymagana dla „zamknięcia" pola elektromagnetycznego w jej wnętrzu). 1 – katoda z Kaptonu XC, 2 – katoda z Kaptonu napylonego Al z warstwą grafitu na powierzchni (eksperyment ATLAS [8]), 3 – katoda z Kaptonu XC + napylona Al folia poliestrowa (eksperyment COMPASS), 4 – proponowana katoda Kapton XC + laminat aluminiowo-poliestrowy. Pokazano także wzmocnienie ładunkowe k wzmacniacza ASD-8B określające interesujący nas zakres częstotliwości

Badanie modeli doprowadziło do ważnych wniosków, dotyczących charakteru procesu transmisji sygnałów w detektorach słomkowych, sprzecznych z intuicyjnym założeniem, że anoda jest skutecznie ekranowana przez rurkę katodową. Założenie takie

jest oczywiste dla zerowej impedancji katody detektora i w takich warunkach transmisja sygnału zachodzi w jej wnętrzu. Gdy impedancja katody dąży do nieskończoności, transmisja odbywa się w linii utworzonej przez anodę i zewnętrzną masę. Opracowane modele pozwoliły znaleźć odpowiedź na ważne pytanie: czy katoda o danej konstrukcji ma impedancję na tyle małą aby „zamknąć" transmisję sygnału w swoim wnętrzu czy może jest dla sygnału przejrzysta?

Badania wykazały, że żadna ze znanych autorom konstrukcji cienkościennych katod foliowych nie ma na tyle małej impedancji, by transmisja sygnału (w interesującym nas zakresie częstotliwości) zachodziła we wnętrzu detektora – katody są zatem „przejrzyste" dla sygnału (rys. 7).

Wniosek ten ma daleko idące konsekwencje. Jeżeli katody są przejrzyste dla pola elektromagnetycznego, to należy spodziewać się znacznych przesłuchów między sąsiednimi detektorami słomkowymi. Także zewnętrzne pole elektromagnetyczne (zakłócenia) może przenikać do wnętrza detektorów. W związku z tym zaproponowano konstrukcję katod, w której wewnętrzną warstwę stanowi przewodząca folia poliimidowa (Kapton XC), a zewnętrzną – laminat foliowy: folia Al (6 μm) + folia poliestrowa (12 μm). Konstrukcja taka powinna zapewnić nieprzenikliwość katody dla pola elektromagnetycznego (dobre właściwości ekranujące), a przy okazji radykalnie poprawić gazoszczelność komory słomkowej.

Istnieje wielu producentów laminatów foliowych zawierających folię aluminiową, produkujących na rzecz przemysłu opakowań spożywczych (np. opakowania kawy) czy przemysłu kablowego (niskostratne kable WCZ stosowane np. w telewizji kablowej). Niestety, żaden z nich nie oferował gotowego laminatu zawierającego tak cienką (poniżej 10 μm) folię Al, a uruchomienie produkcji wiązało się ze zbyt dużymi kosztami. Ostatecznie, zdecydowano się więc na wykonanie rurek katodowych z Kaptonu XC i dwustronnie napylanej aluminium folii poliestrowej. Być może jednak zaproponowana przez autorów idea użycia do produkcji słomek laminatów foliowych zostanie zrealizowana w innych eksperymentach.

5. UKŁADY ODBIORU SYGNAŁU Z DETEKTORÓW I TERMINATORY

Układy odbioru sygnału z detektorów słomkowych, dystrybucji wysokich napięć i sygnałów testujących umieszczone są na płytkach drukowanych nazwanych MB (Mother Boards), zaś układy terminacji (dopasowania impedancyjnego) odległych końców detektorów – na płytkach TB (Termination Boards). Pomimo względnej prostoty schematu ideowego układów, zaprojektowanie i realizacja płytek nie była prosta. Duża gęstość kanałów pomiarowych (co 3 mm), elementy wysokonapięciowe (kondensatory 3 kV SMD), wysokie wymagania dotyczące niezawodności (płytki są wklejane trwale w ramę detektora, co praktycznie uniemożliwia serwis), konieczność pracy w atmosferze gazu roboczego słomek (mieszanka o znacznie niższej niż powietrze wytrzymałości na przebicie elektryczne) spowodowały, że konieczne stało się wykonywanie tych płytek w niestandardowej technologii. Płytki, produkowane przez Instytut Tele-Radiotechnicz-

ny, wykonywane są w technologii 4-warstwowej, z otworami studzienkowymi (nie obejmującymi wszystkich warstw), z dodatkowymi frezowaniami wypełnianymi, po montażu wysokonapięciowych elementów SMD, żywicą epoksydową.

Konieczność zapewnienia właściwych warunków transmisji sygnałów ze słomek i odpowiedniej odporności na zakłócenia wymagała aktywnego włączenia się w prace nad projektem mechanicznym ramy komory prowadzone w JINR-Dubna.

6. WZMACNIACZE SYGNAŁOWE I DYSKRYMINATORY

Duża liczba kanałów pomiarowych (detektorów słomkowych) i ograniczenie przestrzeni, w której lokowane są układy odczytu, powodują konieczność stosowania układów scalonych, specjalnie projektowanych z myślą o tego typu zastosowaniach, zawierających kilka kanałów składających się z przedwzmacniacza, wzmacniacza kształtującego (filtrów) i dyskryminatora.

Możliwości wyboru gotowych scalonych wzmacniaczy-dyskryminatorów są bardzo ograniczone. Rozważano układ ASD-8B zaprojektowany na Uniwersytecie Pensylwanii [9] (układ bipolarny, zawierający 8 kanałów pomiarowych) i układ MAD-4, zaprojektowany na Uniwersytecie w Padwie (układ całkowicie bipolarny, choć wykonany w technologii Bi-CMOS, zawierający 4 kanały pomiarowe). Oba układy były przez autorów analizowane i testowane pod kątem zgodności z wymaganiami eksperymentu.

Układ ASD-8B ma strukturę symetryczną ze stałoprądowymi sprzężeniami między stopniami. Ponieważ źródło sygnału (detektor słomkowy) jest niesymetryczne, jeden z przedwzmacniaczy w kanale pozostaje nie wykorzystany, niepotrzebnie zwiększając poziom szumów wejściowych o współczynnik $\sqrt{2}$. Propagowanie napięć niezrównoważenia poprzez sprzężenia stałoprądowe powoduje, że napięcie progowe dyskryminatora musi być dobierane indywidualnie – wymaga oddzielnego przetwornika DAC w każdym kanale. Z praktycznego punktu widzenia największą wadą układu ASD-8B jest jego potencjalna niestabilność – ustawienie poziomu dyskryminacji w jednym z kanałów poniżej poziomu szumów powoduje, że wszystkie kanały znajdują się w stanie generacji, przełączając wyjścia dyskryminatorów z częstotliwością około 3 MHz. Wynika to prawdopodobnie z niedostatecznej separacji między stopniami wzmacniaczy i między kanałami pomiarowymi w wewnętrznej strukturze układu scalonego.

Układ MAD-4 ma wejście asymetryczne, stopnie sprzężone zmiennoprądowo, posiada też układ odtwarzania składowej stałej na wejściu dyskryminatora. Wykazuje bardzo dobrą liniowość, dużą dynamikę i stabilność. Niestety, poziom szumów na wejściu tego układu jest znacząco wyższy niż w przypadku ASD-8B, co skutkowało znacznie gorszą zdolnością rozdzielczą w czasie testów prototypu komory [10].

Nie satysfakcjonująca jakość istniejących układów mogących odbierać sygnały ze słomek spowodowała, że Instytut Radioelektroniki PW wraz z Instytutem Mikro i Optoelektroniki PW postanowiły podjąć prace nad opracowaniem i realizacją własnej konstrukcji takiego układu scalonego, który będzie mógł znaleźć zastosowania w komorach słomkowych budowanych na potrzeby przyszłych eksperymentów.

7. ZAKŁÓCENIA ELEKTROMAGNETYCZNE W HALI EKSPERYMENTALNEJ

Praktyka pokazuje, że zakłócenia elektromagnetyczne w hali eksperymentalnej są podstawowym, ważniejszym niż szumy układów elektronicznych, czynnikiem limitującym rozdzielczość komór słomkowych. Nasza grupa przyjęła na siebie odpowiedzialność za zapewnienie maksymalnej odporności na zakłócenia systemu odczytu danych z komór słomkowych. Analiza teoretyczna i pomiary pola elektromagnetycznego w hali eksperymentalnej pozwoliły na sformułowanie następujących wniosków:

- Zakłócenia mające źródło na zewnątrz hali (od nadajników radiowych UHF) są skutecznie ekranowane przez konstrukcję budynku.
- Zakłócenia pochodzące od infrastruktury technicznej hali (dźwigi, wentylatory, klimatyzatory itp.) mają marginalne znaczenie.
- Podstawowe źródło zakłóceń stanowią zasilacze impulsowe aparatury elektronicznej generujące silne zakłócenia impulsowe o częstotliwości powtarzania około 100 kHz. Zakłócenia te propagują się na duże odległości za pośrednictwem połączeń kablowych – kable sygnałowe, kable sieci energetycznej, kable uziemiające.

Jako podstawową metodę walki z zakłóceniami zaproponowano [11] szerokie używanie dławików separujących montowanych na połączeniach kablowych – tzw. CMC – Common Mode Chokes.

Należy pamiętać, że część układów elektronicznych komór słomkowych pracuje w obecności silnego stałego pola magnetycznego – pola rozproszonego magnesu odchylającego cząstki. Jest to pole o indukcji od 20mT w narożnikach ram komory do 0.15T na środku krawędzi ramy najbliższej magnesowi. Wykorzystując magnes tomografu MRI przebadano właściwości ferrytów rdzeni CMC w obecności zewnętrznych pól magnetycznych [12] wykazując, że wbrew powszechnemu przekonaniu materiały te mogą być używane także w tak silnych zewnętrznych polach magnetycznych.

Testy pierwszych ram komory słomkowej zamontowanych w hali eksperymentalnej (wiosna 2001) potwierdzają ich znacznie większą odporność na zakłócenia w stosunku do modelu komory.

8. PODSUMOWANIE

Z punktu widzenia konstrukcji systemu pomiarowego, służącego do rejestracji bardzo słabych impulsów prądowych, hala eksperymentalna, typowa dla eksperymentów fizyki cząstek, jest środowiskiem niezwykle trudnym i wymagającym. Nagromadzenie ogromnej ilości aparatury elektronicznej, urządzeń elektrycznych oraz związanego z nimi okablowania wokół przestrzeni pomiarowej powoduje bardzo wysoki poziom zakłóceń elektromagnetycznych przenikających różnymi drogami na czułe wejścia układów elektronicznych rejestracji sygnałów z detektorów promieniowania. Minimalizacja wpływu tych zakłóceń wymaga stworzenia kompleksowego projektu systemu, obejmującego nie tylko układy elektroniczne, ale także cały szereg rozwiązań, które mają kluczowy wpływ na parametry systemu detekcji. Należy do nich konstrukcja

samego detektora, która powinna zapewnić, przy uwzględnieniu ograniczeń wynikających z fizyki oddziaływania promieniowania z materiałem detektora, efektywne ekranowanie zakłóceń. Należy do nich także problem minimalizacji wpływu zakłóceń poprzez właściwą organizację połączeń masy poszczególnych komponentów systemu, a także, w skali całego eksperymentu, organizację systemu uziemiania poszczególnych urządzeń. Ostatnie z wymienionych zagadnień, wymagające znajomości problemów związanych z mechanizmami propagacji fal elektromagnetycznych w ograniczonym ośrodku, nie jest zwykle traktowane w eksperymentach fizycznych z należytą uwagą, powodując wiele trudności w fazie budowy i uruchamiania układu eksperymentalnego, a także ograniczając możliwości instalowanej aparatury. Niniejszy artykuł jest próbą usystematyzowania głównych zagadnień związanych z konstrukcją układów detekcyjnych opartych na gazowych detektorach pozycyjnych. Intencją autorów była też próba uświadomienia faktu, że konstrukcja złożonego systemu pomiarowego musi być kompleksowa, obejmująca wszystkie jego elementy, włącznie z elementami konstrukcji mechanicznej i okablowaniem.

9. BIBLIOGRAFIA

1. H. Geiger, E. Rutherford: Proc. Royal Soc. A, vol. 81, 1908, p. 141.
2. G. Charpak et al.: Nucl. Instrum. and Methods, vol. 62, 1968, p. 262.
3. F. Sauli: *Gas detectors: Recent developments and future perspectives*. Nucl. Instrum. and Methods in Phys. Res. A, vol. 419, 1998, pp. 189-201.
4. G. Charpak et al.: Nucl. Instrum. and Methods, vol. 62, 1968, p. 262.
5. G. Braun et al.: *Designing Front-End Boards for use with the CATCH-HOTLink Interface*. CERN-COMPASS Note, 1999-7, May, 1999.
6. T. S. Shin et al.: *Resistive Kapton straw tube drift chamber prototype: first results*. Nucl. Instrum. and Methods in Phys. Res. A, vol. 332, 1993, pp. 469-475.
7. J. Marzec, K. Zaremba, Z. Pawlowski and B. Konarzewski: *Signal Propagation in Straw Tubes with Resistive Cathode*. IEEE Trans. Nucl. Sci., vol. 47, no. 1, Feb. 2000, pp.18-24.
8. J. Marzec, K. Zaremba, Z. Pawlowski and B. Konarzewski: *Transparency of the Straw Tube Cathode for the Electromagnetic Field*. IEEE Trans. Nucl. Sci. Apr. 2002.
9. V. Bondarenko et al.: *Kapton straw chamber for a tracking transition radiation detector*. Nucl. Instrum. and Methods in Phys. Res. A, vol. 327, 1993, pp. 386-392.
10. F. M. Newcomer et al.: *A Fast Low Power, Amplifier-Shaper-Discriminator for High Rate Straw Tracking System*. IEEE Trans. Nucl. Sci., vol. 40, Aug. 1993, pp. 630-636.
11. G. Braun et al.: *In Vivo Time Resolution Tests of MAD-4 and ASD-8B Preamplifiers*. CERN-COMPASS Note, 1999-16, Nov. 1999.
12. J. Marzec, K. Zaremba, Z. Pawlowski, B. Konarzewski: *Electromagnetic Interference (EMI) Problems in HEP Experiments*. CERN-COMPASS Note 2001-1, March 2001.
13. J. Marzec, K. Zaremba, Z. Pawlowski, B. Konarzewski: *EMI suppression properties of the chokes in the external magnetic fields*. CERN-COMPASS Note 2000-9, June 2000.

J. MARZEC, K. ZAREMBA, Z. PAWŁOWSKI, B. KONARZEWSKI, G. DOMAŃSKI

READ-OUT ELECTRONICS OF THE STRAW CHAMBER IN COMPASS EXPERIMENT

Summary

A set of problems related to design and construction of the straw chambers, their read-out electronics and data acquisition system is presented. Some solutions applied in the COMPASS experiment are shown. Straw chambers, together with a bending magnet and Cherenkov detector, are the main components of the Large Area Tracker in this experiment. Low noise and high EMI immunity of the system in terms of achieved spatial resolution is the main topic of the article.

Keywords: straw chamber, straw tube, electromagnetic compatibility, EMI immunity, shielding

KWARTALNIK ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI, 2002, 48, z. 2, ss. 435–448

Wykorzystanie paskowych detektorów krzemowych w dyfraktometrii promieniowania X

PAWEŁ GRYBOŚ, WŁADYSŁAW DĄBROWSKI

Wydział Fizyki i Techniki Jądrowej, AGH al. Mickiewicza 30, 30-059 Kraków

Otrzymano 2001.10.07
Autoryzowano 2001.11.30

W artykule przedstawiono system do pozycjoczułej jednowymiarowej detekcji promieniowania X dedykowany do zastosowań dyfraktometrycznych. Zasadniczymi elementami systemu są: krzemowy detektor paskowy i specjalizowany 64-kanałowy układ scalony zawierający niskoszumowe układy elektroniki front-end i bloki cyfrowe umożliwiające przechowanie danych, kontrolę polaryzacji i komunikację ze światem zewnętrznym poprzez łącza szeregowe. W artykule omówiono architekturę układu scalonego ze zwróceniem szczególnej uwagi na optymalizację szumową, minimalizację rozrzutu parametrów elektrycznych pomiędzy kanałami, oraz integrację bloków analogowych i cyfrowych w jednym układzie scalonym. Przedstawiono przykładowe wyniki pomiarów prototypowego systemu.

Słowa kluczowe: detektory krzemowe, specjalizowane układy scalone, układy typu „mixed-mode", elektronika front-end, szumy.

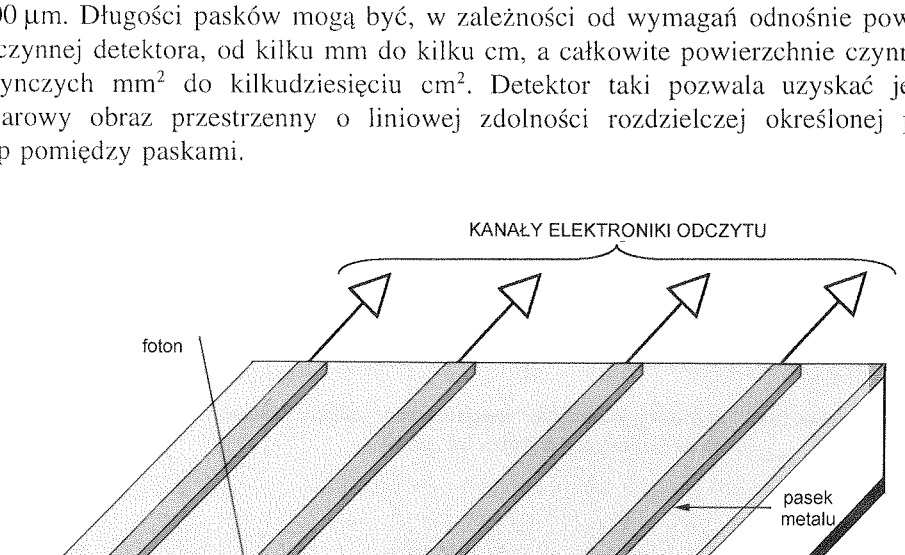
1. WSTĘP

Od początku lat 80-tych paskowe detektory krzemowe o wysokiej rozdzielczości przestrzennej stosowane są z powodzeniem w eksperymentach fizyki cząstek elementarnych [1]. W ostatnich latach szereg czołowych ośrodków naukowych na świecie, takich jak LBL w Berkeley, USA, oddziały INFN w Trieście i w Pizie we Włoszech, LEPSI w Strasburgu, CERN w Genewie [2–5] prowadzi prace nad wykorzystaniem tychże detektorów pracujących w temperaturze pokojowej w zakresie pozycjoczułej detekcji promieniowania X. Prace te są ukierunkowane głównie na zagadnienia obrazowania w medycynie i biologii, gdzie typowo stosuje się źródła promieniowania X o energiach ok. 20 keV. Równocześnie są prowadzone prace nad rozwojem systemów detekcyjnych pod kątem zastosowań w dyfraktometrach rentgenowskich [6], gdzie niska energia

promieniowania X, typowo 8 keV, stwarza znacznie trudniejsze wymagania dla układów elektroniki odczytu, głównie ze względu na ograniczony stosunek sygnału do szumu.

