

Krzysztof Poźniak

Instytut Systemów Elektronicznych Politechniki Warszawskiej

METODY DIAGNOSTYCZNE SYSTEMÓW TRIDAQ IMPLEMENTOWANYCH W UKŁADACH FPGA DLA EKSPERYMENTÓW FIZYKI WYSOKICH ENERGII

Rękopis dostarczono 9.05.2011 r.

W rozprawie rozpatrzono zagadnienia modelowania, projektowania, realizacji oraz kontroli działania systemów Trygerowania i Akwizycji Danych (TRIDAQ) wykorzystywanych w eksperymentach fizyki wysokich energii. Omówiono problemy dystrybucji synchronicznych, cyfrowych potoków danych oraz zaproponowano model strumienia synchronicznego przeznaczonego do dystrybucji informacji w systemach TRIDAQ. Przedstawiono ogólną strukturę funkcjonalną modelu pojedynczego węzła sieciowego systemu TRIDAQ oraz zaproponowano blokową strukturę modelu TRIDAQ umożliwiającą jego pełną implementację w układzie FPGA, a także standaryzację, parametryzację oraz integrację warstwy funkcjonalnej z warstwą diagnostyczną. Omówiono metodę projektowania systemów TRIDAQ opartą na zunifikowanym modelu węzła sieci. Zamieszczono przykłady systemów potokowych zaimplementowanych w dużych, programowalnych układach FPGA, które zostały opracowane dla eksperymentów: ZEUS w ośrodku DESY (Hamburg, Niemcy) oraz CMS w ośrodku CERN (Genewa, Szwajcaria/Francja).

WYKAZ WAŻNIEJSZYCH OZNACZEŃ I SKRÓTÓW

A	– liczba masowa jąder ośrodka
ALICE	– (ang. <i>A Large Ion Collider Experiment</i>) – eksperyment w ośrodku CERN
ATLAS	– eksperyment w ośrodku CERN
B	– natężenie pola magnetycznego
B_Z	– składowa natężenia pola magnetycznego w kierunku osi Z
BAC	– ang. <i>Banking Calorimeter</i>) – nazwa detektora w eksperymencie ZEUS
BC0	– (ang. <i>Bunch Crossing 0 /zero/</i>) oznaczenie przecięcia numer 0
BCN	– (ang. <i>Bunch Crossing Number</i>) numer przecięcia pakietów
BX	– (ang. <i>Bunch crossing aXis</i>) oznaczenie jednostki kolejnych przecięć
c	– prędkość światła w próżni
c_m	– element zbioru treści $\mathbf{C}$
$\mathbf{C}$	– zbiór treści strumienia synchronicznego
$\mathbf{C}_B$	– zbiór treści strumienia pakietowego
$\mathbf{C}_F$	– zbiór treści strumienia multipleksowanego
$\mathbf{C}_Q$	– zbiór treści binarnego strumienia oceny jakości procesu
$\mathbf{C}_S$	– zbiór treści strumienia statystycznego
$\mathbf{C}_T$	– zbiór treści binarnego strumienia pakietowego
$\mathbf{C}_X$	– zbiór treści strumienia wejściowego przekształcenia P
$\mathbf{C}_Y$	– zbiór treści strumienia wyjściowego przekształcenia P
C_W	– pojemność zastępcza wnęki
CERN	– (ang. <i>European Organization for Nuclear Research</i>) – europejski ośrodek akceleratorowy (Genewa, Szwajcaria)
CMS	– (ang. <i>Compact Muon Solenoid</i>) – nazwa eksperymentu w ośrodku CERN

d	– droga pomiaru
d_R	– liczba dróg radiacyjnych
DESY	– (niem. <i>Deutsches Elektronen Synchrotron</i>) – ośrodek akceleratorowy (Hamburg, Niemcy)
e	– podstawa logarytmu naturalnego
E	– natężenie pola elektrycznego
E_0	– energia spoczynkowa cząstki relatywistycznej
E_{0e}	– energia spoczynkowa elektronu
E_C	– energia kreacji kaskady elektromagnetycznej
E_J	– energia jonizacji
E_P	– energia całkowita cząstki relatywistycznej
E_{P0}	– energia początkowa cząstki relatywistycznej
E_P'	– energia całkowita cząstki relatywistycznej w układzie środka masy
E_{SM}	– energia w środku masy zderzenia
EM	– elektro-magnetyczny
EW	– (ang. <i>ElectroWeak interaction</i>) – teoria oddziaływań elektroślabyh
F	– współczynnik multipleksowania danych dla dystrybucji synchronicznej
f_A	– częstotliwość zegara akceleratora, tj. częstość zderzeń pakietów cząstek
f_{KONC}	– funkcja konstruktora wspólnego przypadku
f_{TRYG}	– średnia częstość trygera
FIFO	– (ang. <i>First In, First Out</i>) – kolejka danych
FLT	– (ang. <i>First Level Trigger</i>) – Pierwszy Stopień Trygera
FPGA	– ang. <i>Field-Programmable Gate Array</i>
FWE	– Fizyka Wysokich Energii
GIT	– Generator Impulsów Testowych
GUT	– (ang. <i>Grand Unified Theories</i>) – Teorie Wielkich Unifikacji
H1	– nazwa eksperymentu w ośrodku DESY
HERA	– (niem. <i>Hadron-Elektron Ring Anlage</i>) – akcelerator w ośrodku DESY
i_m	– element m zbioru identyfikatorów I

i_{Bm}	– element m zbioru identyfikatorów $\mathbf{I}_B$
i_{Em}	– element m zbioru identyfikatorów $\mathbf{I}_E$
i_{Tm}	– element m zbioru identyfikatorów $\mathbf{I}_T$
$\mathbf{I}$	– zbiór identyfikatorów
$\mathbf{I}_B$	– zbiór identyfikatorów pakietowych
$\mathbf{I}_E$	– zbiór identyfikatorów przypadków
$\mathbf{I}_F$	– zbiór identyfikatorów strumienia multipleksowanego
$\mathbf{I}_S$	– zbiór identyfikatorów strumienia statystycznego
$\mathbf{I}_T$	– zbiór identyfikatorów czasowych
$\mathbf{I}_X$	– zbiór identyfikatorów strumienia wejściowego przekształcenia P
$\mathbf{I}_Y$	– zbiór identyfikatorów strumienia wyjściowego przekształcenia P
ILC	– (ang. <i>International Linear Collider</i>) – międzynarodowy accelerator liniowy
L	– latencja wyrażona w [bx]
L_T	– latencja synchronicznej dystrybucji strumienia wyrażona w [bx]
L_{TA}	– latencja jednostkowa akceleratora
L_W	– indukcyjność zastępcza wnęki
LEP	– (ang. <i>Large Electron Positron Collider</i>) – akcelerator w ośrodku CERN
LHC	– (ang. <i>Large Hadron Collider</i>) – akcelerator w ośrodku CERN
LHCb	– (ang. <i>Large Hadron Collider Beauty</i>) – eksperyment w ośrodku CERN
m	– masa cząstki relatywistycznej
m_0	– masa spoczynkowa cząstki relatywistycznej
MS	– Model Standardowy
MPC	– (ang. <i>Multiwire Proportional Chamber</i>) – Wielodrutowa Komora Proporcjonalna
MSWE	– Monitoring Strumienia Wejściowego
MSWY	– Monitoring Strumienia Wyjściowego
n_1, n_2	– liczba cząstek w przeciwsobnych pakietach

n_P	– liczba przypadków procesu
n_Z	– współczynnik załamania światła ośrodka
N_A	– liczba Avogadro
NIM	– ang. Nuclear Instrumentation Modules
OW	– Obsługa Wyjątków
OWMWE	– Obsługa Wyjątków Monitoringu Wejściowego
OWMWY	– Obsługa Wyjątków Monitoringu Wyjściowego
p	– pęd cząstki
p'	– pęd cząstki w układzie środka masy
$p_{\perp}$	– pęd cząstki prostopadły do linii sił pola magnetycznego
P	– przekształcenie realizowane w procesie synchronicznym
P_{BB}	– przekształcenie identyfikatorów typu $\mathbf{I}_B \rightarrow \mathbf{I}_B$
P_{BE}	– przekształcenie identyfikatorów typu $\mathbf{I}_B \rightarrow \mathbf{I}_E$
P_{EB}	– przekształcenie identyfikatorów typu $\mathbf{I}_E \rightarrow \mathbf{I}_B$
P_{EE}	– przekształcenie identyfikatorów typu $\mathbf{I}_E \rightarrow \mathbf{I}_E$
P_{DERAN}	– przekształcenie derandomizacji przypadku sygnałem trygera
P_{FLASH}	– przekształcenie akwizycji danych typu „flash”
P_{GIT}	– przekształcenie generacji impulsów testowych
P_{KONC}	– przekształcenie koncentracji strumieni przypadków
P_{KSD}	– przekształcenie kondycjonowania strumienia danych
P_{ROZ}	– przekształcenie wyznaczania rozkładu
P_{ST}	– przekształcenie sekwencera testowego
P_{WAD}	– przekształcenie wielotrygerowej akwizycja danych
P_{ZLICZ}	– przekształcenie zliczania flag strumienia binarnego
q	– elementarny ładunek elektryczny
r_E	– klasyczny promień elektronu

r_T	– promień krzywizny trajektorii
R_W	– rezystancja zastępcza wnęki
RICH	– (ang. <i>Ring Imaging CHerenkov</i>) – Kołowa Komora Czerenkowa
QCD	– (ang. <i>Quantum ChromoDynamics</i>) – teoria oddziaływań elektroslabych
QED	– (ang. <i>Quantum ElectroDynamics</i>) – elektrodynamika kwantowa
Q_W	– dobroć nieobciążona wnęki
RPC	– (ang. <i>Resistive Plate Chamber</i>) – nazwa typu detektora cząstek
$s(t)$	– sygnał ciągły w dziedzinie czasu
S	– funkcja synchronizacji strumieni
S_A	– świetlność akceleratora
S_P	– świetlność procesu
SLT	– (ang. <i>Second Level Trigger</i>) – Drugi Stopień Trygera
SPLD	– ang. <i>Simple Programmable Logic Device</i>
ST	– Sekwencer Testowy
SUSY	– (ang. <i>SUPerSYmmetry</i>) – Supersymetria
t	– czas
T_A	– okres zderzeń pakietów przeciwsobnych w akceleratorze
T_L	– latencja wyrażona w jednostkach czasu
TLT	– (ang. <i>Third Level Trigger</i>) – Trzeci Stopień Trygera
TRIDAQ	– (ang. <i>Trigger and Data Acquisition</i>) – trygerowanie i akwizycja danych
WAD	– Wielotrygerowa Akwizycja Danych
WESD	– Wejściowy Strumień Diagnostyczny
WYSD	– Wyjściowy Strumień Diagnostyczny
V	– prędkość cząstki
V_x, V_y	– składowe prędkości cząstki odpowiednio w kierunku osi X i Y .
$V_{\dot{M}}$	– prędkość układu środka masy
VHDL	– ang. <i>Very High Speed Integrated Circuits Hardware Description Language</i>
X_0	– długość radiacyjna
z	– ładunek cząstki