Paskowy detektor krzemowy jest matrycą diod wykonanych w formie pasków na monolitycznej płytce wysokoomowego krzemu i spolaryzowanych w kierunku zaporowym. Cząstka naładowana lub foton generuje w obszarze warstwy zubożonej detektora określoną liczbę par elektron-dziura ze współczynnikiem konwersji 3.6 eV/parę. Przykładowo zaabsorbowany foton promieniowania X o energii 8 keV generuje w detektorze krzemowym ładunek około 2200 elektronów, a relatywistyczna cząstka minimalnie jonizująca przelatując przez detektor o grubości 300 μm generuje ładunek około 24000 elektronów. Wygenerowany ładunek jest zbierany na paskach detektora indukując przy tym krótkie, rzędu 20 ns, impulsy prądowe w paskach odczytowych. Pozycja przejścia fotonu lub cząstki jest określona przez położenie paska, na którym pojawił się sygnał (rys.1).

W typowych detektorach używanych w eksperymentach fizyki wysokich energii stosuje się paski o szerokości rzędu 10-20 μm rozmieszczone w odstępach rzędu 25-100 μm. Długości pasków mogą być, w zależności od wymagań odnośnie powierzchni czynnej detektora, od kilku mm do kilku cm, a całkowite powierzchnie czynne od pojedynczych mm^2 do kilkudziesięciu cm^2. Detektor taki pozwala uzyskać jednowymiarowy obraz przestrzenny o liniowej zdolności rozdzielczej określonej przez odstęp pomiędzy paskami.



Rys. 1. Uproszczony schemat detektora paskowego ze sprzężeniem AC

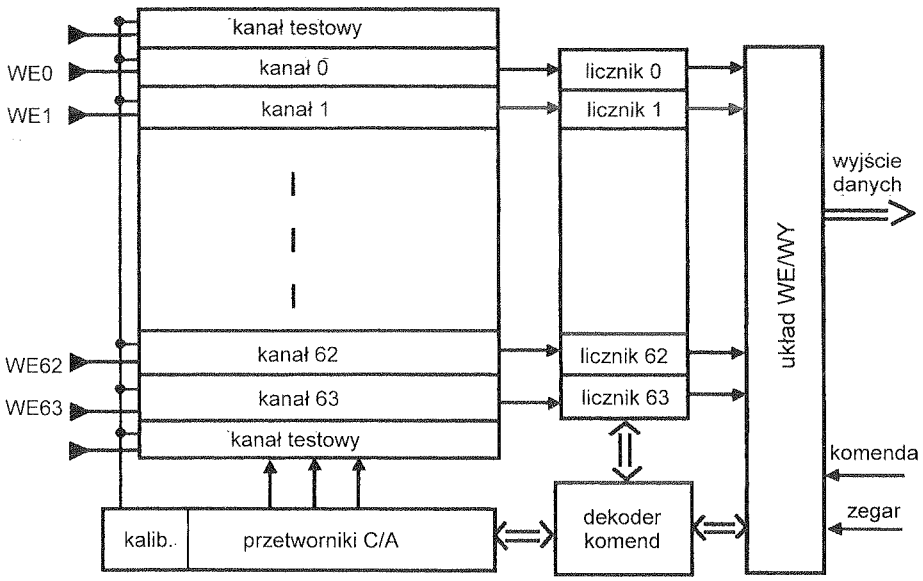
Efektywne wykorzystanie krzemowego detektora mikropaskowego jako detektora pozycyjnego jest możliwe pod warunkiem zastosowania specjalizowanych układów

scalonych do odczytu sygnałów z detektora, jako że do każdego elementu detekcyjnego (diody) dołączony jest indywidualny tor elektroniki odczytu. Aby możliwe było podłączenie układów elektroniki odczytu do wielu pasków detektora wymiary geometryczne wielokanałowego układu scalonego muszą być dopasowane do geometrii pasków detektora, a więc pojedynczy tor elektroniki odczytu zawierający przedwzmacniacz i dalsze bloki funkcjonalne musi się mieścić w pasku o szerokości rzędu 50-100 μm na powierzchni układu scalonego. Budowa wielokanałowych dedykowanych układów scalonych stała się możliwa dzięki olbrzymiemu postępowi, jaki dokonał się w elektronice w ciągu ostatniego dziesięciolecia w dziedzinie specjalizowanych układów scalonych. Technika specjalizowanych układów scalonych pozwala na szybkie i tanie wykonanie prototypów układów scalonych projektowanych przez użytkownika dla specyficznych zastosowań, a co najważniejsze, daje możliwość wykorzystywania bardzo zaawansowanych technologii elektronicznych.

Niniejsza praca prezentuje system do pozycjoczułej jednowymiarowej detekcji promieniowania X opracowany pod kątem zastosowania w dyfraktometrach rentgenowskich. Dwa podstawowe elementy systemu to: paskowy detektor krzemowy i specjalizowany 64-kanałowy układ scalony o binarnej architekturze odczytu. W omawianym projekcie wykorzystano detektor o odstępie pomiędzy paskami równej 100 μm i długości pasków równej 1 cm. Odstęp między paskami odpowiada typowej szerokości szczeliny stosowanej w dyfraktometrach rentgenowskich wykorzystujących pojedynczy detektor promieniowania zamontowany na ramieniu goniometru.

2. ARCHITEKTURA UKŁADU RX64

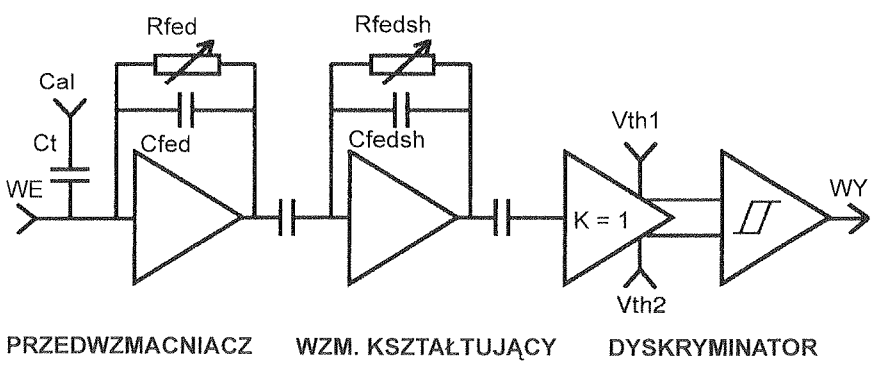
Schemat blokowy 64-kanałowego układu scalonego RX64 przedstawia rys 2. Kanały analogowe front-end odpowiedzialne są za ekstrakcję, wzmocnienie i kształtowanie sygnałów z pasków detektora, oraz dyskryminację impulsów ze względu na ich amplitudę. Impulsy przekraczające zadany próg dyskryminacji są zliczane w licznikach przez określony czas zależny od wymagań prowadzonego eksperymentu. Każdy z kanałów jest całkowicie niezależny, jako że z uwagi na statystyczną naturę promieniowania X sygnały pojawiające się w poszczególnych kanałach elektroniki są rozłożone w czasie zgodnie z rozkładem Poissona. Oprócz indywidualnych kanałów odpowiedzialnych za ekstrakcję i buforowanie sygnałów, układ zawiera bloki wspólne, z których najważniejsze to: wewnętrzny układ kalibracyjny, przetworniki DAC do generacji progu dyskryminacji, amplitudy sygnału kalibracyjnego i ustawiania prądów polaryzacji w części analogowej, dekoder komend i układy WE/WY zapewniające szeregową transmisję zawartości liczników do zewnętrznego systemu akwizycji danych i transmisję sygnałów sterujących przychodzących do układu.



Rys. 2. Schemat blokowy układu RX64

2.1. UKŁAD FRONT-END

Schemat blokowy pojedynczego kanału elektroniki front-end przedstawia rys. 3. Na kanał składają się: przedwzmacniacz, wzmacniacz kształtujący i dyskryminator amplitudy. Impulsy prądowe z detektora są całkowane w przedwzmacniaczu ładunkowym, a następnie wzmacniane i formowane we wzmacniaczu kształtującym zgodnie z wymogami czasowymi. Uformowane impulsy są podawane na różnicowy dyskryminator amplitudy, który w odpowiedzi na impulsy przekraczające zadany próg generuje impulsy cyfrowe zliczane następnie w układach liczników.



Rys. 3. Schemat blokowy pojedynczego kanału front-end

Z punktu widzenia optymalizacji elektroniki front-end najistotniejszymi zagadnieniami są:

- minimalizacja szumów, przy zachowaniu odpowiedniej szybkości zliczeń i restrykcyjnym ograniczeniu na moc traconą w pojedynczym kanale,
- mały rozrzut wzmocnień i napięć niezrównoważenia od kanału do kanału,
- odporność na zakłócenia pochodzące od bloków cyfrowych.

W literaturze można znaleźć szereg rozwiązań niskoszumowych układów do odczytu krzemowych detektorów paskowych, jednak w większości dotyczą one zastosowań w eksperymentach fizyki wysokich energii, gdzie typowy sygnał z detektora jest około 10 razy większy od sygnału generowanego przez fotony X o energii 8 keV stosowane w dyfraktometrii. Z tego względu minimalizacja szumów jest podstawowym problemem w omawianym projekcie. Gęstość widmowa mocy szumów na wyjściu przedwzmacniacza ładunkowego może być wyrażona zgodnie z formułą: [7,8]:

$$\frac{d\langle v_{pre}^2\rangle}{df} = \left|\frac{C_{det}+C_{fed}+C_{in}}{C_{fed}}\right|^2 \frac{d\langle v_{eq}^2\rangle}{df} + \left|\frac{1}{sC_{fed}}\right|^2 \frac{d\langle i_{eq}^2\rangle}{df} \tag{1}$$

gdzie v_{eq} i i_{eq} są gęstościami widmowymi ekwiwalentnych wejściowych szumów, odpowiednio napięciowych i prądowych, C_{fed} to wartość pojemności w sprzężeniu zwrotnym przedwzmacniacza, a C_{det} i C_{in} to pojemności odpowiednio detektora i tranzystora wejściowego.

Na ekwiwalentny szum napięciowy składają się szum termiczny i szum 1/f wejściowego tranzystora MOS w przedwzmacniaczu:

$$\frac{d\langle v_{eq}^2\rangle}{df} = \frac{8}{3}kT\frac{1}{g_m} + \frac{K_f}{C_{ox}^2 WLf} \tag{2}$$

gdzie g_m to transkonduktancja, a W i L to wymiary tranzystora MOS.

Na szum prądowy składają się szum śrutowy prądu upływu detektora I_{det}, oraz szum termiczny rezystora polaryzującego detektor R_{det} i rezystora w sprzężeniu zwrotnym przedwzmacniacza R_{fed}:

$$\frac{d\langle i_{eq}^2\rangle}{df} = 2qI_{det} + \frac{4kT}{R_{det}} + \frac{4kT}{R_{fed}} \tag{3}$$

Szumy z wyjścia przedwzmacniacza poddawane są filtracji we wzmacniaczu kształtującym zbudowanym z układu różniczkującego i stopnia całkującego. Wewnętrzne bieguny wzmacniaczy w kolejnych stopniach leżą w tym samym zakresie częstotliwości co zewnętrzna stała czasowa całkowania we wzmacniaczu kształtującym, a więc efektywnie w układzie mamy wielokrotne całkowanie. W rezultacie na wyjściu wzmacniacza kształtującego otrzymujemy impuls napięciowy o kształcie zbliżonym do gaussowskiego. Sposób optymalizacji szumowej tego typu układów jest szeroko znany w elektronice jądrowej [7,8]. Ze względu na to, że sygnał wejściowy ma charakter

sygnału ładunkowego, do oceny własności szumowych całego toru sygnałowego używany jest parametr nazywany równoważnym ładunkiem szumów ENC (ang. Equivalent Noise Charge). Zgodnie z definicją jest to taki ładunek, który podany na wejście przedwzmacniacza w postaci prądowego impulsu dirakowskiego, daje odpowiedź napięciową o amplitudzie równej wartości średniokwadratowej napięcia szumów na wyjściu.

Analiza ENC dla struktury układu pokazanego na rys. 3 prowadzi do kilku wniosków, które pozostają ważne niezależnie od szczegółowych rozwiązań filtru we wzmacniaczu kształtującym, a mianowicie:

- wkład od wejściowego szumu napięciowego białego jest proporcjonalny do całkowitej pojemności na wejściu i odwrotnie proporcjonalny do pierwiastka kwadratowego ze stałej czasowej filtru,
- wkład od wejściowego szumu napięciowego typu 1/f jest proporcjonalny do całkowitej pojemności na wejściu i niezależny od stałej czasowej filtru,
- wkład od wejściowego szumu prądowego jest niezależny od całkowitej pojemności na wejściu i wprost proporcjonalny pierwiastka kwadratowego ze stałej czasowej filtru.

Dla danych wartości pojemności detektora i gęstości widmowych wejściowych szumów napięciowych i prądowych ENC można optymalizować względem stałej czasowej filtru. Stała czasowa filtru wyznacza jednak relacje czasowe impulsu wyjściowego, tj. czas narastania i czas trwania impulsu, które z kolei determinują maksymalną częstość impulsów w torze analogowym, przy której efekty spiętrzania impulsów nie powodują jeszcze znaczącego pogorszenia stosunku sygnału do szumu. W przypadku układu RX64 stała czasowa filtru we wzmacniaczu kształtującym jest narzucona przez wymagania częstościowe i może być regulowana w zakresie od 0.5 μs do 1.0 μs. Przy założonym czasie kształtowania, znanych parametrach detektora oraz ograniczeniu na maksymalną moc traconą w układzie (poniżej 3 mW na kanał) optymalizacja szumowa sprowadza się przede wszystkim do optymalizacji wymiarów i prądu polaryzacji tranzystora wejściowego, oraz elementów sprzężenia zwrotnego w przedwzmacniaczu [9].

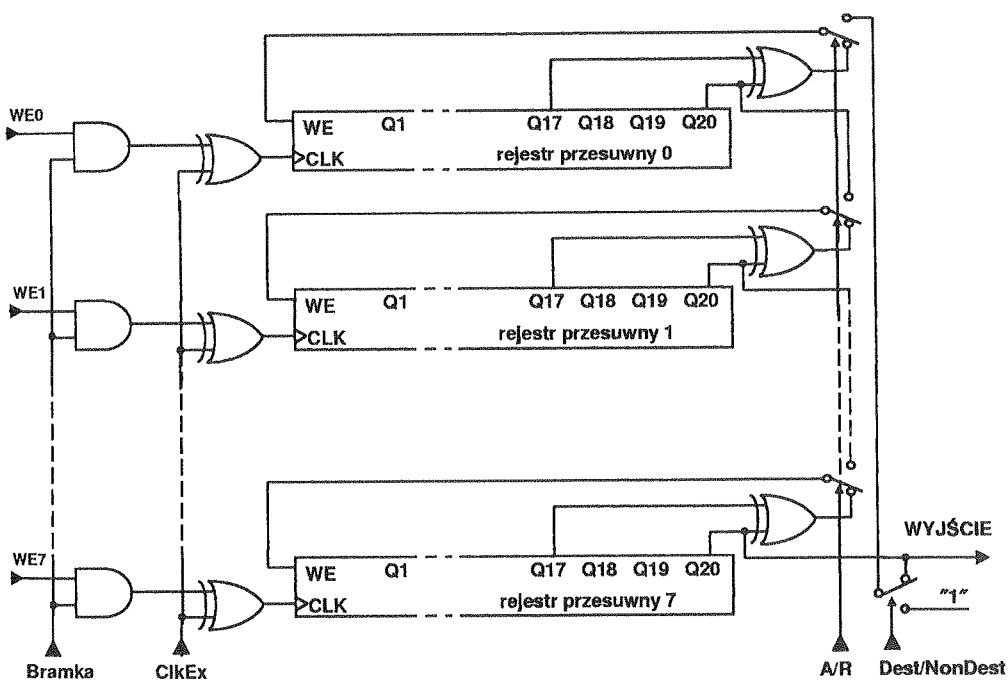
W układzie RX64 zastosowano wspólny próg dyskryminacji dla 64 kanałów, co narzuca określone wymagania na jednorodność parametrów wszystkich kanałów. Przy zadanym napięciu różnicowym podanym na wejścia dyskryminatorów amplitudy efektywny próg dyskryminacji dla danego kanału zależy od wzmocnienia toru analogowego i napięcia niezrównoważenia w danym kanale. Za wzmocnienie układu odpowiedzialne są przede wszystkim elementy występujące w pętlach sprzężenia zwrotnego przedwzmacniacza i wzmacniacza kształtującego, podczas gdy rozrzut napięć niezrównoważenia generowany jest w stopniu dyskryminatora. W stosunku do tych elementów układu scalonego zastosowano dwie naczelne zasady minimalizujące efekty rozrzutów technologicznych. Pierwsza z nich mówi o tym, że jednakowe elementy o większej powierzchni charakteryzują się mniejszym rozrzutem parametrów, natomiast zgodnie z drugą regułą na etapie rysowanie masek poszczególnych elementów (np. pary różnicowej) należy dążyć do uzyskania jak największej symetrii [10].

Dla podniesienia odporności bloków analogowych na zakłócenia cyfrowe, tam gdzie było to możliwe zastosowano konfiguracje różnicowe (dyskryminator). Wymaga-

nia odnośnie szumów wykluczają takie rozwiązania w przypadku przedwzmacniacza i układu kształtującego, jako że zastosowanie układów różnicowych spowodowałoby zwiększenie szumów tych stopni o czynnik $\sqrt{2}$ i dodatkowo zwiększyłoby pobór mocy. W stopniach wzmacniających zastosowano tranzystory PMOS, ponieważ stosowana technologia CMOS jest technologią ze studnią typu *n*, a więc tranzystory PMOS charakteryzują się lepszą izolacją zakłóceń od podłoża układu scalonego [11].

2.2. LICZNIKI

Zaimplementowane w układzie RX64 liczniki są licznikami asynchronicznymi opartymi na koncepcji generatora pseudolosowego [12]. Wyjścia z 20-bitowego rejestru przesuwnego o numerach 17 i 20 podłączone są poprzez bramkę XOR na wejście rejestru (rys. 4). Dzięki temu uzyskuje się na wyjściach rejestru przesuwnego ciąg pseudolosowy o długości $2^{20}-1$, co daje pojemność takiego licznika równą 20 bitów. Rozwiązanie jest szczególnie atrakcyjne ze względu na małą powierzchnię liczników, która jest prawie czterokrotnie mniejsza w stosunku do rozwiązań standartowych [13].



Rys. 4. Blok ośmiu 20-bitowych liczników

Układ liczników pracuje w dwóch modach: zliczania i czytania danych (sterowanie linią A/R na rys. 4). Dane wyczytywane są z rejestru w sposób szeregowy, co powoduje konieczność wstrzymania liczenia w momencie odczytu zawartości licznika. Wprowadza to pewien czas martwy, podczas którego impulsy przychodzące na wejście liczników są tracone. Aby zminimalizować czas martwy 64 liczniki zostały podzielone na 8 grup. Na czas odczytu danych każda grupa składająca się z ośmiu 20-bitowych liczników jest konfigurowana w 160-bitowy rejestr przesuwny. Dla większości zastosowań, a w szczególności dla pomiarów dyfraktometrycznych pojemność liczników jest wystarczająca, żeby pomieścić dane z jednego cyklu pomiarowego.

2.3. DEKODER KOMEND I UKŁAD WE/WY

W celu zminimalizowania liczby zewnętrznych sygnałów kontrolnych dostarczanych do układu scalonego zaimplementowano w nim dekoder komend. Blok ten poprzez łącze szeregowe otrzymuje z zewnętrznego układu sterującego (karta WE/WY w komputerze PC) komendę, którą dekoduje i w odpowiedzi generuje sygnały kontrolne sterujące innymi blokami cyfrowymi. Lista komend sterujących jest zestawiona w Tabeli 1. Oprócz komend obsługujących blok liczników znajdują się tam również komendy do cyfrowego testowania liczników jak i komendy wykorzystywane do pomiarów parametrów analogowych elektroniki front-end. Zaimplementowane w układzie cztery przetworniki cyfrowo-analogowe są również obsługiwane przez dekoder komend. Przetworniki te pozwalają na regulację wartości rezystorów w pętli sprzężenia zwrotnego przedwzmacniacza i układu kształtującego (2 przetworniki 6-bitowe), ustawiają próg dyskryminacji w dyskryminatorze (przetwornik 8-bitowy) oraz ustalają amplitudę impulsu kalibracyjnego.

Aby zminimalizować zakłócenia pochodzące od przełączania znaczących pojemności w obwodzie WE/WY, sygnały kontrolne oraz zegar przesyłane są jako sygnały różnicowe zgodne ze standardem LVDS [14]. Układ RX64 posiada wewnętrzny 2-bitowy adres, co w połączeniu z 8-bitową trójstanową magistralą danych pozwala na podłączenie do jednej magistrali danych czterech układów RX64, czyli łącznie 256 kanałów.

Tabela 1

Lista komend

Kod komendy	Akcja
000	Otwarcie bramki
001	Zamknięcie bramki
010	Odczyt z zerowaniem
011	Odczyt bez zmiany zawartości
100	Wysłanie impulsu kalibracyjnego
101	Impuls testowy dla liczników
110	Załadowanie przetworników C/A
111	–

2.4. PROCEDURY TESTOWE ZAIMPLEMENTOWANE W UKŁADZIE

Dzięki dodatkowym blokom wspomagającym w układzie RX64 jest możliwe prowadzenie testów funkcjonalności oraz pomiarów parametrów analogowych poszczególnych torów odczytu przy użyciu tylko standartowej cyfrowej kary WE/WY zainstalowanej w komputerze. O ile sprawa testowalności samych liczników wydaje się być oczywista dzięki zaimplementowaniu w komand dekoderze impulsu testowego do tych bloków, to testy związane z pomiarem parametrów analogowych wymagają nieco szerszego omówienia. Każdy z kanałów analogowych posiada na wejściu kondensator testowy C_t = 75 fF (rys. 3). Skok napięcia o amplitudzie V_{cal} podany na wejście takiego kondensatora symuluje wstrzykiwanie do przedwzmacniacza impulsu prądowego niosącego ładunek $Q_{inj} = V_{cal} \times C_t$. Blokiem odpowiedzialnym za generację takich impulsów o odpowiedniej amplitudzie jest układ kalibracyjny. W odpowiedzi na sygnał cyfrowy z dekodera komend układ kalibracyjny generuje skok napięcia o amplitudzie regulowanej w zakresie od 1mV do 30 mV przez 5-bitowy przetworniki DAC. Skanując próg dyskryminacji dla kilku wartości wejściowego impulsu kalibracyjnego można wyznaczyć wzmocnienie części analogowej, szumy układu i napięcie niezrównoważenia dyskryminatora amplitudy [9]. Wyniki pomiarów dla trzech różnych wartości stałej czasowej filtru są przedstawione w Tabeli 2.

Tabela 2

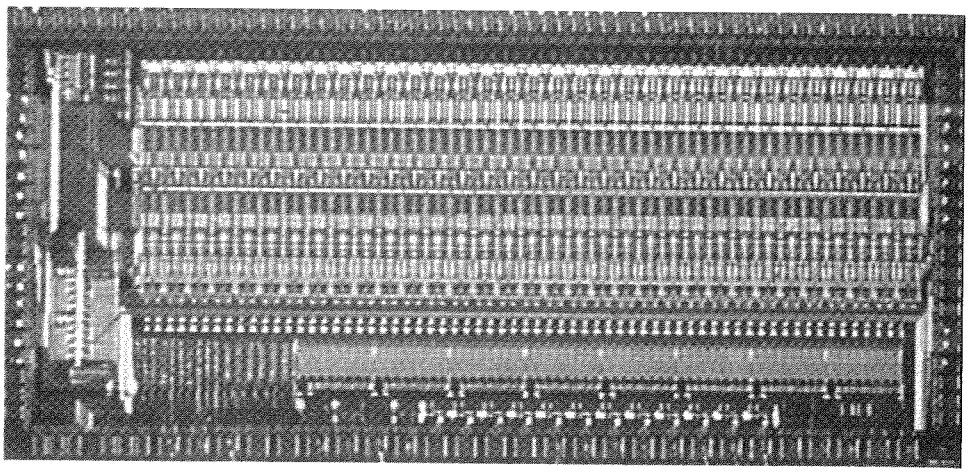
Parametry układu RX64 otrzymane z pomiarów z użyciem układu kalibracyjnego

Stała czasowa τ wzmacniacza kształtującego [μs]	Wzmocnienie ładunkowe [μV/el.]	ENC [el. rms] (przy C_{det} = 2.5 pF)
1.0	94	154
0.7	79	163
0.5	69	184

2.5. PROJEKT MASEK UKŁADU SCALONEGO RX64

Układ wykonano w standartowej technologii 0.8 μm CMOS. Całkowita powierzchnia układu wynosi 2800×6500 μm^2 (patrz rys. 5) i głównej mierze zdeterminowana jest przez wymiary części analogowej. Liczniki i pozostałe bloki cyfrowe zajmują jedynie obszar 770 × 5400 μm^2.

Cześć analogowa i cyfrowa posiadają odrębne linie zasilające podłączone do oddzielnych padów. Podobnie ma się sytuacja w przypadku pierścieni ochronnych (głębokie warstwy dyfuzyjne) oddzielających część cyfrową i analogową. Układ wymaga dwóch napięć zasilających: 3.0 V dla części analogowej i 4.0 V dla części cyfrowej. Rozprowadzenie zasilania w układzie zostało przesymulowane na etapie projektu, z uwzględnieniem rezystancji linii zasilających. Linie zasilające część analogową zostały poprowadzone warstwą metalu 2 ze względu na mniejszą rezystancję w stosunku



Rys. 5. Zdjęcie układu scalonego RX64

do metalu 1. Całkowity pobór mocy układu wynosi 155mW, co daje średnio 2.4 mW na kanał. Wszystkie bloki układu za wyjątkiem dekodera komend zostały narysowane w technice „full custom". Układy różnicowe występujące w części analogowej zostały narysowane w geometrii centroidalnej, natomiast bloki najbardziej wrażliwe na zakłócenia zamknięto w dodatkowe lokalne pierścienie ochronne.

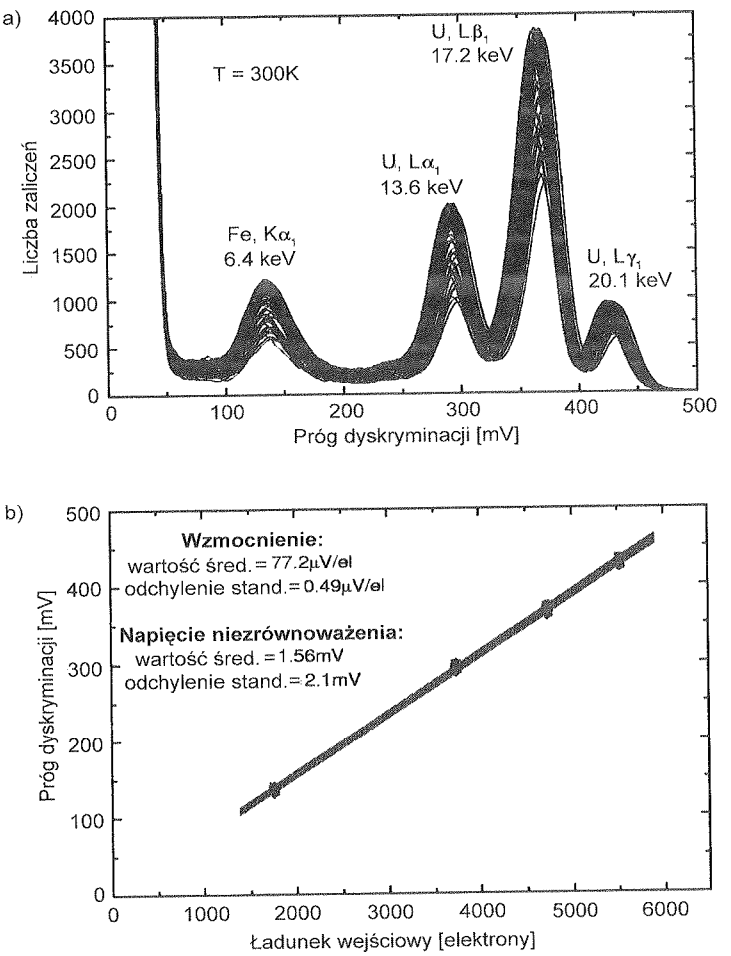
3. POMIARY SPEKTROMETRYCZNE I POZYCYJNE PROMIENIOWANIA X

Parametrem determinującym praktyczną użyteczność układu wielokanałowego o architekturze binarnej są małe rozrzuty wzmocnień i napięć niezrównoważenia od kanału do kanału. Pomiary tych parametrów wykonane z użyciem wewnętrznego układu kalibracyjnego są obarczone niepewnością związaną z rozrzutem wartości małych kondensatorów testowych C_t = 75 fF (rys. 3). Aby wyeliminować błędy związane z wielkością wstrzykiwanego ładunku wykorzystano fizyczne sygnały generowane w detektorze przez promieniowanie. Posłużono się w tym celu źródłem promieniowania X o czterech dobrze określonych liniach energetycznych 6.4 keV, 13.6 keV, 17.2 keV, 20.1 keV. Skanując próg dyskryminacji i różniczkując całkowitą liczbę zliczeń uzyskano widma różniczkowe (rys. 6a) zmierzone równocześnie w 64 kanałach. Szerokości linii energetycznych w przedstawionym widmie są zdeterminowane przez szumy układu i są praktycznie identyczne dla wszystkich kanałów. Różnice w natężeniach danej linii dla 64 kanałów wynikają z różnej intensywności promieniowania X padającego na poszczególne paski.

Zakładając, że średnia energia potrzebna na wygenerowanie pary elektron-dziura w krzemie wynosi 3.6 eV, możemy uzyskać bezwzględną kalibrację wzmocnienia ładunkowego części analogowej. Krzywe odpowiedzi dla 64 kanałów są pokazane na rys. 6b. Wykreślając krzywą odpowiedzi dla każdego kanału można obliczyć wzmoc-

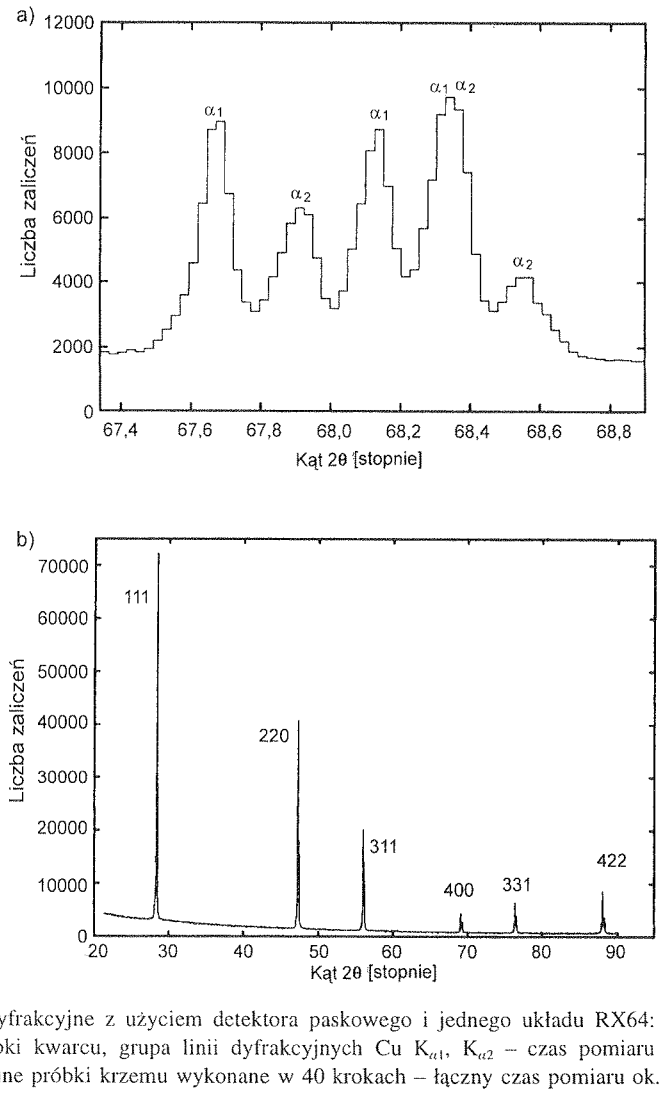
nienie i napięcie niezrównoważenia w każdym kanale. Otrzymane rozrzuty efektywnych progów dyskryminacji są do zaniedbania w porównaniu szumem w pojedynczym kanale.

Zbiorcze widmo pokazane na rys. 6a, zarejestrowane równocześnie dla 64 kanałów pomiarowych, ilustruje w sposób bezpośredni przydatność opracowanego układu do pomiarów dyfraktometrycznych z wykorzystaniem promieniowania X o niskich energiach. Widać, że dla energii 6.4 keV dystans pomiędzy zakresem szumów i zakresem sygnałów z detektora generowanych przez promieniowanie o energii 6.4 keV jest wystarczająco duży. Pozwala to na takie ustawienie progu dyskryminacji, aby wyeliminować praktycznie całkowicie zliczenia od impulsów szumowych i równocześnie rejestrować linię 6.4 keV z pełną wydajnością we wszystkich kanałach.



Rys. 6. Widmo źródła radioaktywnego Pu-238 wraz z fluorescencyjną linią Fe Kα zmierzone z użyciem paskowego detektora krzemowego i układu RX64: a) spektrum dla 64 kanałów, b) krzywe kalibracyjne dla 64 kanałów

W celu przeprowadzenia pomiarów dyfraktometrycznych moduł składający się z detektora paskowego o odległościach pomiędzy paskami równej 100 μm, oraz jednego układu RX64, umieszczono w osi ogniskowania dyfraktometru X'Pert firmy Philips pracującego z lampą o energii promieniowania X równej 8 keV. Przy ramieniu dyfraktometru r ≈ 23 cm moduł obejmował swym zasięgiem zakres kątowy około 1.6 stopnia, pozwalając na uzyskanie kątowej zdolności rozdzielczej na poziomie 0.025 stopnia. Przykładowe uzyskane fragmenty widm dyfrakcyjnych dla kwarcu i krzemu przedstawia rys. 7.



Rys. 7. Pomiary dyfrakcyjne z użyciem detektora paskowego i jednego układu RX64: a) fragment widma dyfrakcyjnego próbki kwarcu, grupa linii dyfrakcyjnych Cu $K_{\alpha 1}$, $K_{\alpha 2}$ – czas pomiaru 15 sek., b) widmo dyfrakcyjne próbki krzemu wykonane w 40 krokach – łączny czas pomiaru ok. 10 minut

Uzyskana zdolność rozdzielcza jest identyczna jak przy najlepszych nastawach wyżej wspomnianego dyfraktometru, natomiast czas pomiaru z wykorzystaniem 64-kanałowego modułu został skrócony 64-krotnie w stosunku do tradycyjnej metody pomiarowej ze skanowaniem pojedynczej szczeliny. Jest to szczególnie istotne w pomiarach, które wymagają długich czasów ze względu na mały objętościowo obszar rozpraszający promieniowanie rentgenowskie. Z drugiej strony zaprezentowany układ wydaje się być atrakcyjny do badania procesów dynamicznych, zachodzących np. podczas wygrzewania, które ze względu na szybko zachodzące procesy przemiany, wymagają bardzo szybkich pomiarów z dużą statystyką.