Z	– liczba atomowa
Z_{0W}	– impedancja rezonansowa wnęki
ZEUS	– eksperyment w ośrodku DESY
ZSW	– Zunifikowana Struktura Węzła
Δt	– zmierzony czas przelotu cząstki
β	– unormowana prędkość cząstki
γ	– współczynnik Lorentza
δ	– współczynnik ekranujący ośrodka
λ_I	– średnia droga oddziaływania w kaskadzie hadronowej
σ	– gęstość ośrodka
σ_P	– całkowity przekrój czynny na proces
σ_x, σ_x	– dyspersje gęstości cząstek w pakiecie w przekroju poprzecznym
θ_C	– kąt rozwarcia dla zjawiska promieniowania Czerenkowa
$\langle \mathbf{C}, \mathbf{I} \rangle$	– strumień synchroniczny
$\leftrightarrow$	– symbol synchronizacji
$\overleftrightarrow{}$	– symbol synchronizacji bezwzględnej
$\cup$	– operator sumowania logicznego
$\cap$	– operator iloczynu logicznego
$\otimes$	– operator: $a \otimes b = \sqrt{a^2 + b^2}$
$\mathbf{N}$	– zbiór liczb naturalnych: $\{1, 2, \dots\}$
$\mathbf{N}^0$	– zbiór liczb naturalnych łącznie z zerem: $\{0, 1, 2, \dots\}$
$\mathbf{R}$	– zbiór liczb rzeczywistych

1. WSTĘP

Eksperymenty Fizyki Wysokich Energii (FWE), wykorzystujące akceleratory wiązek przeciwbieżnych, pozwalają badać strukturę materii, jej właściwości i zachodzące w niej oddziaływania [1]. Od strony koncepcyjnej są one projektowane przez międzynarodowe zespoły fizyków i analiza wyników jest przedmiotem prac z dziedziny fizyki. Z uwagi na bardzo wysoki poziom technicznego skomplikowania – projektowanie, budowa i obsługa eksperymentów wymagają ścisłej współpracy z ekspertami z innych dziedzin nauki i techniki. W tym sensie współczesne eksperymenty FWE są wspólnym przedsięwzięciem wielu grup specjalistów. Wśród nich kluczową rolę odgrywa elektronika [2]. Zastosowanie szybkich, wielokanałowych, rozproszonych i synchronicznych systemów elektronicznych zapewnia eksperymentom dobrą rozdzielczość przestrzenną i czasową przy pomiarze położenia, pędów i energii cząstek (tzw. akwizycja danych¹⁾) oraz zdolność do selekcji w czasie rzeczywistym przypadków ważnych z fizycznego punktu widzenia (tzw. trygerowanie¹⁾). Ze względu na wykonywane zadania systemy te są określane mianem systemów TRIDAQ²⁾ (ang. *TRIGGER and Data ACQUISITION*) [3]

1.1. ZAKRES, CEL I STRUKTURA ROZPRAWY

W rozprawie przedstawiono opracowaną przez autora metodykę projektowania i diagnostyki współczesnych, rozległych, wielokanałowych elektronicznych systemów

¹ W pracy użyto spolszczeń: „akwizycja danych” (ang. *data acquisition*) oraz „tryger” (ang. *trigger*)

² W literaturze można również napotkać akronim „TRIDAS” (ang. *TRIGGER and Data Acquisition System*)

TRIDAQ z wykorzystaniem układów FPGA (ang. *Field-Programmable Gate Array*) [4], [5]. Systemy tego typu są projektowane i budowane dla konkretnych eksperymentów FWE, a w konsekwencji posiadają unikalną konstrukcję i prototypowy charakter – powstają jednostkowe rozwiązania, projektowane nawet kilkanaście lat przed końcowym uruchomieniem. Z powyższych względów szczególnie ważką kwestią jest uzyskanie już na samym wstępie poprawnego projektu struktury funkcjonalnej całego systemu elektronicznego, który ostatecznie powinien zapewnić mu wysoką jakość i niezawodność. W rozprawie podjęto próbę systemowego rozwiązania powyższych problemów, wychodząc z założenia, że skoro nie można zmienić obiektywnych uwarunkowań związanych zarówno z charakterem „wielkich systemów”, jak i ich podatnością na awarie, należy stosować odpowiednie rozwiązania strukturalne w odniesieniu zarówno do projektowania warstwy funkcjonalnej, jak i nade wszystko do warstwy diagnostycznej. W konsekwencji prowadzi to do przyjęcia założenia, że warstwa diagnostyczna jest równorzędna względem warstwy funkcjonalnej i w swoisty sposób „opłata” każdy funkcjonalny proces implementowany w układzie FPGA. Stąd wynika, że dążenie do systematyzacji, parametryzacji i strukturalizacji warstwy diagnostycznej wymaga rozpatrywania warstwy funkcjonalnej jako uporządkowanego zbioru procesów, który jest ściśle powiązany z celami badawczymi eksperymentów z dziedziny FWE i eksperymentalnymi metodami badania materii za pomocą zderzeń wysokoenergetycznych cząstek przeciwbieżnych [5].

Wymienione kwestie zostały odzwierciedlone w przyjętej strukturze rozprawy. Została ona podzielona na trzy zasadnicze części, w których przedstawione są wyniki badań własnych autora, stanowiące jego oryginalny wkład do poszczególnych wątków tematycznych. Części te zostały krótko scharakteryzowane poniżej, wraz z podaniem odniesień do głównych publikacji autorskich.

Część pierwsza stanowi wprowadzenie w zagadnienie eksperymentów FWE oraz systemów TRIDAQ [3], [4] i obejmuje dwa rozdziały. W rozdziale pierwszym krótko omówiono metodykę badań materii metodami eksperymentalnymi w dziedzinie FWE. Scharakteryzowano wybrane współczesne akceleratory i eksperymenty pod kątem

podstawowych wymagań stawianych elektronicznym systemom TRIDAQ. Rozdział drugi zawiera autorski podział strukturalny i funkcjonalny systemów elektronicznych stosowanych w omawianych eksperymentach FWE, ze szczególnym uwzględnieniem roli systemów TRIDAQ oraz wykorzystania technologii FPGA do ich konstruowania.

Cześć druga jest poświęcona autorskiemu opracowaniu modelu systemu TRIDAQ [6], [5]. W rozdziale trzecim omówiono podstawowe pojęcia, takie jak strumień synchroniczny, synchronizacja strumieni oraz podstawowe rodzaje i funkcje synchronizacji, a także funkcje procesu synchronicznego. Rozdział czwarty dotyczy metodyki implementacji warstwy diagnostycznej w systemach TRIDAQ. Przystawiono w nim model warstwy diagnostycznej zintegrowany z warstwą funkcjonalną i metodykę jej implementacji w układach FPGA.

Cześć trzecia obejmuje wybrane przykłady praktycznych rozwiązań zrealizowanych przez autora w oparciu o opracowany model warstwy diagnostycznej [5], [7]. W rozdziale piątym omówiono podstawowe moduły diagnostyczne implementowane w układach FPGA. W rozdziale szóstym przedstawiono praktyczne realizacje autorskich opracowań warstw diagnostycznych wykonanych dla potrzeb współczesnych eksperymentów FWE.

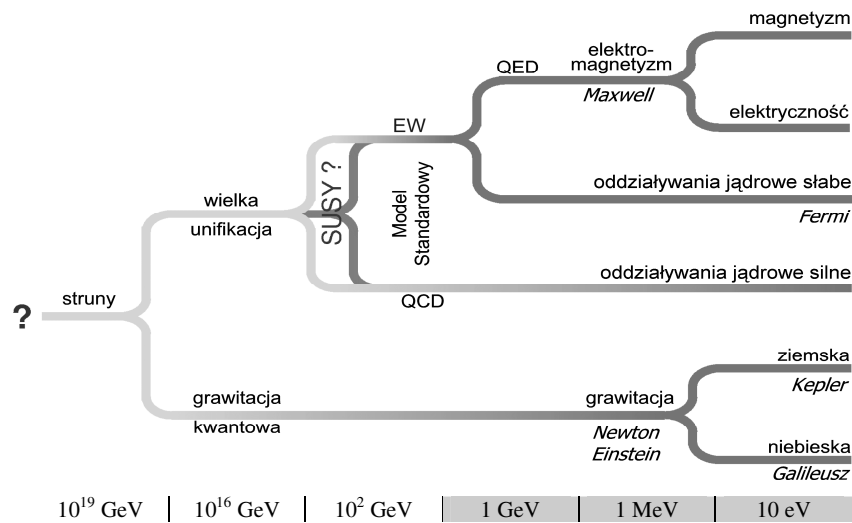
Rozprawę zamyka posumowanie odnoszące się do już uzyskanych przez autora wyników oraz propozycje dalszych prac w tej dziedzinie w odniesieniu do oczekiwanego rozwoju eksperymentów FWE na tle spodziewanych trendów zadaniowych i technologicznych.

1.2. WPROWADZENIE DO EKSPERYMENTÓW ZDERZEŃ WYSOKOENERGETYCZNYCH CZĄSTEK

Wyjaśnienie problemu masy stanowi obecnie najważniejszy cel badawczy FWE. Istota tego zagadnienia odnosi do eksperymentalnego potwierdzenia tzw. „mechanizmu Higgsa” [8]. Doświadczalne zbadanie tzw. „sektora Higgsa” [9] jest aktualnie planowane w eksperymentach z wykorzystaniem akceleratora Tevatron (FERMILAB, USA)

[10] oraz Wielkiego Zderzacza Hadronowego (ang. *Large Hadron Collider*) – LHC (CERN, Szwajcaria/Francja) [11].

Przebadanie sektora Higgsa będzie stanowić domknięcie teorii Modelu Standardowego (MS) [8] i pomost dla nowej fizyki. Przewidywania teoretyczne pokazano na rys. 1. Oczekuje się odpowiedzi dotyczących przewidywań w Teoriach Wielkiej Unifikacji (ang. *Grand Unified Theories* – GUT) [12], a w szczególności eksperymentalne potwierdzenie istnienia wielu nowych cząstek supersymetrycznych w obszarze mas do ok. $1 \text{ TeV}/c^2$ [1], [13]. Powyższe badania staną się wkrótce możliwe, gdyż technologicznie osiągnięto już zdolność wytwarzania w akceleratorach dostatecznie wielkich energii zderzeń cząstek, aby umożliwić pomiary odległości rzędu 10^{-20} m (do tej pory osiągnięto 10^{-18} m) [1].



Rys. 1. Podsumowanie stanu aktualnego (osiągalny obszar energetyczny zaznaczony szarym kolorem) i przewidywanego rozwoju teorii oddziaływań związanych z materią [12], [13]
 skróty ang.: QED – *Quantum ElectroDynamics* (Elektrodynamika kwantowa),
 EW – *ElectroWeak interaction* (Teoria oddziaływań elektrosłabych),
 QCD – *Quantum ChromoDynamics* (Chromodynamika kwantowa),
 SUSY – *SUPerSYmmetry* (Supersymetria)

1.2.1. Akceleratory przeciwbieżne dla eksperymentów FWE

Akceleratory wiązek przeciwbieżnych są aktualnie najlepszymi urządzeniami pozwalającymi uzyskiwać bardzo duże energie zderzeń w układzie środka masy. Do tego celu wykorzystuje się efekty oddziaływania silnego pola elektrycznego $\vec{E}$ i magnetycznego $\vec{B}$ na cząstki naładowane. Ruch cząstki o ładunku q opisuje wyrażenie:

$$\frac{d\vec{p}}{dt} = q(\vec{E} + \vec{v} \times \vec{B}), \quad (1)$$

gdzie $\vec{v}$ jest wektorem prędkości, a $\vec{p}$ wektorem pędu cząstki. Dla cząstek relatywistycznych ich masa m jest wyrażana względem ich masy spoczynkowej m_0 :

$$m = \gamma m_0, \quad (2)$$

gdzie współczynnik Lorentza γ dla cząstki o prędkości V i prędkości światła w próżni c przyjmuje postać:

$$\gamma = \left(\sqrt{1 - V^2 c^{-2}} \right)^{-1}. \quad (3)$$

Wiążąc wyrażenia pędu (4) oraz energii (5) cząstki:

$$\vec{p} = \gamma m_0 \vec{v}, \quad (4)$$

$$E_p = \gamma m_0 c^2 \quad (5)$$

poprzez relatywistyczną masę cząstki m oraz przyjmując, że dla rozpatrywanych cząstek wysokoenergetycznych $V \approx c$, można uzyskać zależność:

$$\frac{dE_p}{dt} \cong q \vec{v} \vec{E}. \quad (6)$$

Ze wzoru (6) wynika wprost, że jedynie pole elektryczne $\vec{E}$ prowadzi do akceleracji cząstek naładowanych ($q \neq 0$), tj. do wzrostu ich energii E_p . Wzrost energii cząstki jest

największy w przypadku, gdy zwrot wektora pola elektrycznego jest zgodny ze zwrotem wektora prędkości cząstki naładowanej.

We współczesnych akceleratorach stosuje się głównie wnęki przyspieszające, które z dobrym przybliżeniem można rozpatrywać jako obwód rezonansowy o parametrach skupionych R_w , L_w , C_w i impedancji zespolonej Z_w wyrażonej zależnością:

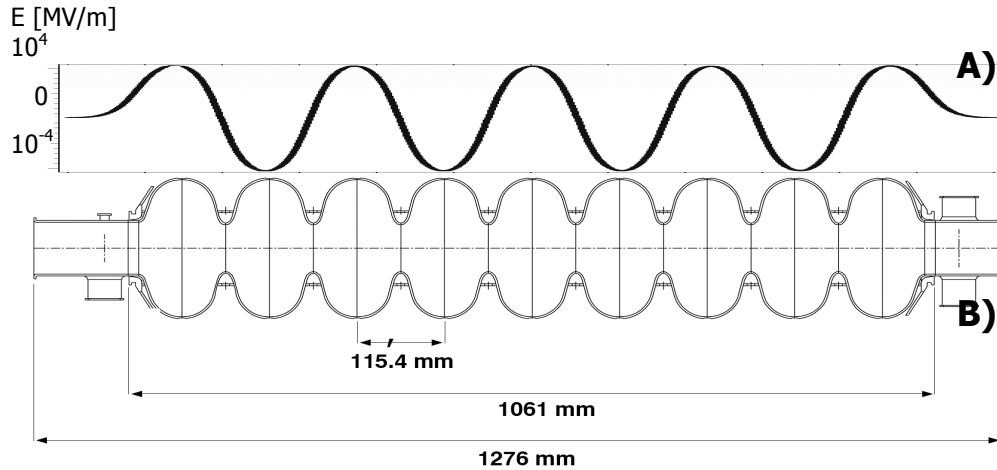
$$Z_w(s) = (1/R_w + sC_w + 1/sL_w)^{-1}, \quad (7)$$

dla której wyznacza się dobroć nieobciążoną zgodnie ze wzorem:

$$Q_w = R_w \sqrt{L_w / C_w}. \quad (8)$$

Typowa dobroć nieobciążona wnęki wykonanej z miedzi (nie nadprzewodzącej) wynosi około 10^4 – 10^5 , natomiast nadprzewodnik pozwala uzyskać wartość 10^{10} . Uzyskuje się w ten sposób redukcję strat mocy o 5–6 rzędów wielkości.

Jako przykład współczesnego, wydajnego urządzenia przyspieszającego cząstki naładowane, przedstawiono na rys. 2 nadprzewodzącą wnękę zrealizowaną w technologii TESLA w ośrodku DESY w Hamburgu. Wnęką składa się z dziewięciu cel. W części A) rysunku pokazano rozkład pola elektrycznego wzdłuż jej osi poziomej, a w części B) rysunku jej konstrukcję mechaniczną w przekroju poprzecznym.



Rys. 2. A) Orientacyjny rozkład pola elektrycznego w wnęcie nadprzewodzącej typu TESLA.
B) Budowa nadprzewodzącej wnęki typu TESLA złożonej z dziewięciu cel

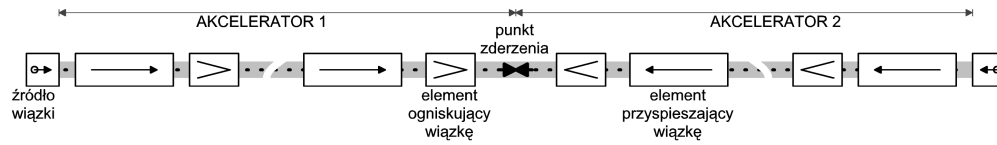
Działanie przyspieszające wnek akceleratora polega na sukcesywnym zwiększaniu energii kinetycznej naładowanych cząstek w silnym polu elektrycznym, co opisuje wzór (6). Zgodnie z wykresem rozkładu pola umieszczonym w części A) rys. 2, pole odpowiednio przyciąga lub odpycha naładowane cząstki danego znaku w zależności od swojej fazy i w naturalny sposób formuje grupy cząstek w pakiety (ang. *bunches*).

Do skupiania wiązki w wymiarach poprzecznych do osi akceleratora wykorzystuje się efekty oddziaływania stałego pola magnetycznego $\vec{B} = const$ zgodnie ze wzorem (1). Oddziaływanie siły Lorentza dla cząstki relatywistycznej (4) opisuje wyrażenie:

$$\frac{d\vec{p}}{dt} = m_0 \frac{d}{dt} \vec{\mathcal{W}} = q(\vec{V} \times \vec{B}). \quad (9)$$

Dla składowej prędkości cząstki $\vec{V}$ równoległej do linii sił pola magnetycznego prawa strona wyrażenia (9) jest tożsamościowo równoważna 0. W konsekwencji linie sił pola magnetycznego wpływają na składową prostopadłą prędkości $\vec{V}$. Pole magnetyczne nie zmienia energii cząstki, a jedynie wpływa na zmianę jej trajektorii ruchu. Do silnego ogniskowania wykorzystuje się magnesy kwadropolowe. Dla pakietu cząstek naładowanych jednoimiennie kwadropolowe pole magnetyczne posiada właściwości skupiające w jednej płaszczyźnie, a rozpraszające w drugiej. Dlatego stosuje się pary magnesów obróconych o 90° względem siebie w każdej parze, aby tym samym zapewnić właściwości skupiające w obu płaszczyznach.