4. PODSUMOWANIE

Przedstawiony system do pozycjoczułej jednowymiarowej detekcji promieniowania X może być z powodzeniem stosowany w badaniach dyfraktometrycznych. Kluczowy element systemu jakim jest układ scalony RX64 dzięki wielokanałowej architekturze, skraca w sposób znaczący czas pomiaru. Przy pewnej modyfikacji projektowej układu RX64, ze względu na jego niskie szumy, mały pobór mocy oraz jednorodność wszystkich kanałów odczytowych rysuje się możliwość wykorzystania go w technikach obrazowania w medycynie wykorzystujących dwie linie promieniowania X o nieznacznie różniących się energiach, co poprawi znacząco jakość uzyskiwanego obrazu.

PODZIĘKOWANIA

Autorzy pragną podziękować Prof. T. Stobieckiemu z Katedry Elektroniki Akademii Górniczo-Hutniczej za udostępnienie swojego laboratorium do wykonania pomiarów dyfraktometrycznych.

BIBLIOGRAFIA

1. G. Lutz: *Semiconductor radiation detector*. Germany, Springer Verlag, 1999.
2. H. J. Besch: *Radiation detectors in medical and biological applications*. Nuclear Instruments and Methods, vol. A419 ,(1998), pp. 202–216.
3. B. Ludewigt, J. Jaklevic, I.Kipnis, C. Rossington, H. Spieler: *A high rate, low noise, X-ray silicon strip detector system*. IEEE Transaction on Nuclear Science 41 (1994), pp. 1037–1041.
4. P. Fessler, J. Coffin, H. Eberle, C. de Raad Iseli, B. Hilt, D. Huss, et al.: *An important step forward in continuous spectroscopic imaging of ionising radiations using ASICs*. Nuclear Instruments and Methods, vol. A421 (1999), pp. 130–141.
5. R. Turchetta et al.: *High spatial resolution silicon read-out system for single photon X-ray detection*. IEEE Transaction on Nuclear Science 41 (1994), pp. 1063–1068.
6. V. Chatzisotiriou, I. Christofis, N. Dimitriou, Ch. Dre, N. Haralabidis, S. Karvelas, et al.: *X-ray powder crystallography with vertex instrumentation*. Nuclear Instruments and Methods, vol. A418 (1998), pp. 173–185.

7. K. Korbel: *Układy ekektroniki front-end.* AGH Uczelniane Wydawnictwa Naukowo-Dydaktyczne, Kraków 2000, ss. 87–101
8. W. Sansen, Z. Chang: *Limits of Low Noise Performance of Detector Readout Front Ends in CMOS Technology.* IEEE Transaction on Circuits and Systems, Vol. 37, No. 11 (1990), pp. 1375–1382.
9. P. Gryboś, W. Dabrowski: *Development of a fully integrated readout system for high count rate position-sensitive measurements of X-rays using silicon strip detectors.* IEEE Transactions on Nuclear Science, vol. 48, no. 3, (2001), pp. 466–472.
10. K. Laker, W. Sansen: *Design of analog integrated circuits and systems.* New York, McGraw-Hill, 1994.
11. B. Nauta, G. Hoogzaad: *Substrate Bounce in Mixed-Mode CMOS ICs*, in book edited by J. Huijsing, R. van de Plassche, W. Sansen, *Analog circuit design. Volt electronics; mixed-mode systems; low-noise and RF power amplifiers for telecommunication.* Kluwer Academic Publishers, Boston, 1999, pp. 157–171.
12. P. Horowitz, W. Hill: *Sztuka elektroniki.* Tom 2, Warszawa Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, 1996, ss. 206–207.
13. P. Gryboś, W. Dąbrowski, P. Hottowy, K. Świentek, R. Szczygieł: *Design and Test of Pseudo-random Counters and Control Logic for a Multichannel Mixed-mode IC for Readout of Silicon Strip Detectors.* Proceedings of the 8th International Conference on Mixed Design of Integrated Circuits and Systems – MIXDES'2001 Zakopane, Poland, June 12–23, 2001, pp. 143–148.
14. IEEE Std 1596.3-1996, IEEE Standard for Low-Voltage Differential Signals (LVDS) for Scalable Coherent Interface (SCI).

P. GRYBOŚ, W. DĄBROWSKI

SILICON STRIP DETECTORS IN X-RAY DIFFRACTOMETRY APPLICATIONS

Summary

The paper describes a multichannel readout system for applications in X-ray diffractometry. The system consists of a silicon strip detector and a mixed-mode 64-channel readout chip RX64. The integrated circuit is implemented in a 0.8 μm CMOS p-well epi-type substrate technology. The single channel comprises a charge sensitive preamplifier, a shaper, a discriminator and a pseudo-random 20-bit counter. To increase the functionality and testability additional blocks like calibration circuit, internal DACs and command decoder are implemented on the chip. The equivalent noise charge (ENC) measured at room temperature for the detector capacitance of 2.5 pF and integration time of 0.7 μs is 167 electrons rms. The power dissipation is below 2.5 mW/channel. The input referred channel-to-channel offset variation is only 28 electrons rms, while the gain spread expressed as sigma to the mean value is 0.5%. The chip occupies the area 2.8×6.5 mm^2.

Keywords: ASIC – X-ray detection, Application Specific Integrated Circuit, mixed-mode circuits, matching, front-end electronics, noise silicon strip detectors.

KWARTALNIK ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI, 2002, 48, z. 2, ss. 449–467

Diagnostyka detektora Veto Wall jako przykład metody Elementarnych Bloków Funkcjonalnych

MAREK ADAMUS[1], KRZYSZTOF POŹNIAK[2]

1. Instytut Problemów Jądrowych, ul. Hoża 69, 00-681 Warszawa
2. Instytut Systemów Elektronicznych, Politechnika Warszawska, ul. Nowowiejska 15/19, 00-665 Warszawa

Otrzymano 2001.10.17
Autoryzowano 2001.12.10

W pracy zawarto kompleksowy opis warstwy diagnostycznej systemu elektronicznego detektora Veto Wall opracowany w oparciu o model Elementarnego Bloku Funkcjonalnego. Przedstawiono strukturę i własności modelu oraz metodę projektowania. Zawarto również dyskusję charakterystycznych własności systemu elektronicznego Veto Wall i dokonano porównania otrzymanego projektu modelowego z istniejącym systemem.

Słowa kluczowe: ZEUS, HERA, diagnostyka, fotopowielacz, dyskryminator, meantimer, synchronizacja, macierz koincydencji, analiza topologiczna, analiza czasowa.

1. WSTĘP

Obowiązek utrzymywania detektora Veto Wall (VW) w stanie ciągłej gotowości do uczestnictwa w eksperymencie ZEUS i zapewnienie wysokiej niezawodności wymaga przede wszystkim:

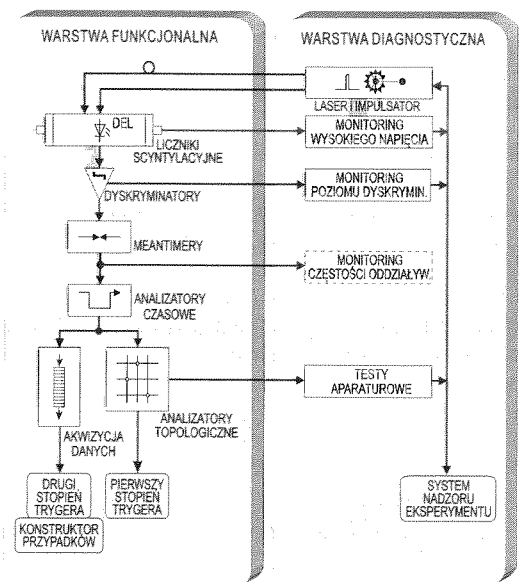
- **w okresie działania eksperymentu:**
  - ciągłego kontrolowania pracy całego elektronicznego systemu detektora VW za pomocą monitoringu,
  - szybkiej i skutecznej reakcji na powstałe awarie zauważone za pomocą narzędzi diagnostycznych,
- **w okresie przerw** przeprowadzania napraw i dokładnych testów systemu.

Spełnienie tych wymagań jest więc związane z wyposażeniem elektronicznego Systemu detektora VW (nazywanego dalej Systemem VW) nie tylko w warstwę funkcjonalną, ale także w bardzo rozbudowaną warstwę diagnostyczną. O jej użyteczności decydują prawidłowo wplecione w warstwę funkcjonalną narzędzia służące monito-

ringowi, diagnostyce i testom. Obserwuje się zjawisko ciągłego rozbudowywania i doskonalenia tych narzędzi w czasie eksploatacji Systemu VW w ramach eksperymentu ZEUS. Takie potrzeby wynikały i nadal wynikają z faktu, że prawie każda trudno wykrywalna nieprawidłowość w jego działaniu wymusza powstanie nowego, ukierunkowanego na dany problem narzędzia. Niniejsza praca jest poświęcona temu zagadnieniu, omówieniu struktury i wybranych elementów warstwy diagnostycznej, a w dalszej kolejności propozycji systemowego podejścia do diagnostyki oraz prezentacji praktycznych wyników zastosowania omawianej metody dla potrzeb VW.

1.1. ROZWÓJ WARSTWY DIAGNOSTYCZNEJ DETEKTORA VW

Rys. 1 i 2 przedstawiają rozwój warstwy diagnostycznej Systemu VW. Lewe strony rysunków prezentują warstwę funkcjonalną (por. rys. 1 w [8]), natomiast prawe strony zawierają elementy warstwy diagnostycznej.

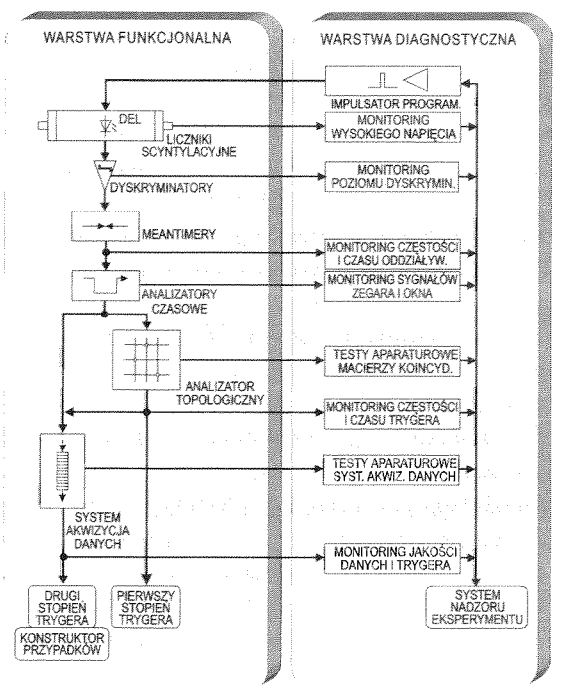


Rys. 1. System VW w momencie rozpoczęcia pracy detektora w 1992 r. Element oznaczony linią przerywaną nie podlegał kontroli i analizie komputerowej

Rys. 1 przedstawia stan systemu w 1992 r. w momencie rozpoczęcia pracy detektora VW. Na warstwę diagnostyczną składały się:

- IMPULSATOR i LASER – zadaniem tych urządzeń było wytwarzanie impulsów testowych dla wszystkich 192 kanałów jednocześnie [5],
- MONITORING WYSOKIEGO NAPIĘCIA – umożliwiał kontrolę wszystkich 192 wartości wysokich napięć przykładanych do fotopowielaczy,

- MONITORING PROGU DYSKRYMINACJI – umożliwiał kontrolę wartości progów ustawianych indywidualnie dla 96 dyskryminatorów,
- MONITORING CZĘSTOŚCI ODDZIAŁYWAŃ – umożliwiał kontrolę częstości wybranych sygnałów (np. koincydencji obu stron detektora VW) za pomocą liczników,
- TESTY APARATUROWE ANALIZATORA TOPOLOGICZNEGO – pozwalające kontrolować za pomocą programowo realizowanych operacji sprawność funkcjonalną, a także wykrywać miejsca, w których występują nieprawidłowości oraz ich przyczyny.



Rys. 2. Aktualny stan Systemu VW

Rys. 2 przedstawia aktualny stan Systemu VW [8]. Niektóre elementy w warstwie diagnostycznej zmieniły się, a część została dodana:

- powstał IMPULSATOR PROGRAMOWALNY [5], którego zadaniem jest wytwarzanie sztucznych sygnałów imitujących przejście cząstki przez scyntylator. Miejsca przejść są ustalane programowo. Zastąpił on LASER i IMPULSATOR. Stosowana metoda pobudzania wszystkich kanałów jednocześnie, wskutek pojawiania się np. przesłuchów między nimi, powodowała uznawanie kanałów niedrożnych za poprawnie działające,
- zostały dodane bloki MONITORINGU SYGNAŁU ZEGARA i MONITORINGU SYGNAŁU OKNA realizujące pomiar częstotliwości sygnałów dostarczanych do

każdego z trzech równolegle pracujących bloków ANALIZATORÓW CZASOWYCH w związku z faktem, że jakość tych sygnałów w decydujący sposób wpływa na jakość analizy czasowej realizowanej przez ANALIZATORY CZASOWE, i w konsekwencji na jakość wytwarzanego TRYGERA przez detektor VW,

- zostały dodane bloki dostarczające danych dla bieżącej analizy przetwarzania od strony fizycznej, w postaci:
  - MONITORINGU CZĘSTOŚCI ODDZIAŁYWANIA jako pomiaru częstości sumy logicznej sygnałów na wyjściach wszystkich meantimerów [8],
  - MONITORINGU MOMENTU ODDZIAŁYWANIA realizowanego jako pomiar czasu pomiędzy wystąpieniem koincydencji sum logicznych sygnałów obu stron VW otrzymywanych z wyjść meantimerów, a nominalnym momentem przecięcia się wiązek e-p,
  - MONITORINGU CZĘSTOŚCI TRYGERA polegającego na równoczesnych pomiarach częstości aktywności flag tła: VETO_IN i VETO_OUT,
  - MONITORINGU MOMENTU TRYGERA realizowanego jako dwa niezależne iloczyny logiczne pomiaru wykonywanego w ramach MONITORINGU MOMENTU ODDZIAŁYWANIA z flagami tła VETO_IN i VETO_OUT.

  Uzyskane w ten sposób informacje pozwalają kreować histogramy, wykresy czasowe i zmiany częstości w czasie. Użyteczność implementacji takich elementów kontroli została zasugerowana przez osoby nadzorujące działanie eksperymentu ZEUS.
- Wprowadzono SYSTEM AKWIZYCJI DANYCH [7] m.in. z następujących względów:
  - zawiera bogate możliwości testów, ponieważ TESTY APARATUROWE SYSTEMU AKWIZYCJI DANYCH pozwalają kontrolować za pomocą programowo realizowanych operacji sprawność funkcjonalną i wykrywać miejsca, w których występują nieprawidłowości oraz badać ich przyczyny,
  - stanowi zarówno element pracujący na rzecz warstwy przetwarzania jak i warstwy diagnostycznej, ponieważ dołącza do każdego rejestrowanego przypadku nadmiarowe informacje w celach kontrolnych. Na ich podstawie można z bardzo dużym prawdopodobieństwem określić wiarygodność dokonanej rejestracji.

1.2. STRUKTURA WARSTWY DIAGNOSTYCZNEJ

Posiadane obecnie elementy warstwy diagnostycznej (por. rys. 2) można zestawić pod kątem realizowanych zadań jako grupy:

- **testów aparaturowych** obejmujących swoim zasięgiem szeroko pojętą diagnozę i kontrolę sprawności funkcjonalnej elektronicznego Systemu VW. W skład grupy wchodzą trzy elementy:
  - IMPULSATOR PROGRAMOWALNY,
  - TESTY APARATUROWE ANALIZATORA TOPOLOGICZNEGO,
  - TESTY APARATUROWE SYSTEMU AKWIZYCJI DANYCH.
- **monitoringu parametrów** umożliwiającego ocenę stopnia odstępstwa od ustalonych norm dla wybranych sygnałów lub danych, zazwyczaj o kluczowym znaczeniu. Grupę

tworzą wszystkie pozostałe elementy warstwy diagnostycznej. Od strony funkcjonalnej można z grubsza sklasyfikować sposoby monitoringu parametrów na:

- **kwazi-bieżący** monitoring najważniejszych parametrów charakteryzujący stan pracy Systemu VW. W tej klasie mieszczą się:
  - MONITORING WARTOŚCI WYSOKIEGO NAPIĘCIA,
  - MONITORING WARTOŚCI PROGU DYSKRYMINACJI,
  - MONITORING SYGNAŁU ZEGARA,
  - MONITORING SYGNAŁU OKNA,
- **kwazi-nadążny** monitoring w ramach którego pewna ilość informacji charakteryzująca sygnały lub dane może być „odsysana" z kluczowych miejsc warstwy funkcjonalnej, jednak bez możliwości dokładnego określania chwili uzyskania tych informacji. Do klasy tej należą elementy warstwy diagnostycznej, umożliwiające m.in. kontrolę jakości wytwarzania TRYGERA VW:
  - MONITORING CZĘSTOŚCI ODDZIAŁYWANIA,
  - MONITORING CZĘSTOŚCI TRYGERA,
  - MONITORING MOMENTU ODDZIAŁYWANIA,
  - MONITORING MOMENTU TRYGERA,
- **nadążny** monitoring, zadaniem którego jest uzyskiwanie informacji charakteryzujących sygnały lub dane wraz z określeniem momentu ich uzyskania, czyli współbieżnie z realizowanym procesem. Realizacja monitoringu nadążnego jest często w praktyce trudna, czasem wręcz niemożliwa. Nie zawsze jest też celowa. Niemniej jednak wszędzie tam, gdzie tego typu monitoring jest **celowy** (kontrola bardzo istotnych parametrów procesu), bądź **możliwy** do zastosowania (m.in. ze względu na rozsądne koszty) powinien być stosowany. Do prezentowanej klasy należy MONITORING JAKOŚCI DANYCH.