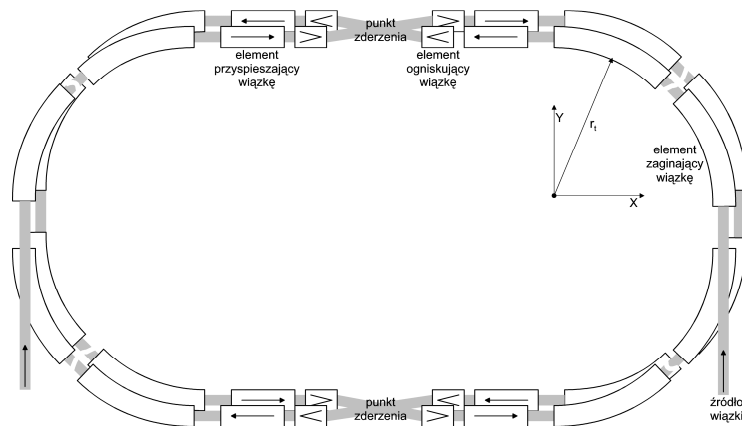
Z uwagi na prostoliniowy sposób prowadzenia wiązki cząstek elementarnych, dotychczasowe rozważania dotyczyły zasady działania pakietowych akceleratorów liniowych. Ogólną strukturę przeciwsobnych akceleratorów liniowych pokazano na rys. 3. Na wejściu akceleratora umieszczone jest źródło wiązki. Cząstki są naprzemiennie



Rys. 3. Ogólna struktura przeciwsobnych akceleratorów liniowych

przyspieszane i ogniskowane. Nadanie nominalnej energii wiązce w miejscu zderzenia musi nastąpić podczas jej jednokrotnego przelotu przez akcelerator.

Duże koszty realizacji wysokoenergetycznych przeciwsobnych akceleratorów liniowych, które są spowodowane głównie koniecznością stosowania wysoko-gradientowych wnęk przyspieszających (6) oraz budową bardzo długich tuneli akceleratorowych, stały się przyczyną powszechnego stosowania przeciwsobnych akceleratorów kołowych. W akceleratorach tego typu te same elementy przyspieszające i skupiające są wielokrotnie wykorzystywane. Ogólną strukturę akceleratora kołowego przedstawiono na rys. 4. Poza wcześniej omówionymi elementami przyspieszającymi i ogniskującymi, każdy z dwóch pierścieni akceleratora³⁾ posiada elementy zakrzywiające trajektorię wiązki. Do tego celu wykorzystuje się stałe pole magnetyczne $\vec{B} = const$, które działa na cząstkę relatywistyczną siłą Lorentza wyrażoną zależnością (9). Linie sił pola magnetycznego są prostopadłe do ruchu cząstki i skierowane tak, aby dla jej ładunku wytworzyć siłę dośrodkową. Oddziaływanie pola zachodzi wyłącznie w płaszczyźnie x - y (por.



Rys. 4. Ogólna struktura przeciwsobnych akceleratorów kołowych

³⁾ Przy zderzaniu przeciwsobnych cząstek i antycząstek można stosować jeden wspólny pierścień.

rys. 4). Skalarne równania ruchu dla składowych V_x i V_y przy warunku zachowania energii E_p cząstki:

$$1) m_0 \frac{d}{dt} \mathcal{W}_x = qV_y B_z, \quad 2) m_0 \frac{d}{dt} \mathcal{W}_y = -qV_x B_z, \quad 3) E_p = \gamma \cdot m_0 c^2, \quad (10)$$

można sprowadzić do układu dwóch równań:

$$1) \frac{d}{dt} V_x = \frac{qc^2 V_y B_z}{E_p}, \quad 2) \frac{d}{dt} V_y = -\frac{qc^2 V_x B_z}{E_p}. \quad (11)$$

Rozwiązaniem układu równań jest trajektoria ładunku q po okrędu o promień r_T :

$$r_T = \frac{E_p}{c^2} \left| \frac{V}{qB_z} \right|. \quad (12)$$

Wykorzystując zależności (4) i (5), równanie (12) można sprowadzić do postaci:

$$r_T = \frac{\sqrt{E_p^2 - m_0^2 c^4}}{cqB_z}. \quad (13)$$

Dla akceleratorów wysokoenergetycznych cząstek przeciwbieżnych $E_p \gg m_0 c^2$, stąd wyrażenie (13) można uprościć do wygodnej postaci:

$$r_T \cong \frac{E_p}{cqB_z}, \quad (14)$$

z której wynika wprost, że przy wzroście energii cząstki naładowanej natężenie pola magnetycznego musi wzrastać proporcjonalnie, aby utrzymać ruch cząstki wewnątrz rury próżniowej akceleratora. Ten czynnik ma istotne znaczenie przede wszystkim dla ciężkich cząstek, takich jak np. protony, których energia E_p osiąga wielkie wartości.

1.2.2. Wybrane parametry zderzeń cząstek przeciwsobnych

W analizie zderzeń cząstek przeciwsobnych stosuje się *układ środka masy* zdefiniowany warunkiem zerowej wektorowej sumy pędów wszystkich cząstek układu:

$$\sum_i \vec{p}_i \stackrel{\text{def}}{=} 0. \quad (15)$$

Układ ten jest odnoszony do *stacjonarnego układu laboratoryjnego*, w którym są umieszczone przeciwsoone akceleratory. Między wielkościami pędu p i energii E_p w układzie laboratoryjnym, a pędem p' i energią E_p' w układzie środka masy zachodzą następujące zależności:

$$p' = \gamma(p - \frac{VE_p}{c^2}), \quad E_p' = \gamma(E_p - Vp). \quad (16)$$

Zgodnie z definicją układu środka masy (15) i po uwzględnieniu transformacji pędu względem układu laboratoryjnego (16) dla dwóch zderzanych cząstek oznaczonych odpowiednio indeksami A i B , otrzymuje się zależność:

$$\gamma(p_A - \frac{VE_{pA}}{c^2}) + \gamma(p_B + \frac{VE_{pB}}{c^2}) = 0, \quad (17)$$

z której wyznacza się *prędkość środka masy* $V_{\dot{M}}$ względem układu laboratoryjnego:

$$V_{\dot{M}} = \frac{c^2(p_A + p_B)}{E_{pA} + E_{pB}}. \quad (18)$$

Przekształcając uprzednio współczynnik γ do postaci:

$$\gamma = \sqrt{\frac{1 - (V/c)^2 + (V/c)^2}{1 - (V/c)^2}} = \sqrt{1 + \frac{\gamma^2 V^2}{c^2}} \quad (19)$$

i podstawiając do równania (5) uzyskuje się wyrażenie:

$$E_p = \sqrt{\left(1 + \frac{\gamma^2 V^2}{c^2}\right) \cdot m_0^2 c^4} = \sqrt{(m_0 c^2)^2 + (m_0 \mathcal{W})^2 c^2}. \quad (20)$$

Uwzględniając zależność (4), ostatecznie otrzymuje się postać wzoru wiążącego energię całkowitą cząstki E_p z jej pędem p i energią spoczynkową $E_0 = m_0 c^2$:

$$E_p = \sqrt{E_0^2 + p^2 c^2}. \quad (21)$$

Po uwzględnieniu zależności (21) we wzorze (18) uzyskuje się wyrażenie:

$$V_{\dot{S}M} = \frac{c(\sqrt{E_{PA}^2 - E_{0A}^2} - \sqrt{E_{PB}^2 - E_{0B}^2})}{E_{PA} + E_{PB}}. \quad (22)$$

Przyjmując dla akceleratorów wysokoenergetycznych cząstek przeciwbieżnych, że $E_{PA} \gg E_{0A}$ i $E_{PB} \gg E_{0B}$, wyrażenie (22) można uprościć do wygodnej postaci:

$$V_{\dot{S}M} = \frac{c(E_{PA} - E_{PB})}{E_{PA} + E_{PB}}. \quad (23)$$

Energia w układzie środka masy jest zdefiniowana jako suma energii cząstek układu:

$$E_{\dot{S}M} \stackrel{\text{def}}{=} \sum_i E_{pi}'. \quad (24)$$

Wyrażając $E_{\dot{S}M}$ dla dwóch rozważanych cząstek A i B za pomocą parametrów określonych dla laboratoryjnego układu odniesienia (16) uzyskuje się zależność:

$$E_{\dot{S}M} = \gamma(E_{PA} - Vp_A) + \gamma(E_{PB} - Vp_B) = \sqrt{(E_{PA} + E_{PB})^2 - c^2(p_A + p_B)^2}. \quad (25)$$

Korzystając z relatywistycznej zależności wiążącej energię i pęd cząstki (21) i pozbywając się w ten sposób czynnika pędu, uzyskuje się wyrażenie:

$$E_{\dot{S}M} = \sqrt{(E_A + E_B)^2 - (\sqrt{E_A^2 - E_{0A}^2} - \sqrt{E_B^2 - E_{0B}^2})^2}. \quad (26)$$

Przyjmując uwarunkowania jak dla wzoru (23), można wyrażenie (26) uprościć do wygodnej postaci:

$$E_{\dot{S}M} \cong \sqrt{(E_{PA} + E_{PB})^2 - (E_{PA} - E_{PB})^2} = 2\sqrt{E_{PA}E_{PB}}. \quad (27)$$

Z wyrażenia (27) wynika, że akceleratory cząstek przeciwbieżnych są urządzeniami pozwalającymi na osiągnięcie bardzo dużych energii zderzeń cząstek w układzie środka masy w stosunku do metody zderzeń wysokoenergetycznych cząstek ze stacjonarną

stacją⁴. Takie rozwiązanie aparaturowe jest jednak okupione małą *światłością procesu* S_p (ang. *luminosity*), czyli efektywnością zachodzenia procesu, zdefiniowaną jako:

$$S_p \stackrel{\text{df}}{=} \frac{n_p}{\sigma_p}, \quad (28)$$

gdzie n_p oznacza liczbę przypadków danego procesu zachodzącą w jednostce czasu, a σ_p jest *całkowitym przekrojem czynnym*, który charakteryzuje prawdopodobieństwo zajścia danego procesu. Zgodnie ze wzorem (28) liczba przypadków interesującego procesu wyraża się następująco: $n_p = S_p \sigma_p$. Wynika z tego jednoznacznie, że chcąc otrzymać jak największą liczbę przypadków danego procesu należy dążyć do uzyskania jak największej światłości S_p . Dla omawianego w rozprawie typu akceleratorów wiązek przeciwbieżnych, ich światłość S_A można szacować w oparciu o wyrażenie [15]:

$$S_A \cong f_A \frac{n_1 n_2}{4\pi\sigma_x \sigma_y}, \quad (29)$$

gdzie f_A określa częstość zderzanych pakietów w akceleratorze, n_1 , i n_2 odpowiednio liczby cząstek zawartych w zderzających się pakietach, a σ_x i σ_y odpowiednio dyspersje gęstości cząstek dla przekroju poprzecznego pakietu opisane rozkładem Gaussa.