Omówione elementy warstwy diagnostycznej oraz sposoby realizacji monitoringu służą do prowadzenia obserwacji i kontroli stanu całego detektora VW podczas działania w eksperymencie, czyli w tzw. trybie „on-line".

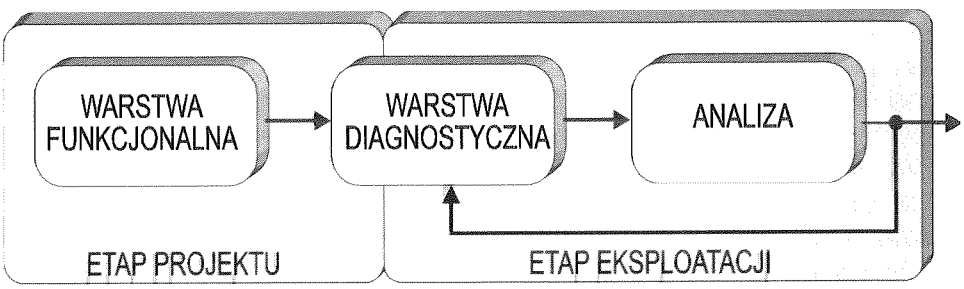
2. DYSKUSJA NAD KOMPLEKSOWYM PODEJŚCIEM DO PROJEKTOWANIA SYSTEMÓW ELEKTRONICZNYCH DLA FWE

Znaczący rozwój warstwy diagnostycznej Systemu VW jaki został dokonany już w okresie eksploatacji detektora VW, w stosunku do jego praktycznie nie zmodyfikowanej warstwy funkcjonalnej, pozwala sformułować następujące wnioski:

1. na etapie projektu bardzo trudno było przewidzieć niezbędne elementy warstwy diagnostycznej w sposób wyczerpujący i optymalny zarazem,
2. próbowano przewidzieć (często intuicyjnie) określone klasy problemów i w związku z tym warstwę diagnostyczną zaprojektowano w sposób wybiórczy,
3. rozbudowa warstwy diagnostycznej w już działającym Systemie VW była trudna technicznie i kosztowna,

4. nastąpiła ewolucja sposobu kontroli Systemu VW polegająca na odchodzeniu od narzędzi testujących na rzecz metod szczegółowego monitoringu sygnałów i danych. Zaszła w ten sposób pewna jakościowa zmiana, polegająca na wykorzystywaniu głównie danych fizycznych jako bardziej uniwersalnego i dużo wydajniejszego źródła danych testowych.

Przytoczony przykład rozwoju Systemu VW jest szczególnym przypadkiem najczęściej stosowanego algorytmu postępowania, w którym warstwa funkcjonalna powstaje całkowicie na etapie projektu, natomiast rozwój warstwy diagnostycznej uwarunkowany jest analizą pracy Systemu w okresie eksploatacji, co pokazano na rys. 3



Rys. 3. Klasyczna metoda projektowania

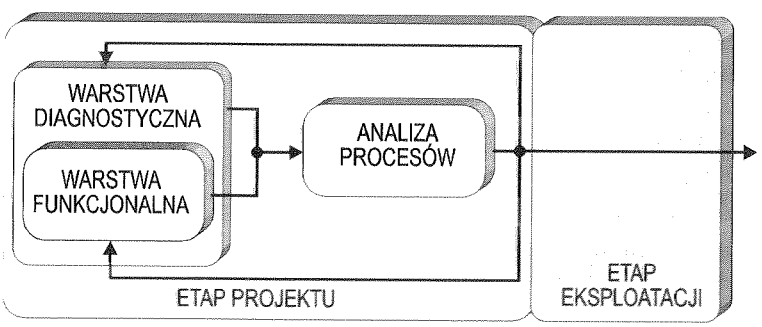
Odnosząc się do powyżej przedstawionego algorytmu postępowania, można wysnuć następujące wnioski:

1. zadania Systemu kreujące jego warstwę funkcjonalną są dobrze zdefiniowane i prowadzą wprost do uzyskania jednoznacznego rozwiązania już na etapie projektu,
2. wymagania stawiane warstwie diagnostycznej nie są jednoznacznie określone, co powoduje, że implementowane na poziomie projektu elementy diagnostyczne stanowią dopiero zaczątek tej warstwy,
3. problemy występujące w okresie eksploatacji Systemu w wyniku ich analizy wskazują na braki w warstwie diagnostycznej i stają się w ten sposób przyczyną rozwoju tej warstwy pod warunkiem, że taki rozwój jest możliwy.

Podstawową wadą takiego podejścia jest niespójny projekt, który powoduje, że System „obrasta" elementami diagnostycznymi w czasie swojej eksploatacji. Takie elementy posiadają najczęściej charakter wybiórczy, czyli są poświęcone konkretnym zarejestrowanym problemom, które są np. uciążliwe lub mają znaczący wpływ na jakość i niezawodność działania całego Systemu lub jego części.

Wnioski zamieszczone powyżej wskazują w opinii autorów na to, że wcześniej czy później dotychczasowy sposób postępowania przy budowie i eksploatacji Systemów wyczerpie swoje możliwości. Dlatego też należy pomyśleć o nowym podejściu do ich budowy, który uwolni konstruktorów i użytkowników od nieusuwalnych problemów podejścia klasycznego. Dalsza część pracy będzie poświęcona propozycji zmiany sposobu projektowania Systemów, który bazuje na założeniu, że od samego początku

świadomie projektujemy warstwę diagnostyczną jako nadrzędną do warstwy funkcjonalnej. Nadrzędność oznacza, że warstwa diagnostyczna „wie", jak powinien wyglądać prawidłowo realizowany proces i porównuje go z aktualnie realizowanym. Dokładniej mówiąc, warstwa funkcjonalna składa się z niepodzielnych w sensie logicznym **procesów** realizujących zadaną funkcję. Prostym przykładem procesu jest dyskryminacja sygnału analogowego z fotopowielacza. Wszelkie odstępstwa od wzorca powinny być niezwłocznie sygnalizowane w celu usunięcia nieprawidłowości działania Systemu. Należy podkreślić, że jedynym elementem, który jest dostępny dla kontroli już na etapie projektowania, jest właśnie proces. Ponieważ w miarę kompletna warstwa diagnostyczna ma powstać zanim System zacznie być eksploatowany w eksperymencie, stąd wniosek, że należy skupić funkcje kontrolne na procesie. Zagadnienie to obrazuje rys. 4.



Rys. 4. Kompleksowe podejście do projektowania

Autorzy pragną zwrócić uwagę na bardzo ważny fakt. W podejściu klasycznym istnieje sprzężenie zwrotne między analizą pracy działającego Systemu a rozbudową warstwy diagnostycznej. W podejściu proponowanym obecnie sprzężenie to przenosimy na etap projektowania. W ten sposób nie tylko modyfikujemy warstwę diagnostyczną ale również warstwę funkcjonalną już we wczesnej fazie pracy nad Systemem. Wspomniane relacje schematycznie obrazują rys. 3 i 4. Innymi słowy stworzona została możliwość weryfikacji wyboru definicji procesu. W ten sposób przynajmniej częściowo można uniknąć problemów związanych z dyskutowaną w art. [10] nieodwracalnością etapów prac nad Systemami.

W następnym rozdziale podany będzie model pozwalający na uwzględnienie postulatów proponowanego podejścia projektowania i skuteczną metodę budowy tego typu systemu elektronicznego opartego na tym modelu.

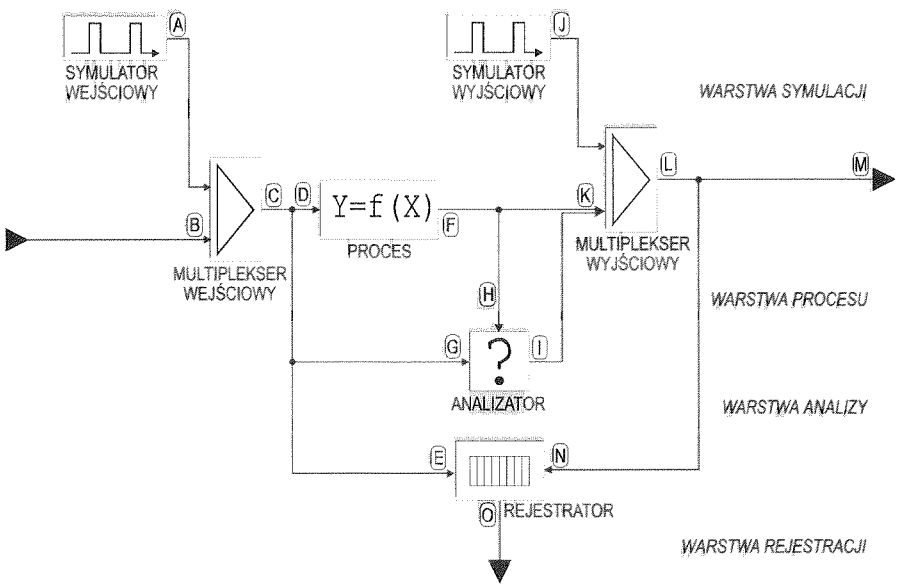
3. MODEL SYSTEMU

System opisany w poprzednim rozdziale można próbować modelować jako zbiór wielu niezależnych Elementarnych Bloków Funkcjonalnych (EBF) połączonych ze sobą często w bardzo skomplikowany sposób. W niniejszym rozdziale zostanie zdefiniowany

i przedyskutowany przez autorów model EBF oraz Iteracyjna Metoda Projektowania Systemu w oparciu o powyższą koncepcje.

3.1. ELEMENTARNY BLOK FUNKCJONALNY

Na rys. 5 została przedstawiona ogólna struktura EBF. Strzałkami oznaczono przepływ sygnałów pomiędzy poszczególnymi elementami EBF-u. Rozdział sygnałów jest zależny od konkretnej aplikacji i dlatego nie należy utożsamiać modelu EBF-u z żadnym konkretnym układem elektronicznym. Z tego samego powodu sygnałów nie należy utożsamiać wyłącznie z sygnałami elektrycznymi. Praktyczne aplikacje Modelu Systemu autorzy zamieścili w dalszej części pracy.



Rys. 5. Ogólna struktura Elementarnego Bloku Funkcjonalnego

EBF składa się z następujących elementów:

- PROCES – stanowi główny element EBF-u i realizuje określony proces zdeterminowany sygnałami dostarczanymi na wejście (D). Rezultaty procesu są wyprowadzane na wyjście (F). Przykładem może być proces przetworzenia informacji niesionej przez 96 sygnałów wejściowych na jeden sygnał wyjściowy przez pojedynczą programowalną macierz koincydencji Analizatora Topologicznego [8],
- ANALIZATOR – realizuje nadzór nad elementem PROCES dokonując analizy dla sygnałów z wejść (G) i (H). Efekty analizy są wyprowadzane na wyjście (I) i wprowadzane na wejście (K) wraz z informacją z PROCESU. Tak więc w tym miejscu następuje wzbogacenie rezultatów przetwarzania o informację o jakości tego przetwarzania. Te informacje poprzez MULTIPLEKSER WYJŚCIOWY można dostarczać w zależności od potrzeb:

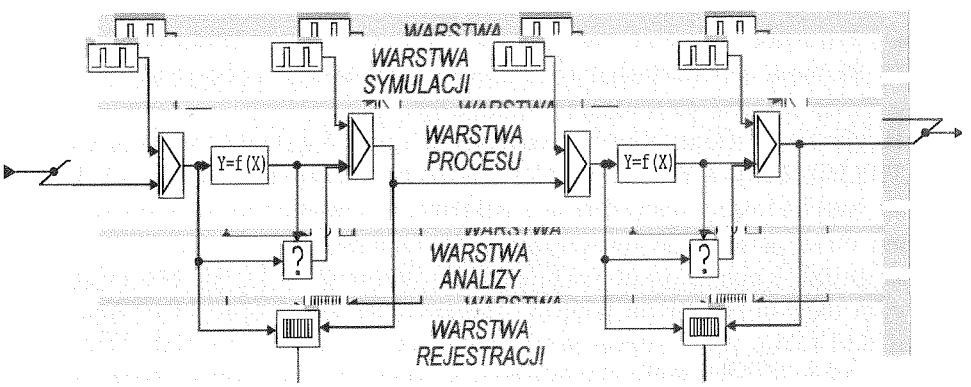
- do następnego bloku poprzez wyjście (M). Dzięki temu kolejny PROCES otrzyma dane i informację o ich jakości, które można uwzględnić w algorytmie,
- na wejście (N) elementu REJESTRATOR w celu kontroli i monitoringu,

- REJESTRATOR – służy do naboru wybranych informacji, które są potem przekazywane do Globalnego Systemu Nadzoru Eksperymentu (zob. art. [10]). Warto w tym miejscu zauważyć, że element ANALIZATOR może współdecydować, jaka informacja powinna zostać zapamiętana,
- SYMULATOR WEJŚCIOWY – stanowi źródło wejściowych sygnałów testowych,
- SYMULATOR WYJŚCIOWY – stanowi źródło wyjściowych sygnałów testowych,
- MULTIPLEKSER WEJŚCIOWY – umożliwia wybór źródła sygnałów wejściowych między wejściem (B) a źródłem testowym (A). Jego istnienie jest zdeterminowane obecnością elementu SYMULATORA WEJŚCIOWEGO,
- MULTIPLEKSER WYJŚCIOWY – umożliwia wybór między sygnałami z wejścia (K) a źródłem testowym (J). Jego istnienie jest zdeterminowane obecnością elementu SYMULATORA WYJŚCIOWEGO.

Rozdziały 3.1.1 i 3.1.2 prezentują dwie własności EBF-u: strukturę warstwową i tryby pracy. Ich znajomość jest istotna dla przedstawienia, proponowanej przez autorów, metody projektowania Systemu opartego na EBF-ach zawartej w rozdziale 4.

3.1.1. Struktura warstwowa

EBF wygodnie jest rozpatrywać jako zespół czterech warstw funkcjonalnych wzajemnie powiązanych przepływem sygnałów (por. rys. 5):



Rys. 6. Przykładowa struktura szeregowo-równoległa złożona z EBF-ów

- **symulacyjnej**, zbudowanej z elementów: SYMULATORA WEJŚCIOWEGO i SYMULATORA WYJŚCIOWEGO,
- **procesowej**, złożonej z elementów: PROCES, MULTIPLEKSER WEJŚCIOWY i MULTIPLEKSER WYJŚCIOWY,
- **analizującej**, którą tworzy element ANALIZATOR,
- **rejestrującej**, tworzonej przez REJESTRATOR.

Warstwy dobrze systematyzują całokształt zadań nałożonych na EBF. Są to odpowiednio: symulacja, przetwarzanie, analiza i selekcja. Przykład prostej struktury zbudowanej z EBF-ów zaprezentowano na rys. 6.

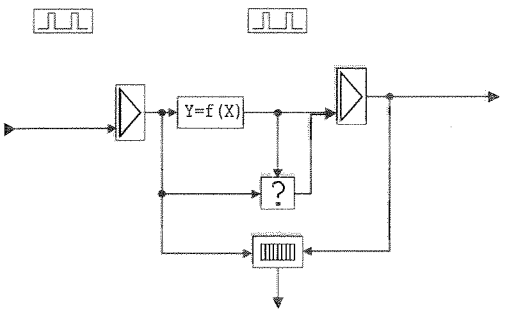
3.1.2. Mody pracy

W zależności od ustawień MULTIPLEKSERA WEJŚCIOWEGO i MULTIPLEKSERA WYJŚCIOWEGO konstrukcja EBF-u umożliwia jego pracę w następujących trybach:

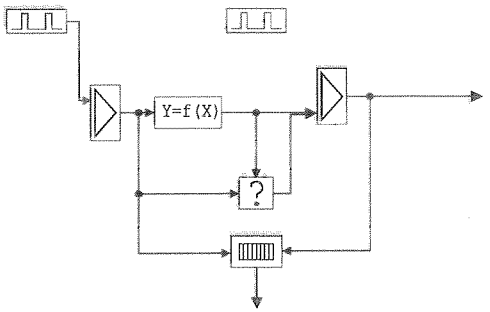
- **normalnym** – sygnały z wejścia (B) poprzez MULTIPLEKSER WEJŚCIOWY mogą być wprowadzane na wejścia:
  - (D) PROCESU jako sygnały źródłowe,
  - (G) ANALIZATORA dla celów diagnostycznych,
  - (E) REJESTRATORA w celu akwizycji diagnostycznych i eksperymentu.

  Sygnały z wyjścia (F) PROCESU są wprowadzane odpowiednio na wejścia:
  - (H) ANALIZATORA w celach diagnostycznych,
  - (K) MULTIPLEKSERA WYJŚCIOWEGO w celu wyprowadzania odpowiednio na wyjście (M) bloku i/lub wejście (N) REJESTRATORA.

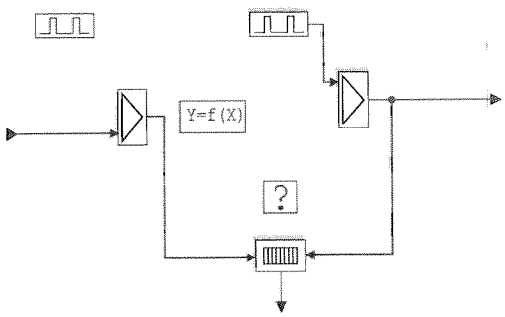
  Sygnały z wyjścia (I) ANALIZATORA poprzez wejście (K) MULTIPLEKSERA WYJŚCIOWEGO są wyprowadzane w zależności od potrzeb na wyjście (M) bloku i wejście (N) REJESTRATORA. Pracę w trybie normalnym prezentuje rys. 7,
- **testowym** – polegającym na zastąpieniu rzeczywistych sygnałów wejściowych sygnałami testowymi poprzez uaktywnienie wejścia (A) MULTIPLEKSERA WEJŚCIOWEGO. Pozostałe elementy nie ulegają zmianie. Takie rozwiązanie pozwala na odcięcie Systemu od wcześniejszych EBF-ów i jego kontrolę począwszy od bieżącego EBF-u. Pracę w trybie testowym prezentuje rys. 8,
- **symulacyjnym** – polegającym na zastąpieniu sygnałów wyjściowych z wejścia (K) MULTIPLEKSERA WYJŚCIOWEGO sygnałami testowymi z wejścia (J). Taki układ pozwala zasymulować pracę EBF-u i dokonać, począwszy od jego wyjścia, kontroli Systemu. Pracę w trybie symulacyjnym prezentuje rys. 9,
- **emulacyjnym** – polegającym na zastąpieniu zarówno rzeczywistych sygnałów wejściowych danymi testowymi poprzez uaktywnienie wejścia (A) MULTIPLEKSERA WEJŚCIOWEGO, jak i sygnałów wyjściowych z wejścia (K) MULTIPLEKSERA WYJŚCIOWEGO sygnałami testowymi z wejścia (J). Taki układ pozwala emulować pracę elementów PROCES i ANALIZATOR na rzecz REJESTRATORA. Pracę w trybie emulacyjnym prezentuje rys. 10.



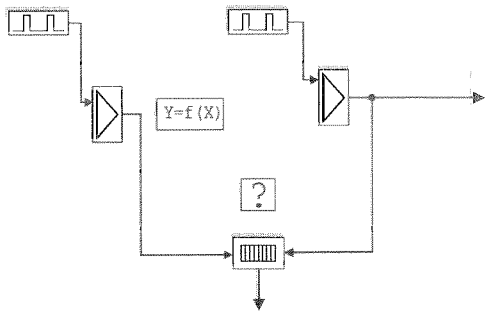
Rys. 7. Normalny tryb pracy



Rys. 8. Testowy tryb pracy



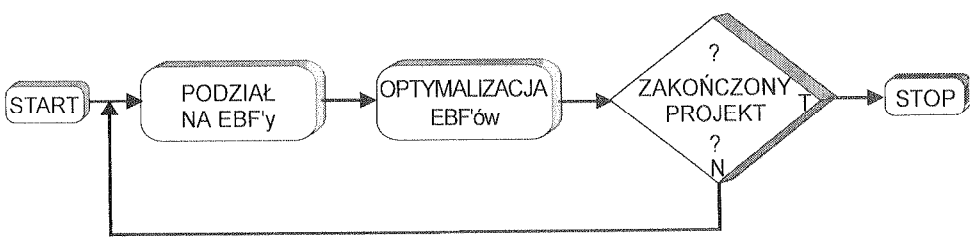
Rys. 9. Symulacyjny tryb pracy



Rys. 10. Emulacyjny tryb pracy

3.2. ITERACYJNA METODA PROJEKTOWANIA SYSTEMU

Podrozdział ten jest poświęcony propozycji projektowania Systemu w oparciu o EBF-y. Cały proces projektowania składa się z trzech wzajemnie sprzężonych etapów zobrazowanych w formie algorytmu na rys. 11:



Rys. 11. Algorytm postępowania w Metodzie Iteracyjnej

1. podziału Systemu na EBF-y poprzez zdefiniowanie elementów PROCES,
2. optymalizacji EBF-ów poprzez celowy wybór elementów diagnostycznych oraz
3. analizy osiągniętego stanu optymalizacji dla całego Systemu, po którym w przypadku niezadowalającym należy powrócić do etapu podziału Systemu na EBF-y.

3.2.1. Podział systemu na EBF-y

Celem tego etapu analizy jest podział całego procesu przetwarzania jaki ma realizować System na EBF-y z jednoznacznie określonymi funkcjami elementów PROCES oraz zdefiniowanie sieci połączeń między nimi. Miejsca podziału mogą wynikać z bardzo różnych potrzeb, indywidualnych dla projektowanego Systemu. Jednakże można podać przykłady ogólnych zasad podziału, które warto wziąć pod uwagę. Są to:

- możliwość jednoznacznej interpretacji sygnałów wychodzących z EBF-u pozwalającej dokonać oceny pracy Systemu lub określonego jego fragmentu. W odniesieniu do Systemu VW w jednym z takich miejsc podziału realizuje się badanie częstości i momentów oddziaływań [8],
- miejsca występowania długich połączeń kablowych, co w przypadku Systemu VW zachodzi między analizatorami czasowymi i analizatorem topologicznym,
- miejsca, które wyznaczają taki element PROCES, dla którego istnieje dobrze określony algorytm analizy (np. nadążnej) realizowany w ANALIZATORZE. Przykładem powiązania procesu przetwarzania i procesu analizy nadążnej jest obsługa naboru danych zawarta w pracy [6].

Należy podkreślić, że EBF-y nie muszą wcale odpowiadać fizycznym blokom elektronicznym, natomiast powinny podzielić cały System na łatwe do jednoznacznej analizy fragmenty. Przykłady będą podane w rozdz. 4.

3.2.2. Optymalizacja EBF-ów

Celem tego etapu projektowania Systemu jest przypisanie zadań elementom diagnostyczno-testowym w poszczególnych EBF-ach i w konsekwencji eliminacje niepotrzebnych. Rozważania tego typu wygodnie jest prowadzić wykorzystując strukturę warstwową EBF-u i sposób podejścia polegający na:

- analizie dużych fragmentów lub nawet całości projektowanego Systemu z punktu widzenia elementów jednego rodzaju (symulacyjnych, analizujących, rejestrujących),
- badaniu relacji między elementami różnych warstw.

Powyższa analiza powinna prowadzić do akceptowanego podziału Systemu na EBF-y lub powinno się powrócić ponownie do etapu podziału Systemu na EBF-y i metodą iteracyjną doprowadzić ostatecznie do rozwiązania optymalnego. Przez akceptowany podział Systemu na EBF-y rozumie się:

- zdolność oceny jakości pracy procesów,
- stworzenie technologicznie realizowalnych EBF-ów w ramach posiadanych środków i ograniczeń czasowych.

Takie postępowanie ma prowadzić do tego, że nawet nieprawidłowy punkt wyjścia (zły początkowy podział) nie prowadzi ostatecznie do otrzymania złego rozwiązania Systemu. Przykład takiego postępowania zawarto w następnym rozdziale.

4. APLIKACJA MODELU SYSTEMU VW

Niniejszy rozdział jest poświęcony przybliżeniu czytelnikowi zaproponowanych wcześniej metod projektowania Systemu na przykładzie VW. Jego celem jest zaprojektowanie Modelu Systemu VW od podstaw przy pomocy Metody Iteracyjnej (zobacz rozdz. 3.2) i porównanie otrzymanego rezultatu z już istniejącym i działającym System VW. Należy mocno podkreślić, że nie będzie dyskutowana sama metoda otrzymywania trygera VW opisana szczegółowo w [8].

4.1. PODZIAŁ MODELU SYSTEMU VW NA EBF-Y

Opierając się na zawartych w rozdz. 3.2.1 zaleceniach dotyczących podziału Systemu na EBF-y, należy ustalić węzły warstwy funkcjonalnej, czyli miejsca, w których można dokonać dobrej i wszechstronnej analizy procesów oraz interpretacji sygnałów. Dla warstwy funkcjonalnej Systemu VW takie potencjalne miejsca znajdują się po:

- **dyskryminatorach** – interpretacja sygnałów jest jednak utrudniona, ponieważ:
  - moment pojawienia się sygnału zależy od miejsca przejścia cząstki przez scyntylator. Zagadnienie to zostało szczegółowo przedyskutowane w [8]. W porównaniu z zakładaną szerokością okna czasowego jest to rozrzut bardzo duży i analiza otrzymanych rozkładów czasów przyjścia sygnału będzie obarczona dużym błędem, a to może prowadzić do powstawania błędów interpretacyjnych,
  - rzeczywisty sygnał jest ukryty w szumie.
- **meantimerach** – otrzymywane sygnały można prawidłowo interpretować ponieważ:
  - moment pojawienia się sygnału nie zależy od miejsca przejścia cząstki przez scyntylator,
  - stosunek szumu do sygnału jest zredukowany,
- **analizatorach czasowych** – uzyskuje się informację, że danemu pakietowi protonowemu towarzyszyło przejście cząstki przez scyntylator w zadanym przedziale czasowym wyznaczonym przez okno czasowe,
- **analizatorze topologicznym** – uzyskuje się informację, że nastąpił przelot cząstki o zadanych parametrach przestrzennych toru.

Podział między analizatorami czasowymi i analizatorem topologicznym jest wymagany również z uwagi na zastosowanie długich połączeń kablowych łączących te części Systemu. Z powyższej analizy wynika, że Model Systemu VW będzie zbudowany z trzech EBF-ów. Tak się składa, że analizatory czasowe i analizator topologiczny są niezależnymi blokami, natomiast dyskryminatory i meantimery będą rozpatrywane jako jeden EBF. W dalszej części pracy będzie on nazwany **standaryzatorem** z uwagi na charakter PROCESU.

Warto w tym miejscu podkreślić, że gdyby dokonano wyboru czterech EBF-ów, to przeprowadzając rozważania dotyczące zdolności analizy PROCESU przez warstwę analizującą Modelu i przyjmując ją jako podstawę istnienia takiego EBF-u, należałoby

przeprowadzić rozważania jak powyżej, co winno doprowadzić do podważenia tak przyjętego wstępnie rozwiązania. Zgodnie z zasadami Metody Iteracyjnej (por. rozdz. 3.2) należałoby powrócić do etapu podziału na PROCESY.

4.2. OPTYMALIZACJA EBF-ÓW DLA MODELU SYSTEMU VW

Kolejnym etapem konstruowania Modelu Systemu VW jest optymalizacja EBF-ów (zob. rozdz. 3.2.2). Zgodnie z zawartą wcześniej sugestią, analiza zostanie przeprowadzona dla poszczególnych warstw (por. rozdz. 3.1.1).

4.2.1. Warstwa analizująca

Analizując procesy poszczególnych EBF-ów można dojść do wniosku, że implementowanie kontroli nadążnej [8] dla tych PROCESÓW byłoby w praktyce równoważne ich równoległemu powieleniu. Takie rozwiązanie prowadzi co najmniej do zwielokrotnienia kosztów budowy i bardzo komplikuje strukturę Systemu VW. Warto również zauważyć, że dla oceny pracy detektora VW wystarczy znajomość częstości występowania nieprawidłowości, a nie moment wystąpienia samego zjawiska[1]. Na podstawie powyższych rozważań rozsądnym wyjściem wydaje się sprowadzenie ANALIZATORA do kwazi-nadążnej (por. rozdz. 1.2) kontroli procesów poprzez pomiar takich parametrów sygnałów jak np. ich częstości i rozkłady czasowe. W związku z tym dla:

- **standaryzatora** powinno się dla każdego licznika scyntylacyjnego badać:
  - częstości sygnału które umożliwiają kontrolę m.in. drożności kanału, prawidłowości dyskryminacji sygnału, poziomu szumów. Pozwalają również optymalnie dobrać poziom dyskryminacji i wartości wysokich napięć przykładanych do fotopowielaczy. Umożliwiają także badanie przekroju poprzecznego halo mionowego dla wiązki protonowej,
  - rozkład czasowy, tzn. odstęp czasu pomiędzy sygnałem z licznika a nominalnym momentem przecięcia się wiązek (zderzeniem e-p) dla przedziału τ ograniczonego długością okresu ZEGARA EKSPERYMENTU. Pozwala to ocenić rozmycie czasowe sygnałów (co ma silny związek z efektywnością wytwarzania TRYGERA VETO ŚCIANY), poziom szumów oraz badać czasowy rozkład halo mionowego dla wiązki protonowej,
- **analizatora czasowego** powinno się przeprowadzać dla każdego kanału:
  - kontrolę procesu analizy czasowej,
  - pomiar częstości sygnałów wejściowych i wyjściowych,

[1] Dobrym kontrprzykładem jest np. kontrola naboru danych, gdzie dla każdego kolejnego przypadku należy oceniać stan synchronizacji. W przeciwnym wypadku grozi utrata kontroli nad prawidłowym naborem danych.

- **analizatora topologicznego** powinno się badać:
  - jakość procesu analizy topologicznej,
  - częstości dla każdego sygnału wejściowego,
  - dla obu flag TRYGERA (VETO_IN i VETO_OUT) [1]:
    - częstości, jako ważne parametry dla Pierwszego Stopnia Trygera Eksperymentu ZEUS [10],
    - rozkład czasowy, tzn. odstęp czasu między sygnałem danej flagi TRYGERA, a nominalnym momentem przecięcia się wiązek (zderzeniem e-p) pozwalające ocenić wiarygodność TRYGERA, co w przypadku eksperymentu ZEUS ma podstawowe znaczenie z punktu widzenia Globalnego Systemu Naboru Danych.

4.2.2. Warstwa symulacyjna

Dzięki obecności we wszystkich trzech EBF-ach elementów ANALIZATORA jest dostępna informacja o wystąpieniu nieprawidłowości w przybliżonym miejscu. W związku z tym z warstwy symulacyjnej można zdjąć obowiązek poszukiwania miejsca awarii. Pozwala to na minimalizację elementów SYMULATORA WEJŚCIOWEGO i SYMULATORA WYJŚCIOWEGO.

W Systemie VW występują sygnały synchroniczne z zegarem akceleratora HERA i asynchroniczne. Dlatego zachodzi potrzeba implementacji tylko dwóch typów symulatorów:

- na wejściu Systemu VW, w postaci SYMULATORA WEJŚCIOWEGO dla EBF-u standaryzatora, z uwagi na konieczność kontroli standaryzatora i analizatora czasowego, a także testowania całego Systemu VW,
- po procesie analizy czasowej, w postaci SYMULATORA WYJŚCIOWEGO dla EBF-u analizatora czasowego, do kontroli tej części Systemu VW, który działa synchronicznie z zegarem akceleratora HERA,
- przed procesem analizy topologicznej, w postaci SYMULATORA WEJŚCIOWEGO dla EBF-u analizatora topologicznego, z uwagi na konieczność separowania części Systemu VW rozdzielonych długimi połączeniami kablowymi.

4.2.3. Warstwa rejestrująca

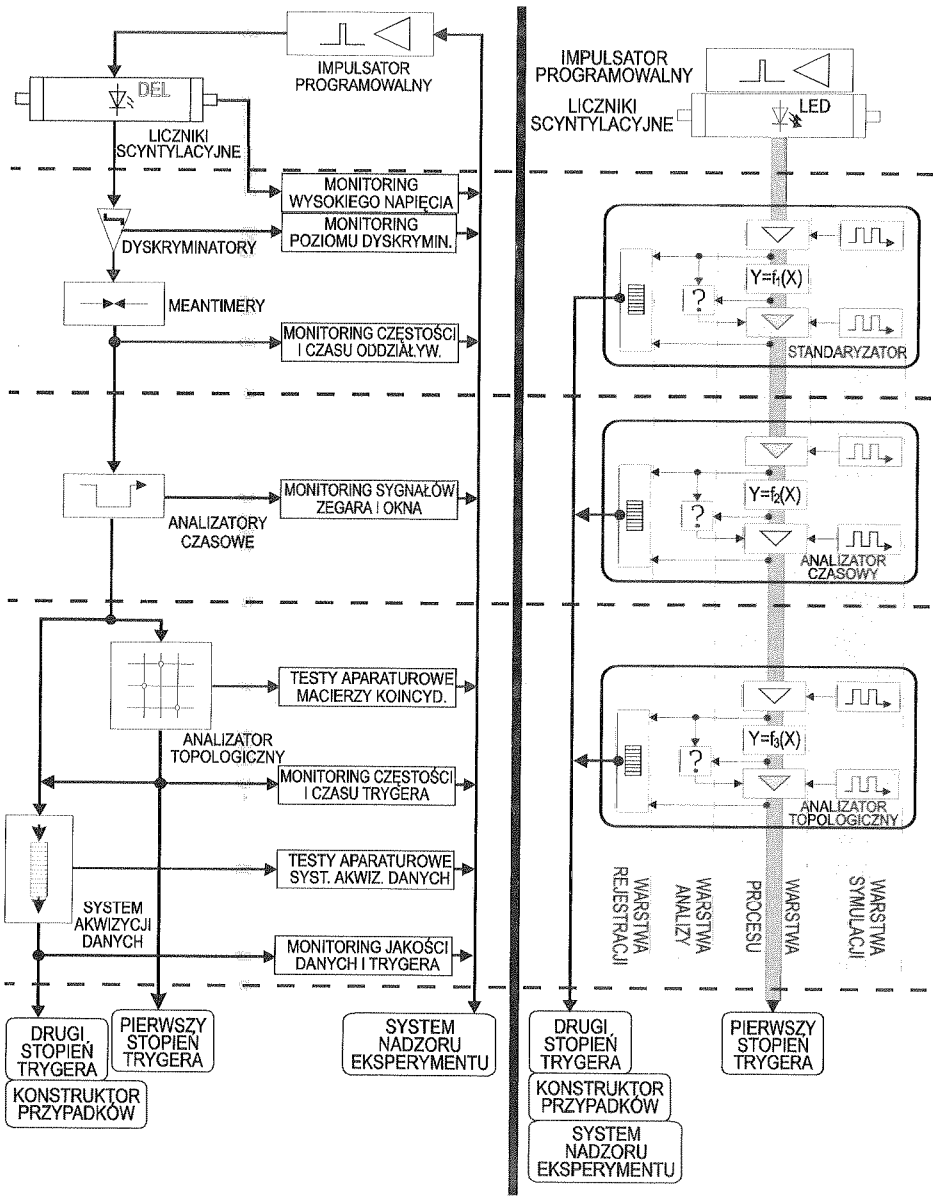
Proponowany w rozdziale 4.2.1 kwazi-nadążny monitoring w każdym EBF-ie implikuje obecność elementu REJESTRATORA:

- dla standaryzatora i analizatora czasowego – REJESTRATORY są całkowicie podporządkowane odpowiednim elementom ANALIZATORA,
- dla analizatora topologicznego – REJESTRATOR zarówno współpracuje z ANALIZATOREM jak i umożliwia badanie jakości działania elementu PROCES.

Zdaniem autorów, otrzymany Model Systemu VW spełnia postawione założenia i w związku z tym nie wymaga kolejnej iteracji.