1.2.3. Kompleksy akceleratorów wysokoenergetycznych

Potrzeby badawcze FWE wymagają uzyskiwania bardzo dużych energii zderzeń oraz badania interakcji różnych cząstek elementarnych. Dlatego wielkie akceleratory są zasilane cząstkami wstępnie rozpędzonymi w mniejszych akceleratorach liniowych i kołowych. Na świecie istnieje kilka tego rodzaju kompleksów akceleratorowych. Dwa znajdują się w Europie: European Organisation for Nuclear Research [16] (CERN)

⁴ Dla $E_A \gg E_{0A}$, $E_B \cong E_{0B}$ i $E_A \gg E_B$ ze wzoru (26) wyszukuje się: $E_{SM} \cong \sqrt{2E_A E_{0B}}$.

położony na granicy Francji i Szwajcarii oraz Deutsches Elektronen-Synchrotron (DESY) [17] w Niemczech. Cztery ośrodki działają w USA: Stanford Linear Accelerator Center [18] (SLAC), Fermi National Accelerator Laboratory [10] (Fermilab), Brookhaven National Laboratory [19] i Cornell University [20]. Jeden ośrodek usytuowany jest w Japonii: High Energy Accelerator Research Organization [21] (KEK).

Tabl. 1. Charakterystyka wybranych największych współczesnych akceleratorów na świecie [22]
ozn.: o – obwód akceleratora kołowego, d – długość akceleratora liniowego,
– energia liczona na nukleon, rH, rV – wzdłużny, poprzeczny promień pakietu cząstek

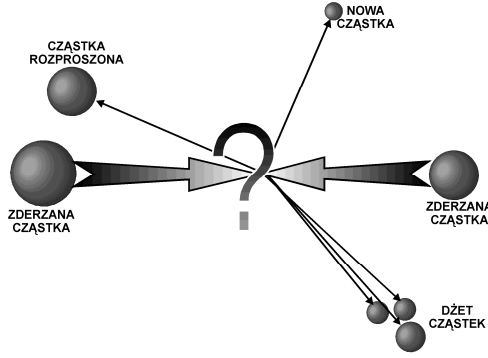
Nazwa Instytucja Kraj	rozpoczęcie zakończenie pracy	rodzaje i energie cząstek [GeV]	światłość [$10^{30} \text{ cm}^{-2} \text{ s}^{-1}$]	wiązka $r_H [\mu\text{m}]$ $r_V [\mu\text{m}]$		obwód długość [km]	częstość zderzeń [MHz]
LEP CERN Europa	1989 2000	e+ (100) e- (100)	100,0	300	8	o: 26,6	0,045
KEKB KEK Japonia	1999 ---	e+ (3,5) e- (8)	11 305,0	110	2,4	o: 3,02	50
PEP-II SLAC USA	1999 ---	e+ (3,1) e- (9)	6 777,0	157	4,7	o: 2,2	25
CERS-C Cornell USA	2002 ---	e+ (6) e- (6)	1 300,0	300	5,7	o: 0,76	72
HERA DESY Niemcy	1992 2007	e (30) p (920)	70,0	280 265	50 50	o: 6,34	10,41
TEVATRON Fermilab USA	1987 ---	p (980) $\bar{p}$ (980)	50,0	39 31	39 31	o: 6,28	7
LHC CERN Europa	2008 ---	Pb(650) Pb(650)	0,0001	15,9	15,9	o: 26,6	40
	2008 ---	p (7000) p (7000)	1 000,0	16,7	16,7		
RHIC Brookhaven USA	2000 ---	Au (0,1)# Au (0,1)#	0,0015	20	20	o: 3,86	4,69
	2004 ---	Cu (0,1)# Cu (0,1)#	0,0020	20	20		
ILC ? ?	2012? ?	e+ (400) e- (400)	3 000,0	?	?	d: 40,0	5,6

Celem podsumowania, w tabl. 1 zostały podane wybrane parametry największych współczesnych akceleratorów wiązek przeciwbieżnych. Na uwagę zasługuje fakt, że wszystkie obecnie działające wysokoenergetyczne akceleratory cząstek przeciwbieżnych są kołowe. Zdaniem ekspertów era ich wykorzystania dobiega jednak końca. Prawdopodobnie akcelerator LEP (ang. *Large Electron Positron collider*) był ostatnim tak dużym akceleratorem zderzającym elektrony z uwagi na straty wynikające z promieniowania synchrotronowego, a akcelerator LHC zakończy erę kołowych akceleratorów hadronowych z powodu osiągnięcia granic technologicznych wytwarzania magnesów zakrzywiających tory cząstek w pierścieniu (14).

Na końcu tabl. 1 podano wstępne parametry planowanego wielkiego akceleratora liniowego ILC (ang. *International Linear Collider*), który o rząd wielkości zwiększy dotychczas uzyskaną energię w zderzeniach e^+ i e^- .

1.2.4. Eksperymenty na wiązkach przeciwbieżnych

Akceleratory wiązek przeciwbieżnych stanowią jedynie źródło zjawisk fizycznych. Informację o wewnętrznej strukturze materii i oddziaływaniach w niej zachodzących uzyskuje się w wyniku analizy zderzeń wysokoenergetycznych cząstek elementarnych. Rezultaty zderzenia zależą od rodzaju cząstek i zaistniałego oddziaływania. Zderzenia typu hadron-hadron (gdzie hadron należy rozpatrywać jako złożoną strukturę kwarków i gluonów) uzyskują większą świetlność i umożliwiają badanie bardzo rzadkich procesów. Natomiast zderzenia leptonów (rozpatrywanych jako cząstki punktowe) lub leptonów z nukleonami pozwalają na przeprowadzenie precyzyjnych pomiarów właściwości materii [1]. Na rys. 5 w sposób bardzo schematyczny przedstawiono zjawisko zderzenia dwóch cząstek elementarnych. W wyniku zderzenia może nastąpić ich rozpraszanie elastyczne lub produkcja wysokoenergetycznych cząstek (tzw. rozpraszanie nieelastyczne). Produkty rozproszeń nieelastycznych często tworzą wąskie strumienie cząstek, nazywane dżetami.



Rys. 5. Ogólne ujęcie zjawiska zderzenia cząstek elementarnych [23]

Cząstki elementarne przechodząc przez materię mogą oddziaływać z nią oddając częściowo lub całkowicie swoją kinetyczną energię początkową. W procesach detekcji naładowanych cząstek wysokoenergetycznych wykorzystuje się kilka rodzajów zjawisk fizycznych.

Oddziaływanie z elektronami ośrodka powoduje utratę energii E_p cząstki na jednostkę drogi x . Cząstka oddziałując swoim polem elektrycznym na atomy ośrodka wywołuje wybijanie elektronów, czyli lokalną jonizację ośrodka. Proces ten jest związany z częściową utratą energii własnej przez cząstkę, co z dobrym przybliżeniem opisuje formuła Bethego-Blocha:

$$-\frac{dE_p}{dx} = 4\pi N_A r_E^2 E_{0E} z^2 \frac{Z}{A} \frac{1}{\beta} \left[\ln \left(\frac{2E_{0E} \beta^2}{E_J (1 - \beta^2)} \right) - \beta^2 - \frac{\delta}{2} \right], \quad (30)$$

gdzie: N_A – liczba Avogadro; r_E – klasyczny promień elektronu, $E_{0E} = m_{0E} c^2$ – energia spoczynkowa elektronu; z – ładunek cząstki; $\beta = v/c$ – unormowana prędkość cząstki; Z , A – liczba atomowa i liczba masowa jąder ośrodka; E_J , δ – energia jonizacji oraz współczynnik ekranujący ośrodka. Wartość zmian energii cząstki dE/dx jest zależna od relatywistycznej energii cząstki E_p , ładunku cząstki z oraz od charakteru ośrodka (Z , A , I , δ).

Promieniowanie hamowania jest promieniowaniem EM powstającym podczas procesu hamowania cząstek naładowanych wskutek oddziaływań kulombowskich z jądrami ośrodka materialnego. Emisja fotonów prowadzi do utraty energii E_p cząstki na jednostkę drogi x (tzw. *straty radiacyjne*). Intensywność emisji promieniowania hamowania jest opisana wyrażeniem:

$$\frac{dE_p}{dx} = \frac{E_{p0}}{X_0} e^{-\frac{x}{X_0}}, \quad (31)$$

gdzie E_{p0} jest początkową energią cząstki, a X_0 oznacza długość radiacyjną danego ośrodka, dla której energia początkowa maleje średnio o czynnik $1/e$.

Promieniowanie Czerenkowa jest emitowane przez cząstki przechodzące przez ośrodek z prędkością większą od prędkości rozchodzenia się światła w tym ośrodku. Promieniowanie Czerenkowa jest falą uderzeniową tworzącą się w polu EM. Koherentna emisja fotonów tworzy stożek o kącie Θ_C opisany wyrażeniem:

$$\cos \Theta_C = \frac{1}{n_z \beta}, \quad (32)$$

gdzie n_z jest współczynnikiem załamania dla danego ośrodka, a $\beta = V/c$ stanowi unormowaną prędkość V cząstki względem prędkości światła w próżni c . Dla cząstek wysokoenergetycznych, (tzn. dla $V \approx c$), kąt rozwarcia Θ_C jest praktycznie stały.

Scyntylacje, czyli emisje błysków światła powstające w procesie deekscytacji wskutek powrotu atomów ośrodka ze stanu wzbudzonego do stanu podstawowego, który powstał podczas przechodzenia cząstki jonizującej przez materiały scyntylujące (niektóre kryształy nieorganiczne, jak *NaI*, *CsI*, *BGO*, plastyki typu *polistyren* lub *metakrylen winylu* z domieszką związków fosforowych, ciecze organiczne – np. *toluen*, stałe związki organiczne lub szkła). Liczba wyemitowanych fotonów jest proporcjonalna do energii cząstki i umożliwia pomiar jej energii.