4.3. PORÓWNANIE MODELU SYSTEMU Z OBECNYM SYSTEMEM VW

W niniejszym rozdziale zostanie dokonane porównanie istniejącego obecnie Systemu VW (por. lewą stronę rys. 12) z Modelem Systemu VW zaprojektowanym w rozdziałach 4.1 i 4.2 za pomocą Metody Iteracyjnej (por. prawą stronę rys. 12).



Rys. 12. Porównanie istniejącego Systemu VW z Modelem Systemu VW

Rozpatrując posiadane w istniejącym Systemie VW narzędzia kontrolno-diagnostyczne można zauważyć, że (por. rozdz. 1.1):

- MONITORING WYSOKIEGO NAPIĘCIA I MONITORING PROGU DYSKRYMINACJI, które jako elementy „Slow Control" [10] pozwalają jedynie na formalne sprawdzenie, czy dla każdego kanału zadane z góry wartości wysokich napięć i wysokości progów przy badaniu częstości mieszczą się w granicach tolerancji. Stanowią one tylko niewielki element postulowanego badania częstości dla każdego kanału na wyjściu standaryzatora,
- MONITORING CZĘSTOŚCI ODDZIAŁYWANIA I MONITORING MOMENTU ODDZIAŁYWANIA po meantimerach kontrolują pewne globalne wielkości detektora VW jak: całkowitą częstość koincydencji między dwoma płaszczyznami scyntylatorów, czy też rozkład czasowy tych koincydencji. Zatracona jest w ten sposób informacja zarówno o poprawności działania poszczególnych kanałów, jak i o strukturze przestrzenno-czasowej halo mionowego. Stanowią one pewien element postulowanego badania częstości i rozkładu czasowego dla każdego kanału. Należy w tym miejscu zauważyć, że użyte do tego celu seryjne układy zliczające impulsy i układy mierzące odcinki czasu firmy LeCroy stanowią namiastkę elementu ANALIZATORA, natomiast systemy CAMAC i VME pełnią funkcje REJESTRATORA,
- MONITORING ZEGARA I OKNA stanowi niewielki element postulowanej kontroli prawidłowości procesu synchronizacji i z formalnego punktu widzenia jest odpowiednikiem np. MONITORINGU PROGU DYSKRYMINACJI przy badaniu częstości. Pozwala jedynie na stwierdzenie obecności sygnałów okna czasowego i zegara akceleratora HERA wprowadzanych do bloku, nie dokonując jednak żadnej analizy ich parametrów (np. czasowych),
- MONITORING CZĘSTOŚCI TRYGERA, MONITORING MOMENTU TRYGERA, TESTY APARATUROWE ANALIZATORA TOPOLOGICZNEGO I TESTY APARATUROWE SYSTEMU AKWIZYCJI DANYCH pokrywają się z postulatami elementów kontroli, które wynikły dla tego EBF-u:
  - MONITORING CZĘSTOŚCI TRYGERA odpowiada postulowanemu badaniu częstości aktywności flag TRYGERA,
  - MONITORING MOMENTU TRYGERA jest tożsamy z badaniem rozkładów czasowych aktywności flag TRYGERA wytwarzanych przez System VW,
  - TESTY APARATUROWE ANALIZATORA TOPOLOGICZNEGO stanowią niewielki element postulowanego SYMULATORA WEJŚCIOWEGO dla EBF-u ANALIZATORA TOPOLOGICZNEGO,
  - SYSTEM AKWIZYCJI DANYCH [7] stanowi element REJESTRATORA związany z kontrolą działania ANALIZATORA TOPOLOGICZNEGO.

4.4. PODSUMOWANIE

Interesującym wnioskiem nasuwającym się po powyższym porównaniu jest to, że rozwijane przez wiele lat narzędzia diagnostyczne i kontrolne stanowią w rzeczywistości

niewielki podzbiór zdefiniowanych w rozwiązaniu modelowym potrzeb. Z powyższego porównania wynika również, że w istniejącym Systemie VW brakuje tak potrzebnych elementów jak:

- SYMULATORA WEJŚCIOWEGO dla standaryzatora, który obecnie jest rekompensowany przez IMPULSATOR PROGRAMOWALNY[2],
- SYMULATORA WYJŚCIOWEGO dla ANALIZATORA CZASOWEGO i identycznego SYMULATORA WEJŚCIOWEGO dla analizatora topologicznego,
- elementu ANALIZATORA I REJESTRATORA dla kontroli prawidłowości procesu synchronizacji poszczególnych kanałów analizatora czasowego.

Swoje systemowe uzasadnienie znalazła także koncepcja odchodzenia od narzędzi testowych do monitoringu Systemu VW za pomocą strumienia danych fizycznych, zasygnalizowana w rozdziale 2.

Obserwacja własności poszczególnych elementów zawartych w EBF-ach pozwala zauważyć, że praktycznie wszystkie elementy poza PROCESAMI I ANALIZATORAMI mogą być poddane standaryzacji.

5. ZAKOŃCZENIE

Niniejsza praca jest propozycją spojrzenia modelowego na projektowanie i budowę skomplikowanych systemów elektronicznych dla eksperymentów Fizyki Wielkich Energii. Model Systemu zaproponowano rozpatrując rzeczywiste warunki w jakich on pracuje. Ten punkt wyjścia doprowadził do zespolenia części funkcjonalnej Systemu z częścią kontrolno-diagnostyczną. Implikacją tego faktu jest możliwość wykorzystania potoku danych fizycznych jako źródła informacji o bieżącym stanie Systemu. Powyższe stwierdzenia ogólne starano się przybliżyć czytelnikowi na przykładzie Systemu VW. Z Modelu wynikają również pewne aspekty praktyczne, jak np.:

1. System oparty o EBF-y nie tylko realizuje założony proces przetwarzania, ale dzięki optymalnie zaprojektowanym elementom diagnostyczno-kontrolnym wynikającym wprost z jego struktury, gwarantuje dużą niezawodność, możliwość ciągłej kontroli w czasie normalnej pracy oraz bogate możliwości diagnostyczno-testowe. Takie rozwiązanie powinno bardzo ułatwić proces „uczenia" się detektora.
2. przy projekcie Systemu można postępować algorytmiczne, co wynika z faktu, że jego struktura jest z góry określona. Posługując się w tym wypadku 'Metodą Iteracyjną, projektant w ramach pierwszego etapu dokonuje rozsądnego wyboru EBF-ów. W następnej kolejności, na etapie optymalizacji EBF-ów, dokonuje wyboru elementów w poszczególnych EBF-ach. Stawia go to w komfortowej sytuacji, ponieważ dużo łatwiej jest świadomie rezygnować z nadmiaru elementów diagnostycznych niż

[2] Faktu tego nie można zostawić bez komentarza. IMPULSATOR PROGRAMOWALNY stanowi element detektora i z punktu widzenia rozważanego modelu jego zadaniem jest kontrolowane pobudzanie detektora. Nie jest on tożsamy z wejściowym symulatorem, którego zadaniem jest testowanie Systemu odłączonego od źródła sygnałów fizycznych.

antycypować potencjalne problemy i dorabiać do nich dedykowane narzędzia diagnostyczne lub dobudowywać je w miarę potrzeb,

3. dysponowanie Modelem powinno znacząco skrócić czas projektowania,
4. sprowadzenie rozważań nad Systemem do EBF-ów powinno prowadzić do unifikacji, a więc znacznego obniżenia kosztów, pewnych rozwiązań technicznych w EBF-ach (np.: standaryzacja SYMULATORA WEJŚCIOWEGO, SYMULATORA WYJŚCIOWEGO, REJESTRATORÓW, czy nawet pewnych części ANALIZATORA). Drugą stroną zagadnienia, wykraczającą poza ramy niniejszej pracy, to rysująca się możliwość standaryzacji oprogramowania współpracującego z Systemem.

Na zakończenie można pozwolić sobie na pewną analogię filozofii budowania Systemu z filozofią pisania skomplikowanego oprogramowania. Wyznacznikiem jakości oprogramowania jest m.in. jego zdolność do wykrycia dowolnego typu niezgodności w miejscu jej wystąpienia w trakcie normalnej pracy. Brak tej cechy bardzo często powoduje, że wykrycie źródła stwierdzonej niezgodności jest trudne i czasochłonne.

6. BIBLIOGRAFIA

1. ZEUS Collaboration: *The ZEUS Detector Status Report.* 1993, p. 11-1
2. M. Adamus et al.: *Calibration system for the Veto Wall detector.* ZEUS-Note 90-095
3. L.W. Wiggers: *Shielding of proton-induced background.* ZEUS-Note 87-012
4. K.W. Bell et al.: *A large scintillator array for particle identification by time of flight.* Nucl. Instr. and Meth. in Phys. Res A 179, 1981, pp. 27-38
5. M. Adamus, K. Poźniak: *Programowalny impulsator optyczny przeznaczony do kontroli systemu pomiarowego detektora VETO WALL w Eksperymencie ZEUS przy akceleratorze HERA.* V Krajowa Konferencja „Światłowody i ich Zastosowania", Białowieża 22 – 24 stycznia 1998, Wydawnictwo Prace Naukowe Politechniki Białostockiej, Białystok 1998
6. K. Poźniak et al.: *GFLT signal testing and distribution within the BAC system.* ZEUS-Note 96-116
7. K. Poźniak: *HIT-READOUT – pomiarowy system odczytu pozycyjnego dla detektora BAC w Eksperymencie ZEUS.* Krajowy Kongres Metrologii, Gdańsk, 1998
8. M. Adamus, I. M. Kudła, K. Poźniak, R. Szwed: *Veto detektor dla eksperymentu ZEUS.* Kwartalnik Elektroniki i Telekomunikacji T. 48. z. 2, 2002, ss. 397-410.
9. B. Kozlov, I. Uszakov: *Spravocznik po razczetu nadeżnosti.* Moskwa ,1966
10. W. Dąbrowski, K. Poźniak, R. Romaniuk: *Elektronika dla Fizyki Wysokich Energii.* Kwartalnik Elektroniki i Telekomunikacji T. 48, z. 2, 2002, ss. 213-232.

M. ADAMUS, K. POŹNIAK

VETO WALL DETECTOR DIAGNOSTICS AS AN EXAMPLE OF ELEMENTARY FUNCTIONAL UNIT METHOD

Summary

Full description of diagnostic system for Veto Wall detector bases on a new Elementary Functional Unit (EBF) model was presented. The design rules, structure and properties of the model were debated. The new suggested EFB model was compared with the existing one. Conclusions show the superiority of EFB model in terms of design time, costs, quality and reliability.

Keywords: ZEUS, HERA, diagnostics, photomultiplier, discriminator, meantimer, synchronization, coincidence matrix, topological analyzes, time analyzes

Wybrane nazewnictwo z dziedziny Fizyki Wysokich Energii

Nazwa polska	*Nazwa angielska*	*Inne polskie synonimy*	*Artykuły*
Akcelerator Kołowy Elektron-Proton	Hadron Electron Ring Accelerator		**2**,**3**,12,13,14,15,19
Akwizycja Danych	Data Acquisition	Nabór Danych	**3**,**4**,6,9,13,16
Derandomizator	Derandomizer	Selekcjoner Danych	**3**,4,**6**,10,13
Detektor Mozaikowy	Pixel Detector		
Detektor Promieniowania Przejścia	Transition Radiation Detector		**7**
Detektor Wierzchołka	Vertex Detector		
Detektora Promieniowania Przejścia i Pomiaru Śladów	Transition Radiation Tracker		**7**
Elektronika Front-End	Front-End Electronics	Elektronika Detektorowa	**3**,**5**
Fizyka Wysokich Energii	High Energy Physics		**1**,**2**,3,4
Globalny System Nadzoru	Run Control	System Nadzoru Eksperymentu	**3**
Globalny System Trygera	Global Trigger		**3**
Kalorymetr	Calorimeter		**2**,**13**,14
Kalorymetr Elektromagnetyczny	Electromagnetic Calorimeter		
Kalorymetr Tylni	Backing Calorimeter	Kalorymetr Pomocniczy	**13**,14
Kaseta	Crate		**3**
Komora Mionowa	Muon Chamber		**9**,10
Komory Dryfowe	Drift Tubes		
Komory Dryfowe	Drift Chamber		
Nadzór Eksperymentu	Slow Control	Sterowanie Eksperymentem, Kontrola Eksperymentu, Diagnostyka Eksperymentu	**3**,**19**

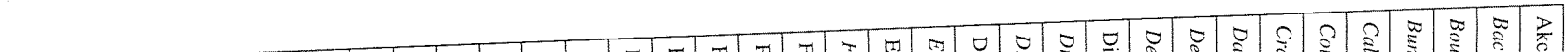
	Bunch Crossing		**1**,**2**,**3**,

		perymentu, Diagnostyka Eksperymentu	

Przecięcie Pakietów	Bunch Crossing		1,2,3,
Przetwarzanie Potokowe	Pipeline Mode		3,6,19
Spektrometr Wiodącego Protonu	Leading Proton Spectrometer		
Sterowanie Akwizycją Danych	Fast Control	Zarządzanie Potokiem Danych	3,10,13,14
System Nadzoru Detektora	Detector Control System		3
Szafa	Rack		3
Ściana Veto	Veto Wall		15,19
Ścieżka Brzegowa	Boundary Scan		
Tryb Synchroniczny	Synchronous Mode	Synchronicznie,	3,4
Tryger	Trigger	Filtr, System Wyzwalania, Selekcja	3,4,6
Tryger Drugiego Stopnia	Second Level Trigger	Filtr Drugiego Poziomu, Drugi Stopień Selekcji	3,4
Tryger Pierwszego Stopnia	First Level Trigger	Filtr Pierwszego Poziomu, Pierwszy Stopień Selekcji	3,4
Tryger Trzeciego Stopnia	Third Level Trigger	Filtr Trzeciego Poziomu, Trzeci Stopień Selekcji	3,4
Trygerowanie	Triggering	Filtrowanie, Wyzwalanie	3,4,6
Zderzacz	Collider	Akcelerator,	1,2,3

1. Michał Turała, „Techniki elektroniczne w doświadczalnej fizyce wysokich energii''
2. Jan Królikowski, „Eksperymenty fizyki wysokich energii ostatnich dwudziestu lat''
3. Władysław Dąbrowski, Krzysztof Poźniak, Ryszard Romaniuk, „Elektronika dla Fizyki Wysokich Energii''
4. Piotr Malecki , „Modelowanie i analiza danych w eksperymentach fizyki wysokich energii''
5. Władysław Dąbrowski, „Elektronika front-end do krzemowego detektora torów w eksperymencie ATLAS''
6. Krzysztof Korcyl, Piotr Golonka, „System filtracji przypadków w czasie rzeczywistym w eksperymencie ATLAS''
7. Zbigniew Hajduk, Jolanta Olszowska, „System kontroli i monitorowania nowoczesnego eksperymentu fizyki cząstek''
8. Mariusz Witek, „Potrzeby obliczeniowe eksperymentów fizyki cząstek elementarnych na akceleratorze LHC''

9. Karol Buńkowski, Krzysztof Kierzkowski, Ignacy Kudła, Tomasz Nakielski, Michał Pietrusiński, Krzysztof Poźniak, Wojciech Zabołotny, „Tryger mionowy RPC w eksperymencie CMS''
10. Ignacy Kudła, Tomasz Nakielski, Krzysztof Poźniak, Ryszard Romaniuk, „Diagnostyka i monitorowanie Trygera Mionowego RPC w eksperymencie CMS''
11. Piotr Kapusta, „Koncentrator danych dla detektora zewnętrznego w eksperymencie LHCb''
12. Jerzy Andruszków, Witold Daniluk, Piotr Jurkiewicz, Andrzej Kotarba, Krzysztof Oliwa, Jacek Pieron, Wojciech Wierba, „System odczytu i akwizycji danych Monitora Świetlności eksperymentu ZEUS''
13. Grzegorz Bałuka, Marek Bukowy, Jacek Ciborowski, Andrzej Derlicki, Grzegorz Grzelak, Roman Karpiuk, Krzysztof Kierzkowski, Ignacy Maciej Kudła, Radomir Kupczak, Waldemar Kuśmierz, Wiesław Martynow, Jarosław Milewski, Roman Nowak, Jerzy Michał Pawlak, Rafal Pietrak, Jacek Pliszka, Paweł Pluciński, Krzysztof Poźniak, Ksawery Stojda, Roman Walczak, Aleksander Filip Żarnecki, „System odczytu i układ wyzwalania kalorymetru wspomagającego BAC dla detektora ZEUS''
14. Artur Gierej, Dariusz Górczyński, Grzegorz Grzelak, Tomasz Jeżyński, Krzysztof Kierzkowski, Artur Kuliński, Marcin Kuthan, Zbigniew Łuszczak, Ignacy Ignacy Kudła, Roman Nowak, Michał Pietrusiński, Paweł Pluciński, Krzysztof Poźniak, Ryszard Romaniuk, „Obiektowo i bazodanowo zorientowany system diagnostyczny dla kalorymetru uzupełniającego BAC eksperymentu ZEUS''
15. Marek Adamus, Ignacy Kudła, Krzysztof Poźniak, Roman Szwed, „Veto detektor dla eksperymentu ZEUS''
16. E.Banaś, A.Bożek, P.Jałocha, P.Kapusta, Z.Natkaniec, W.Ostrowicz, H.Pałka, M.Różańska, „Rejestracja danych z krzemowego detektora wierzchołka eksperymentu BELLE''
17. Janusz Marzec, Krzysztof Zaremba, Zdzisław Pawłowski, Bogumił Konarzewski, Grzegorz Domański, „Elektronika komór słomkowych w eksperymencie COMPASS''
18. Władysław Dąbrowski, Paweł Gryboś, „Wykorzystanie paskowych detektorów krzemowych w krystalografii''
19. Marek Adamus, Krzysztof Poźniak, „Diagnostyka detektora Veto Wall jako przykład metody Elementarnych Bloków Funkcjonalnych



Układ alfabetyczny (*drukiem pochyłym oznaczono nazwy anglojęzyczne*)

Akcelerator	Zderzacz
Backing Calorimeter	Kalorymetr Tylni
Boundary Scan	Ścieżka Brzegowa
Bunch Crossing	Przecięcie Pakietów
Calorimeter	Kalorymetr
Collider	Zderzacz
Crate	Kaseta
Data Acquisition	Akwizycja Danych
Derandomizer	Derandomizator
Detector Control System	System Nadzoru Detektora
Diagnostyka Eksperymentu	Nadzór Eksperymentu
Drift Chamber	Komory Dryfowe
Drift Tubes	Komory Dryfowe
Drugi Stopień Selekcji	Tryger Drugiego Stopnia
Electromagnetic Calorimeter	Kalorymetr Elektromagnetyczny
Elektronika Detektorowa	Elektronika Front-End
Fast Control	Sterowanie Akwizycja Danych
Filtr	Tryger
Filtr Drugiego Poziomu	Tryger Drugiego Stopnia
Filtr Pierwszego Poziomu	Tryger Pierwszego Stopnia
Filtr Trzeciego Poziomu	Tryger Trzeciego Stopnia
Filtrowanie	Trygerowanie
First Level Trigger	Tryger Pierwszego Stopnia
Front-End Electronics	Elektronika Front-End
Global Trigger	Globalny System Trygera
Hadron Electron Ring Accelerator	Akcelerator Kołowy Elektron-Proton
High Energy Physics	Fizyka Wysokich Energii
Kalorymetr Pomocniczy	Kalorymetr Tylni
Kontrola Eksperymentu	Nadzór Eksperymentu
Leading Proton Spectrometer	Spektrometr Wiodącego Protonu
Muon Chamber	Komora Mionowa
Nabór Danych	Akwizycja Danych

Ciąg dalszy tabeli

Pierwszy Stopień Selekcji	Tryger Pierwszego Stopnia
Pipeline Mode	Przetwarzanie Potokowe
Pixel Detector	Detektor Mozaikowy
Rack	Szafa
Run Control	Globalny System Nadzoru
Second Level Trigger	Tryger Drugiego Stopnia
Selekcja	Tryger
Selekcjoner Danych	Derandomizator
Slow Control	Nadzór Eksperymentu
Sterowanie Eksperymentem	Nadzór Eksperymentu
Synchronous Mode	Tryb Synchroniczny
System Nadzoru Eksperymentu	Globalny System Nadzoru
System Wyzwalania	Tryger
Third Level Trigger	Tryger Trzeciego Stopnia
Transition Radiation Detector	Detektor Promieniowania Przejścia
Transition Radiation Tracker	Detektor Promieniowania Przejścia i Pomiaru Śladów
Trigger	Tryger
Triggering	Trygerowanie
Trzeci Stopień Selekcji	Tryger Trzeciego Stopnia
Vertex Detector	Detektor Wierzchołka
Veto Wall	Ściana Veto
Wyzwalanie	Trygerowanie
Zarządzanie Potokiem Danych	Sterowanie Akwizycja Danych

Wybrane skróty anglojęzyczne

BAC	Backing Calorimeter
BPC	Beam Pipe Calorimeter
BPT	Beam Pipe Tracker
CAL	Calorimeter
CFLT	Calorimeter First Level Trigger
CMS	Compact Muon Solenoid
DAQ	Data Acquisition
DC	Drift Chamber

Ciąg dalszy tabeli

DCS	Detector Control System
DT	Drift Tubes
EMC	Electromagnetic Calorimeter
FCLR	Fast Clear system
FEE	Front-End Electronics
FLT	First Level Trigger
FWE	Fizyka Wysokich Energii
GFLT	Global First Level Trigger
GSLT	Global Second Level Trigger
HEP	High Energy Physics
HERA	Hadron Electron Ring Accelerator
HES	Hadron-Electron-Separator
Lar	Liquid Argon Calorimeter
LPS	Leading Proton Spectrometer
LPS	Leading Proton Spectrometer
LUMI	Luminosity monitor
MUON	Muon Detector
MVD	Silicon Microvertex Detector
NC	Neutron Calorimeter
PC	Proportional Chambers
PRES	Presampler
PRT	Proton Remnant Tagger
RPC	Resistive Plate Chamber
SCD	Slow Control Detector
SLT	Second Level Trigger
TD	Tracking Detector
TESLA	Tera Elektron volt Energy Superconducting Linear Accelerator
TLT	Third Level Trigger
TRD	Transition Radiation Detector
TRT	Transition Radiation Tracker
VETO	Veto Wall
VW	Veto Wall
VXD	Vertex Detector

KWARTALNIK ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI

INFORMACJE DLA AUTORÓW

Redakcja przyjmuje do publikowania prace oryginalne, przeglądowe i monograficzne wchodzące w zakres szeroko pojętej elektroniki. Ponieważ KWARTALNIK ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI jest czasopismem Komitetu Elektroniki i Telekomunikacji Polskiej Akademii Nauk, w związku z tym na jego łamach znajdują się prace naukowe dotyczące podstaw teoretycznych i zastosowań z zakresu elektroniki, telekomunikacji, mikroelektroniki, optoelektroniki, radiotechniki i elektroniki medycznej.
Artykuły powinno charakteryzować oryginalne ujęcie zagadnienia, własna klasyfikacja, krytyczna ocena (teorii lub metod), omówienie aktualnego stanu, lub postępu danej gałęzi techniki oraz omówienie perspektyw rozwojowych.
Artykuły publikowane w innych czasopismach nie mogą być kierowane do druku w Kwartalniku Elektroniki i Telekomunikacji w drugiej kolejności zgłoszenia.
Objętość artykułu nie powinna przekraczać 30 stron po około 1800 znaków na stronie, w tym rysunki i tabele.

Wymagania podstawowe.
Artykuły należy nadsyłać na wyraźnym, jednostronnym, czarno-białym wydruku komputerowym. Wydruk w formacie A4 powinien mieć znormalizowaną liczbę wierszy i znaków w wierszu (30 wierszy po 60 znaków w wierszu), w dwóch egzemplarzach, w języku polskim lub angielskim wybranym przez autora. Do wydruku powinna być dołączona dyskietka z elektronicznym tekstem artykułu. Preferowane edytory to WORD 6 lub 8.
Układ artykułu (w wersji podstawowej) musi być następujący:
- Tytuł.
- Autor (imię i nazwisko autora/ów).
- Miejsce pracy (nazwa instytucji, miejscowość, adres, + ew. adres elektroniczny (e-mail).
- Zwięzłe streszczenie powinno być w języku takim, w jakim jest pisany artykuł (wraz ze słowami kluczowymi).
- Tekst podstawowy powinien mieć następujący układ:
    1. WPROWADZENIE
    2. np. TEORIA
    3. np. WYNIKI NUMERYCZNE
    3.1. .....
    3.2. .....
    4. .....
    5. .....
    6. PODSUMOWANIE
    7. ew. PODZIĘKOWANIE
    8. BIBLIOGRAFIA
- Układ streszczenia w dodatkowej wersji językowej powinien być następujący;
  TYTUŁ (w języku angielskim – o ile artykuł pisany jest w języku polskim i na odwrót),
  AUTOR (inicjał imienia i nazwisko).

Obszerne do 3600 znaków streszczenie (wraz z słowami kluczowymi) w języku:
  a. angielskim, gdy artykuł pisany jest w języku polskim,
  b. polskim, gdy artykuł pisany jest w języku angielskim.

Streszczenie to powinno pozwolić czytelnikowi na uzyskanie istotnych informacji zawartych w pracy. Z tego względu w streszczeniu tym mogą być cytowane numery istotnych wzorów, rysunków i tabel zawartych w podstawowej wersji językowej.
- Wszystkie strony muszą mieć numerację ciągłą.

Sposób pisania tekstu.
Tekst powinien być pisany bez używania wyróżnień, a w szczególności nie dopuszcza się spacjowania, podkreślania i pisania tekstu dużymi literami z wyjątkiem wyrazów, które umownie pisze się dużymi literami

(np. FORTRAN). Proponowane wyróżnienia Autor może zaznaczyć w maszynopisie zwykłym ołówkiem za pomocą przyjętych znaków adiustacyjnych np. podkreślenie linią przerywaną oznacza spacjowanie (rozstrzelenie), podkreślenie linią ciągłą – pogrubienie, podkreślenie wężykiem – kursywa.
Tekst powinien być napisany z podwójnym odstępem między wierszami, tytuły i podtytuły małymi literami. Marginesy z każdej strony powinny mieć około 35 mm. Wielkość czcionki wydruku powinna być zbliżona co najmniej do wielkości czcionki maszyny do pisania (minimum 12 punktów). Przy podziale pracy na rozdziały i podrozdziały cyfrowe ich oznaczenia nie powinny być większe niż III stopnia (np. 4.1.1.).

Sposób pisania tabel.
Tabele powinny być pisane na oddzielnych stronach. Tytuły rubryk pionowych i poziomych powinny być napisane małymi literami z podwójnym odstępem między wierszami. Przypisy (notki) dotyczące tabel należy pisać bezpośrednio pod tabelami. Tabele należy numerować kolejno liczbami arabskimi, u góry każdej tabeli podać tytuł dwujęzyczny. W pierwszej kolejności w podstawowej wersji językowe, a później w dodatkowej wersji językowej. Tabele umieścić na końcu maszynopisu. Przyjmowane są tabele algorytmów i programy na wydrukach komputerowych. W tym przypadku zachowany jest ich oryginalny układ. Tabele powinny być cytowane w tekście.

Sposób pisania wzorów matematycznych.
Rozmieszczenie znaków, cyfr, liter i odstępów powinno być zbliżone do rozmieszczenia elementów druku. Wskaźniki i wykładniki potęg powinny być napisane wyraźnie i być prawidłowo obniżone lub podwyższone w stosunku do linii wiersza podstawowego. Znaki nad literami i cyframi, całkami i in. symbolami (strzałki, linie, kropki, daszki) powinny być umieszczone dokładnie nad tymi elementami, do których się odnoszą. Numery wzorów cyframi arabskimi powinny być kolejne i umieszczone w nawiasach okrągłych z prawej strony. Nazwy jednostek, symbole literowe i graficzne powinny być zgodne w wytycznymi IEE (Intemational Electronical Commision) oraz ISO (Intemational Organization of Standarization).

Powołania.
Powołania na publikacje powinny być umieszczone na ostatnich stronach tekstu pod tytułem „Bibliografia", opatrzone numeracją kolejną bez nawiasów. Numeracja ta powinna być zgodna z odnośnikami w tekście artykułu. Przykłady opisu publikacji:

- periodycznej
- nieperiodyczne
- książki

1. F. Valdoni: A new milimetre wave satelitę. E.T.T. 1990, vol. 2, no 5, pp. 141–148
2. K. Andersen: A resource allocation framework. XVI Intemational Symposium, Stockholm (Sweden), may 1991, paper A 2.4
3. Y.P. Tvidis: Operation and modeling ofthe MOS transistors. New York, McGraw-Hill, 1987, p. 553

Materiały ilustracyjne.
Rysunki powinny być wykonane wyraźnie, na papierze gładkim lub milimetrowym w formacie nie mniejszym niż 9×12 cm. Mogą być także w postaci wydruku komputerowego (preferowany edytor Corel Draw). Fotografie lub diapozytywy przyjmowane są raczej czarno-białe w formacie nie przekraczającym 10×15 cm. Na marginesie każdego rysunku i na odwrocie fotografii powinno być napisane ołówkiem imię i nazwisko Autora oraz skrót tytułu artykułu, do którego są przeznaczone oraz numer rysunku. Spis podpisów pod rysunki i fotografie powinien być umieszczony na oddzielnej stronie. Podpisy pod rysunkami (fotografiami) powinny być dwujęzyczne: w pierwszej kolejności w podstawowej wersji językowej, a później w dodatkowej wersji językowej. Rysunki powinny być cytowane w tekście.

Uwagi dodatkowe.
Na odrębnej stronie powinny być podane następujące informacje:
- adres do korespondencji z kodem pocztowym (domowy lub do miejsca pracy),
- telefon domowy i/lub do miejsca pracy,
- adres e-mailowy (jeśli autor posiada).

Autorowi przysługuje bezpłatnie 20 odbitek artykułu. Dodatkowe egzemplarze odbitek, lub cały zeszyt Autor może zamówić u wydawcy na własny koszt.

Autora obowiązuje korekta autorska, którą powinien wykonać w ciągu 3 dni od daty otrzymania tekstu z Redakcji oraz zwrócić osobiście, lub listownie pod adres Redakcji. Korekta powinna być naniesiona na przekazanych Autorowi szpaltach na marginesach ew. na osobnym arkuszu w przypadku uzupełnień tekstu większych niż dwa wiersze. W przypadku nie zwrócenia korekty w terminie, korektę przeprowadza Redakcja Techniczna Wydawcy.

Redakcja prosi Autorów o powiadomienie ją o zmianie miejsca pracy i adresu prywatnego.

INFORMATION FOR AUTHORS OF K.E.T

The editorial stuff will accept for publishing only original monographic and survey papers concerning widely understood electronics. Because of the fact that KWATRALNIK ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI is a journal of the Committee for Electronics and Telecommunications of Polish Academy of Science, it presents scientific works concerning theoretical bases and applications from the field of electronics, telecommunications, microelectronics, optoelectronics, radioelectronics and medical electronics.
Articles should be characterised by original depiction of a problem, its own classification, critical opinion (concerning theories or methods), discussion of an actual state or a progress of a given branch of a technique and discussion of development perspectives.
An article published in other magazines can not be submitted for publishing in K.E.T.
The size of an article can not exceed 30 pages, 1800 character each, including figures and tables.

Basic requirements

The article should be submitted to the editorial stuff as a one side, clear, black and white computer printout in two copies. The article should be prepared in English or Polish. Floppy disc with an electronic version of the article should be enclosed. Preferred wordprocessors: WORD 6 or 8.
Layout of the article.

- Title.
- Author (first name and surname of author/authors).
- Workplace (institution, address and e-mail).
- Concise summary in a language article is prepared in (with keywords).
- Main text with following layout:
  - Introduction
  - Theory (if applicable)
  - Numerical results (if applicable)
  - Paragraph 1
  - Paragraph 2
  - .....
  - .....
  - Conclusions
  - Acknowledgements (if applicable),
  - References
- Summary in additional language:
  - Title (in Polish, if article was prepared in English and vice versa)
  - Author (firs name initials and surname)
  - Extensive summary, hawever not exceeching 3600 characters (along with keywords) in Polish, if artide wos prepared in English and vice versa). The summary should be prepared in a way allowing a reader to obtaoin essential information contained in the artide. For that reason in the summary author can place numbers of essential formulas, figures and tables from the article.

Pages should have continues numbering.

Main text

Main text can not contain formatting such as spacing, underlining, words written in capital letters (except words that are commonly written in capital letters). Author can mark suggested formatting with pencil on the margin of the article using commonly accepted adjusting marks.
Text should be written with double line spacing with 35 mro left and right margin. Titles and subtitles should be written with small letters. Titles and subtitles should be numbered using no more than 3 levels (i.e. 4.1.1.).

Tables

Tables with their titles should be placed on separate page at the end of the article. Titles of rows and columns

should be written in small letters with double line spacing. Annotations concerning tables should be placed directly below the table. Tables should be numbered with Arabic numbers on the top of each table. Table can consist algorithm and program listings. In such cases original layout of the table will be preserved. Table should be cited in the text.

Mathematical formulas

Characters, numbers, letters and spacing of the formula should be adequate to layout of main text. Indexes should be properly lowered or raised above the basic line and clearly written. Special characters such as lines, arrows, dots should be placed exactly over symbols which they are attributed to. Formulas should be numbered with Arabic numbers place in brackets on the right side of the page. Units of measure, letter and graphic symbols should be printed according to requirements of IEE (International Electronical Commission) and ISO (International Organisation of Standardisation).

References

References should be placed at the and of the main text with the subtitle „References". References should be numbered (without brackets) adequately to references placed in the text. Examples of periodical [1], non-periodical [2] and book [3] references:

1. F. Valdoni: A new millimetre wave satelite. E.T.T. 1990, vol.2, no 5, pp. 141–148
2. K. Anderson: A recource allocation framework. XVI International Symposium, Stockholm (Sweden), May 1991. paper A 2.4
3. Y.P. Tvidis: Operation and modelling of the MOS transistors. New York, McGraw-Hill, 1987, p. 553

Figures

Figures should be clearly drawn on plain or millimetre paper in the format not smaller than 9×12 cm. Figures can be also printed (preferred editor – CorelDRAW). Photos or diapositives will be accepted in black and white format not grater than 10×15 cm. On the margin of each drawing and on the back side of each photo author name and abbreviation of the title of article should be placed. Figure's captures should be given in two longuaqes (first in the languaqe the article is writtes in and then in additional larguaqe). Figure's captures shoukl be also listed on separate page. Figures should be cited inthe text.

Additional information

On the separate page following information should be placed:
- mailing address (home or office),
- phone (home or/and office),
- e-mail.

Author is entitled to free of charge 20 copies of article. Additional copies or the whole magazine can be ordered at publisher at the one's expense.

Author is obliged to perform the author's correction, which should be accomplished within 3 days starting from the date of receiving of the text from the editorial stuff. Corrected text should be return to the editorial stuff personally or by mail. Correction marks should be placed on the margin of copies received from the editorial stuff or if needed on separate pages. In the case when the correction is not returned in said time limit, correction will be performed by technical editorial stuff of the publisher.

In case of changing of workplace or home address Authors are asked to inform the editorial stuff.

Subscritpion for external subscribers:

The promotional subscription price in 2002 is $ 100 including postage for institutions. At subscriber's request this journal will be air maild at additional postage to 50% dross proce to European countries nad 65% overseas.

– Foreign Trade Enterprise ARS Polona, Krakowskie Przedmieście 7, 00-068 Warszawa, Poland,

– RUCH S.A. tel. (4822) 53-28-819, 53-28-823, fax 53-28-731.

Pragnę Państwa zawiadomić, że można już zamawiać prenumeratę czasopism naukowych w Wydawnictwie Naukowym PWN. Z pewnością usprawni to obsługę prenumeratorów i pozwoli zebrać informacje o czytelnikach.

Zamówienia można składać telefonicznie pod numerami (022) 695-42-74, (022) 695-40-47, przysłać faksem pod nr (022) 695-42-70, lub listownie (wzór zamówienia jest dostępny w Dziale Publikacji Zleconych Wydawnictwa Naukowego S.A.).