Promieniowanie przejścia powstaje na granicy ośrodków o różnych stałych dielektrycznych. Intensywność promieniowania jest proporcjonalna do współczynnika γ (3), a w odniesieniu do zależności (5) zależy od stosunku energii cząstki E_p do jej masy spoczynkowej m_0 (ściślej – energii spoczynkowej $E_0 = m_0 c^2$), gdyż:

$$\gamma = \frac{E_p}{m_0 c^2}. \quad (33)$$

Promieniowanie to jest emitowane głównie w stożku o kącie rozwarcia $1/\gamma$ wokół kierunku ruchu cząstki.

Produkcja par elektron-dziura jest procesem zachodzącym w półprzewodnikach. Wskutek wzbudzenia elektronów i przeniesienia ich do pasma przewodnictwa powstaje przepływ ładunku przez zaporowo spolaryzowane łącze p-n. Duża gęstość materiałów półprzewodnikowych prowadzi do dużej zdolności absorpcyjnej promieniowania.

Do wyznaczenia parametrów stanu końcowego⁵⁾ zderzeń przeciwsobnych cząstek stosuje się *detektory cząstek*. Z uwagi na bardzo dużą częstość zderzeń cząstek przeciwsobnych (por. tabl. 1) procesy pomiarowe muszą być dostatecznie szybkie, by zapewnić wymaganą rozdzielczość czasową.

Pomiar trajektorii jest wykonywany na drodze interpolacji geometrycznej miejsc pomiaru o współrzędnych dobrze określonych przez zespoły wielokanałowych *detektorów śladowych*. Do grupy obecnie stosowanych detektorów śladowych należy między innymi: wielodrutowa komora proporcjonalna⁶⁾ (ang. *multiwire proportional chamber*), komora dryfowa (ang. *drift chamber*), mikropaskowa komora gazowa (ang. *micro-strip*

⁵⁾ Wyróżnia się także badanie *procesów inkluzyjnych*, dla których istotne są tylko niektóre wybrane parametry zachodzących procesów.

⁶⁾ Była to przełomowa konstrukcja detektora o odczycie elektronicznym zaprojektowana w 1968 r. przez Georges'a Charpaka (Polaka z pochodzenia), uhonorowana Nagrodą Nobla z dziedziny fizyki w 1992 r.

gas chamber), komora projekcji czasowej (ang. *time projection chamber*), detektory półprzewodnikowe (ang. *semiconductor detectors*).

Pomiar pędu jest dokonywany pośrednio przez pomiar krzywizny toru cząstki naładowanej w płaszczyźnie prostopadłej do linii jednorodnego pola magnetycznego. Na podstawie wyrażenia (14) można wyznaczyć pęd poprzeczny $p_{\perp}$ cząstki:

$$p_{\perp} = qBr_T, \quad (34)$$

gdzie r_T jest promieniem trajektorii w polu magnetycznym o natężeniu B ;

Pomiar energii jest wykonywany dwiema metodami:

1. Do pomiaru energii cząstek naładowanych można wykorzystać pomiar pędu p cząstki i wyznaczyć jej energię E_p zgodnie z zależnością (21):

$$E_p = \sqrt{m_0^2 c^4 + p^2 c^2}, \quad (35)$$

gdzie m_0 jest masą spoczynkową mierzonej cząstki. Wymaga to uprzedniej identyfikacji cząstki i przypisania jej właściwej masy spoczynkowej m_0 .

2. Do pomiaru energii cząstek neutralnych lub pęków cząstek (tzw. dżetów) są wykorzystywane *kalorymetry* (ang. *calorimeters*). Pomiar energii polega na całkowitej absorpcji cząstki w materiale i zamianie jej energii na sygnał pomiarowy. W procesie absorpcji cząstki są produkowane dwa rodzaje kaskad:
 - *kaskada elektromagnetyczna* (ang. *electromagnetic shower*), gdzie na każdym odcinku drogi radiacyjnej X_0 następuje albo emisja fotonu γ w wyniku zjawiska hamowania, albo produkcja pary (e^+, e^-) z fotonu γ . Liczba dróg radiacyjnych d_R wynika z energii początkowej E_{p0} :

$$d_R = \frac{\ln(E_{p0} / E_C)}{\ln 2}, \quad (36)$$

gdzie E_C jest energią graniczną, dla której kaskada przestaje się rozwijać.

- *kaskada hadronowa* (ang. *hadron shower*), która powstaje w wyniku absorpcji wysokoenergetycznych hadronów. Kaskada rozwija się zarówno dla cząstek neutralnych, jak i naładowanych w wyniku procesu zderzenia nieelastycznego z atomami gęstego ośrodka detektora. Rozmiary kaskady określa średnia droga na oddziaływanie λ_I , która jest miarą prawdopodobieństwa oddziaływania hadronu z jądrem ośrodka, opisywanego wyrażeniem:

$$\lambda_I = \frac{A}{N_A \sigma}, \quad (37)$$

gdzie A jest liczbą masową, a σ wyraża gęstość ośrodka.

Pomiar prędkości jest wykonywany dwiema metodami:

1. Pośredni pomiar prędkości dla cząstki o energii E_p i znanej masie spoczynkowej m_0 można przeprowadzić korzystając z zależności (5) i (3):

$$V = c \sqrt{1 - \left(\frac{m_0 c^2}{E_p} \right)^2}. \quad (38)$$

2. Bezpośredni pomiar prędkości służy przede wszystkim do *identyfikacji* cząstki. Dla cząstki poruszającej się z prędkością V znacząco mniejszą od prędkości światła c stosuje się kilka zróżnicowanych metod detekcyjnych:
 - *pomiar czasu przelotu cząstki* Δt między dwoma szybkimi detektorami pozwala wyznaczyć prędkość cząstki z zależności:

$$V = \frac{d}{\Delta t}, \quad (39)$$

gdzie d jest przebytą przez cząstkę drogą.

- *pomiar efektu Czerenkowa* polega na detekcji fotonów wysyłanych pod kątem θ_C (32) w kierunku ruchu cząstki w ośrodku o współczynniku załamania światła n_z , gdy prędkość V cząstki jest większa od prędkości światła w tym ośrodku

(tzn. $V > c/n_z$). Wykorzystuje się trzy rodzaje detektorów: progowy, różnicowy i typu RICH (ang. *Ring Imaging CHerenkov*).

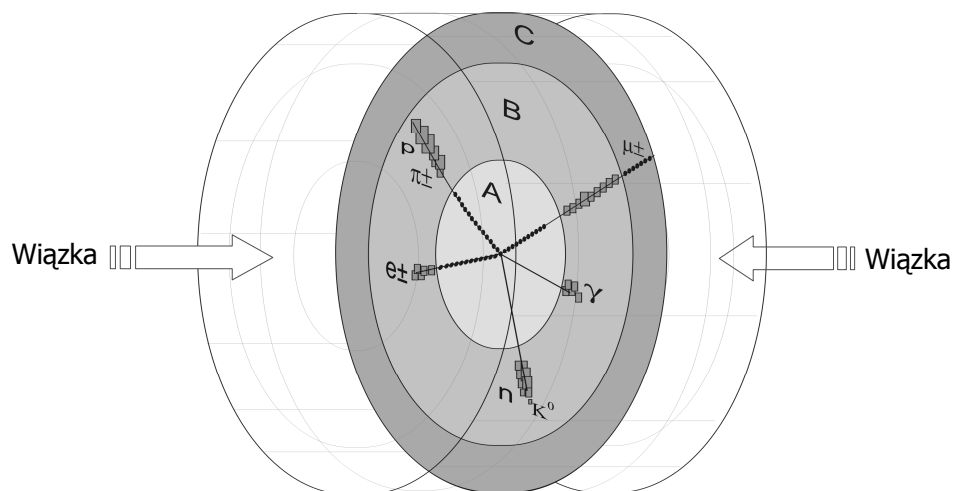
- *pomiar promieniowania przejścia* polega na pomiarze kąta rozwarcia $1/\gamma$ wokół kierunku ruchu cząstki, co umożliwia wyznaczenie prędkości ze wzoru (3):

$$V = c \sqrt{1 - \frac{1}{\gamma^2}}. \quad (40)$$

Celem budowy spektrometrów dla eksperymentów FWE wykorzystujących akceleratorzy przeciwbieżnych cząstek jest podanie możliwie jak najdokładniejszej charakterystyki stanów końcowych procesów zderzeń wysokoenergetycznych trwałych cząstek elementarnych⁵⁾, co wymaga zastosowania zróżnicowanych typów detektorów [1] rozmieszczonych warstwami wokół punktu interakcji.

Typową strukturę warstwową kompleksu detektorów stosowaną we współczesnych eksperymentach FWE pokazano poglądowo na rys. 6. W warstwie wewnętrznej (oznaczonej literą A) są przede wszystkim stosowane techniki śladowe, które służą do określania parametrów przestrzennych torów cząstek naładowanych (detektory śladowe) i pomiarów pędów (np. spektrometr magnetyczny). Stosowane obecnie detektory śladowe pozwalają określać położenie z dokładnością dochodzącą do mikrometrów. Środkowa warstwa kalorymetryczna (B) umożliwia pomiar energii elektronów i fotonów (kalorymetr elektromagnetyczny) oraz cząstek neutralnych i naładowanych hadronów (kalorymetr hadronowy). Komórki kalorymetryczne osiągają rozmiary pojedynczych centymetrów sześciennych i pozwalają uzyskiwać rozdzielczość przestrzenną rzędu centymetrów. Hermetyczność kalorymetru (tzw. szczelność energetyczna) pozwala wnioskować na podstawie bilansu energetycznego, czy w danym procesie rozpadu nie powstały cząstki niezwykle słabo oddziałujące, takie jak np. neutrino. W warstwie zewnętrznej (oznaczonej literą C) dokonuje się identyfikacji cząstek słabiej oddziałujących z materią, takich jak np. miony. Zestawienie podstawowych funkcji poszczególnych warstw (por. rys. 6) dla wybranych grup lub cząstek elementarnych zamieszczono

w tabl. 2. Wskazano na typowy sposób ich detekcji w poszczególnych warstwach oraz niezdolność pomiaru ich energii całkowitej (tzw. wypływ energii) przez spektrometr.



Rys. 6. Ogólna struktura spektrometrów dla wiązek przeciwbieżnych, gdzie: A) detektory śladowe, B) kalorymetry, C) detektory zewnętrzne

Tabl. 2. Zestawienie funkcji poszczególnych warstw spektrometru

cząstka lub grupa	oznaczenie	detektory śladowe (A)	kalorymetry (B)		detektory mionowe (C)	wypływ energii
			elektroma- gnetyczny	hadronowy		
<i>foton</i>	γ	-	kaskada	-	-	nie
<i>elektron pozyton</i>	e^- e^+	śląd	kaskada	-	-	nie
<i>neutrino</i>	ν_e, ν_μ, ν_τ	-	-	-	-	całkowity
<i>hadron naładowany</i>	$p^+, p^-, \pi^+, \pi^-,$ K^+, K^-	śląd	-	kaskada	-	możliwy częściowo
<i>hadron neutralny</i>	n, K_L^0	-	-	kaskada	-	możliwy częściowo
<i>mion</i>	μ^+, μ^-	śląd	możliwy śląd	możliwy śląd	śląd	w dużej części

W omawianym układzie konstrukcyjnym cząstka może przechodzić przez kolejne warstwy detekcyjne. Dlatego warstwa wewnętrzna powinna w jak najmniejszym stopniu oddziaływać z cząstką, tak aby cała jej energia została wytracona (i w tym sensie zmierzona) w warstwie kalorymetrycznej. Cząstki silnie przenikliwe (takie jak np. miony) zostaną zarejestrowane w warstwie zewnętrznej [1].

Na przełomie ostatnich 30 lat obserwuje się bardzo dynamiczny rozwój eksperymentów FWE badających zderzenia cząstek przeciwbieżnych, co ilustruje zestawienie wybranych współczesnych dużych spektrometrów FWE zamieszczone w tabl. 3. Można wskazać na dwie istotne przyczyny tego procesu.

Po pierwsze, prace nad eksperymentalną weryfikacją teorii MS wymagają prowadzenia badań przy bardzo dużych energiach zderzeń cząstek, co wymaga budowy spektrometrów coraz większych pod względem ich rozmiarów oraz liczby kanałów pomiarowych. Obserwuje się procesy o bardzo małej świetlności (28), a to wymaga zapewnienia bardzo dużej częstości zderzeń (por. kol. nr 3 w tabl. 3).

Po drugie, jest to w dużym stopniu spowodowane nowymi możliwościami oferowanymi głównie przez technologię materiałową (m.in. nanotechnologię, materiały nadprzewodzące) i elektronikę (głównie mikroelektronikę, optoelektronikę). Stosuje się także coraz większe i silniejsze magnesy nadprzewodzące. Powstają nowe generacje detektorów w technologii krzemowej, które zapewniają bardzo dobrą rozdzielczość przestrzenną, a integracja z układami elektronicznymi zwiększa ich niezawodność i dokładność.

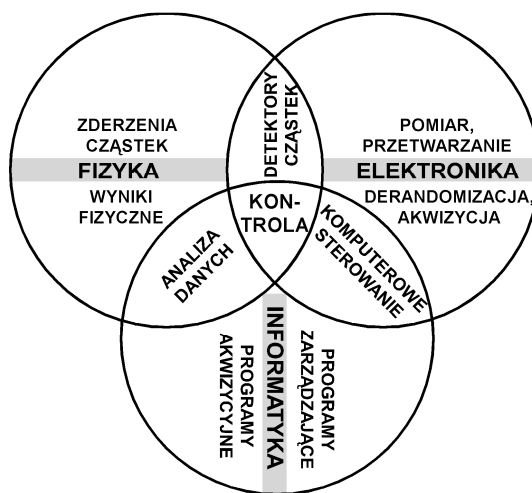
Takie czynniki jak wzrost liczby kanałów i wzrost częstości zderzeń cząstek (por. kol. nr 3 i 5 w tabl. 3) stoją u podstaw bardzo intensywnego rozwoju elektronicznych systemów TRIDAQ stosowanych w eksperymentach FWE. W następnym rozdziale krótko scharakteryzowano zadania współczesnych systemów TRIDAQ, ich strukturę funkcjonalną i bazę technologiczną.

Tabl. 3. Zestawienie współczesnych dużych spektrometrów dla zderzeń cząstek przeciwbieżnych

Akcelerator Instytucja Państwo	Energia cząstki [GeV]	Częstość zderzeń [MHz]	Eksperyment Rok rozpocz. Rok zakończ.	Całkow. liczba kanałów	P. mag. [B] Promień [m] Długość [m]	Ciężar [T] Średnica [m] Długość [m]
1	2	3	4	5	6	7
LEP CERN <i>Europa</i>	e+ (100) e- (100)	0,045	Aleph , 1989 2000	500 k	1,50 2,75 7,00	3 000 5,3 6,4
			Delphi 1989 2000	250 k	1,20 2,80 7,40	3 500 10 10
KEKB KEK <i>Japonia</i>	e+ (3,5) e- (8)	50,0	Belle 1999 ---	150 k	1,50 1,80 4,00	1 500 7,5 7,5
PEP-II SLAC <i>USA</i>	e+ (3,1) e- (9)	25,0	BaBar 1999 ---	150 k	1,50 1,50 3,46	1 200 6,0 6,0
CERS Cornell <i>USA</i>	e+ (6) e- (6)	72,0	CLEO-II 2000 ---	400 k	1,50 1,55 3,80	900 6,0 4,0
HERA DESY <i>Niemcy</i>	e (30) p (920)	10,0	ZEUS 1992 2007	500 k	1,80 1,50 2,85	3 600 11 19
			H1 1992 2007	500 k	1,20 2,80 5,75	2 800 11 15
TEVATRON Fermilab <i>USA</i>	p (980) p̄ (980)	7,0	CDF (Run 2) , 2002 ---	750 k	1,50 1,50 5,75	5 000 3,2 6,2
			DØ (Run 2) 2002 ---	1 M	2,00 1,60 2,73	5 000 6,0 12,0
LHC CERN <i>Europa</i>	p (7000) p (7000)	40,0	Atlas 2008 ---	160 M	1,00 9,75 26,00	7 000 22 26
			CMS 2008 ---	100 M	4,00 6,00 12,50	12 500 15 20

2. SYSTEMATYKA SYSTEMÓW TRIDAQ STOSOWANYCH W EKSPERYMENTACH FWE

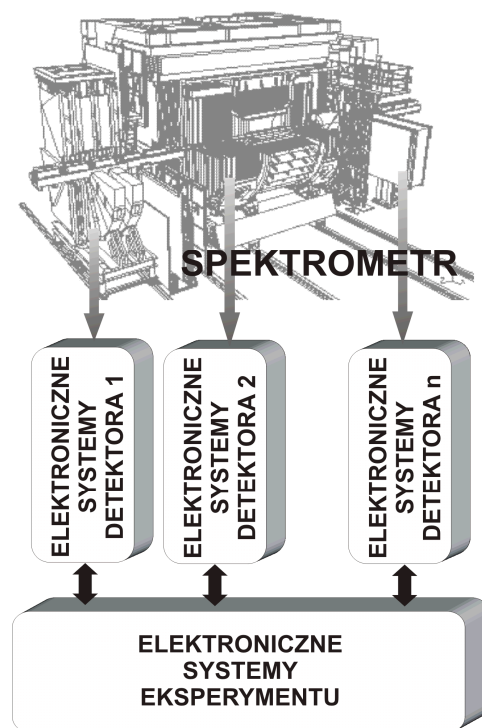
Kluczowa rola systemów elektronicznych we współczesnych eksperymentach FWE bierze się z faktu, iż wszystkie stosowane obecnie detektory cząstek naładowanych oraz promieniowania X i γ są detektorami z odczytem elektronicznym, ponieważ sygnałami mierzonymi w detektorze są wyłącznie sygnały elektryczne. Systemy elektroniczne dla eksperymentów FWE są budowane i optymalizowane pod kątem konkretnego eksperymentu – w konsekwencji 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 inżynierów i techników elektroników od strony aparaturowej oraz informatyków od strony oprogramowania. Na rys. 7 przedstawiono ciąg wzajemnych powiązań w procesie badawczym współczesnego eksperymentu FWE, prowadzący od fizycznych



Rys. 7. Powiązania grup eksperckich w procesie badawczym współczesnego eksperymentu FWE

zjawisk zachodzących podczas zderzenia cząstek w akceleratorze, poprzez fizyczne efekty zachodzące w detektorach cząstek, aż do uzyskania wyników analizy fizycznej tego zjawiska („wyniki fizyczne”). W ramach procesu można wyróżnić obszary aktywności specjalistów z jednej dziedziny, jak i obszary w których istnieje ścisła współpraca między specjalistami z różnych dziedzin [24].

U podstaw omówionego w niniejszym rozdziale funkcjonalnego podziału systemów elektronicznych stosowanych we współczesnych eksperymentach FWE leży podział struktury spektrometru na oddzielne detektory. W tym aspekcie systemy elektroniczne tworzą dwie grupy, co zobrazowano na rys. 8. Pierw-



Rys. 8. Powiązania grup detektorowych we współczesnym eksperymencie FWE

sza z nich obejmuje *systemy detektorowe* powiązane z danym detektorem. Ich liczba wynika z liczby niezależnych detektorów⁷⁾ tworzących spektrometr. W praktyce jest ich od kilku do kilkudziesięciu. Drugą pojedynczą grupę tworzą *systemy globalne* odpowiedzialne za realizację zadań w sensie całego eksperymentu. Grupa ta ma charakter nadrzędny i centralizujący, ponieważ wszystkie grupy detektorowe są do niej bezpośrednio dołączone.

⁷⁾ Duże detektory, które zostały podzielone na odrębne części w sensie warstwy elektronicznej traktuje się jako grupę niezależnych detektorów.

2.1. GRUPA SYSTEMÓW DETEKTOROWYCH

Systemy elektroniczne projektowane pod kątem wymagań danego detektora i ukierunkowane wyłącznie na jego obsługę tworzą grupę systemów detektorowych. W rozprawie autor dokonał ich podziału od strony zadaniowej na dwa rodzaje systemów elektronicznych. Sygnały z detektorów cząstek są odbierane i formowane przez *system detekcyjny*. Dalszemu przetwarzaniu w celu stwierdzenia, czy detektor zarejestrował określone zjawisko fizyczne oraz rejestracji zaistniałego zdarzenia jest dedykowany *system trygerowania i akwizycji danych*. Oba systemy stanowią swoisty interfejs między detektorami cząstek a grupą systemów globalnych eksperymentu. Podobnie jak miało to miejsce przy podziale na systemy detektorowe i globalne, tak i w omawianym przypadku przyjęty podział systemów detektorowych ma wyłącznie charakter funkcjonalny.

2.1.1. System detekcyjny

Detektory cząstek generalnie stanowią prądowe, impulsowe źródła sygnału, które w odpowiedzi na oddziaływanie cząstek naładowanych bądź kwantów promieniowania z materią detektora, generują impulsy prądowe o przebiegach czasowych charakterystycznych dla rodzaju promieniowania oraz typu i warunków pracy detektora. Detektory cząstek dostarczają, z odpowiednią precyzją, informacji o energii promieniowania, czasie zdarzenia i pozycji, w której ono nastąpiło. Dlatego we współczesnych eksperymentach FWE stosuje się dedykowane układy detekcyjne do pomiaru energii, czasu i pozycji przestrzennej.

Należy podkreślić, że z reguły, bez względu na zastosowane typy detektorów, sygnały przez nie generowane są bardzo małe, często na granicy mierzalności, dodatkowo ukryte w silnym szumie. W związku z tym, w praktyce, pierwszym etapem jest ich wzmacnianie i przetwarzanie zgodnie z wymaganiami eksperymentu oraz maksymalizacja stosunku sygnału do szumu.

Powszechnie są stosowane szybkie, impulsowe ładunkowe układy wzmacniające konwertujące wartość ładunku wytworzonego w detektorze na proporcjonalny impuls napięciowy. Wzmacniacze te charakteryzują się dużą stabilnością i krótkim czasem odpowiedzi impulsowej. W celu uzyskania jak najlepszego stosunku sygnału do szumu i jakości impulsu odpowiedzi detektorów, charakterystyki wejściowe wzmacniaczy są dokładnie dopasowane do parametrów wyjściowych detektorów. Powszechnie stosuje się także sumatory prądowe, wzmacniacze pasmowe i układy kształtujące (ang. *shapers*) o odpowiednio uformowanych charakterystykach transmitancyjnych. Z uwagi na specyficzne wymagania układy wzmacniaczy są przeważnie specjalnie projektowane i wykonywane, a liczne przykłady praktycznych rozwiązań można odnaleźć w literaturze [25]-[38].

2.1.2. System trygerowania i akwizycji danych

Jak zasygnalizowano w poprzednim punkcie, przez systemy detekcyjne jest realizowany tylko minimalny zakres przetwarzania sygnałów, przy czym w większości przypadków jest to przetwarzanie analogowe (wzmacnianie, kształtowanie, sumowanie) i dyskryminacja na jednym poziomie logicznym. Tylko w szczególnych przypadkach wykorzystuje się proste operacje logiczne (np. w standardzie *Nuclear Instrumentation Module* – NIM [39]) i przetwarzanie czasowe standaryzowanych impulsów (np. mean-timer [40]). Zasadnicza elektroniczna obróbka i rejestracja danych następuje w systemie trygerowania i akwizycji danych (nazywanym dalej *systemem TRIDAQ*). Stanowi on rodzaj specjalizowanego interfejsu między systemem detektorowym, a globalnym systemem trygerowania i akwizycji danych eksperymentu FWE. Pomimo wyraźnych różnic funkcjonalnych, powiązanie procesów trygerowania i akwizycji danych jest do tego stopnia silne we współczesnych eksperymentach FWE, że w opinii autora należy je rozpatrywać wspólnie. Także ich podstawowe cechy są bardzo zbliżone i bezpośrednio związane z charakterem eksperymentów FWE. Zdaniem autora można je w pewnej

ogólności rozpatrywać jako szybkie, wielokanałowe, rozproszone, synchroniczne i potokowe struktury elektroniczne.

Szybkość pracy wynika przede wszystkim z dużej częstości zderzeń pakietów cząstek narzuconej przez akcelerator (por. kol. nr 3 w tabl. 3) oraz wymogów samego eksperymentu FWE do zapewnienia niezależnej analizy elektronicznej dla każdego zderzenia się pakietów cząstek.

Wielokanałowość jest związana z wysokimi wymogami przestrzennej zdolności rozdzielczej we współczesnych eksperymentach FWE i prowadzi do wykorzystania kilkudziesięciu milionów niezależnych kanałów detekcyjnych (por. kol. nr 5 w tabl. 3), z których każdy wymaga oddzielnego toru elektronicznego.

Rozproszenie jest powiązane z dużymi rozmiarami detektorów (por. kol. nr 7 w tabl. 3), brakiem miejsca w obrębie detektora na instalacje aparatury elektronicznej oraz dużym poziomem promieniowania jonizującego w bezpośrednim otoczeniu punktu zderzenia, co może powodować, że odległości między poszczególnymi częściami systemu detektorowego dochodzą nawet do kilkuset metrów,

Synchroniczność względem kolejnych zderzeń pozwala zachować korelację czasową na wszystkich etapach przetwarzania dla wszystkich kanałów systemów detektorowych i systemów globalnych eksperymentu,

Potokowość wynika pośrednio z szybkości oraz synchroniczności systemu TRIDAQ i umożliwia przetwarzanie danych przez kolejne bloki systemu oraz kolejkowanie, co prowadzi do znacznego zwiększenia wydajności systemów.

Generalnym zadaniem systemu TRIDAQ jest przetwarzanie, gromadzenie i udostępnianie odpowiednio sformatowanych pakietów danych na żądanie systemów globalnych. W rozprawie autor dokonał podziału systemu TRIDAQ na charakterystyczne procesy. W dalszej części tego punktu zostaną one krótko scharakteryzowane.

2.1.2.1. Standaryzacja

Analiza danego zjawiska w obszarze całego spektrometru wymaga synchronizacji i uwspólnienia informacji praktycznie ze wszystkich kanałów odczytu eksperymentu. Z tego powodu proces standaryzacji jest niezbędnym etapem wstępnym, ponieważ konwertuje on sygnał dostarczany z systemu detekcyjnego na ciąg informacji (tzw. potok danych fizycznych) odpowiadający kolejnym zderzeniom cząstek. Przypisanie informacji zderzeniu wymaga przeprowadzenia dyskretyzacji na osi czasu ciągłego sygnału wejściowego $s(t)$ w oparciu o sygnał zegara akceleratora, którego okres T_A odpowiada odstępowi czasu między kolejnymi zderzeniami pakietów cząstek przeciwbieżnych, co opisano wyrażeniem (41):

$$\forall \left(n \in \mathbf{N}^{\mathbf{O}} \right) \exists \left(p_n \in \mathbf{P} \right) \langle s(nT_A); s((n+1)T_A) \rangle \xrightarrow{\text{standaryzacja}} p_n. \quad (41)$$

Otrzymany w ten sposób potok danych $\mathbf{P}$ jest ciągiem. Element ciągu p_n odpowiada zderzeniu n . Zazwyczaj reprezentuje prostą liczbą dyskretną. Może posiadać również złożoną strukturę lub zawierać wartości z przedziału ciągłego. Powszechnie stosowane w praktyce eksperymentalnej układy standaryzacji to między innymi:

układ pamiętająco-próbkujący, w którym ciągła wartość napięcia wejściowego jest zapamiętywana w elementach pojemnościowych na okres trwania jednego okresu zegara eksperymentu T_A . Wartość napięcia jest zatrzaskiwana w momencie wystąpienia zbocza narastającego sygnału zegara. To rozwiązanie umożliwia m.in. wykorzystanie analogowych linii opóźniających lub optycznej transmisji analogowej;

przetwornik analogowo-cyfrowy dokonujący dyskretyzacji zarówno na osi czasu jak i na osi wartości sygnału. W konsekwencji otrzymuje się cyfrowy potok informacji zsynchronizowany z zegarem akceleratora T_A . Przetwarzaniu tego typu poddaje się sygnały o czasie trwania co najmniej kilkukrotnie dłuższym od okresu próbkowania, np. sygnały z detektorów otrzymywane na wyjściu układu kształtującego;

cyfrowy konwerter czasu trwania impulsu (ang. *Time to Digital Converter* – TDC) [41], [42], który realizuje dyskretyzację czasu trwania impulsu w obrębie okresu zegara

akceleratora T_A . Zazwyczaj pomiary tego typu wymagają nawet pikosekundowej dokładności, czego w praktyce nie da się uzyskać prostymi metodami bezpośredniego pomiaru czasu. Przetworniki wykorzystują specyficzne algorytmy przetwarzania, jak np. *zasadę noniusza* lub *dwustopniowe przetwarzanie czas-amplituda i amplituda-cyfra* [2]. **konwerter logiczny** przekształcający określoną zmianę lub stan sygnału wejściowego (np. moment nadejścia narastającego zbocza impulsu) na stan logiczny w takcie trwania taktu T_A zegara akceleratora. Tego rodzaju konwersja jest powszechnie stosowana w odczycie pozycyjnym i odpowiada detekcji cząstki przez kanał detektora ⁸⁾.

2.1.2.2. Przetwarzanie potokowe

Proces przetwarzania potokowego w systemach TRIDAQ pełni podwójną rolę: **wytwarza tryger detektora** dla kolejnych zderzeń pakietów cząstek po stałym przedziale czasu (stałej latencji) wyznaczanym przez liczbę *przecięć pakietów* (ang. *bunch crossing*) wyrażaną w jednostkach oznaczanych jako $[bx]$. Liczba przecięć pakietów L (dalej nazywana liczbą przecięć) jest równoważna liczbie taktów zegara akceleratora o okresie T_A , po których jest wyprowadzana odpowiedź z układu względem taktu zegara, w którym nastąpiło wprowadzenie danych na wejście układu. Latencję T_L w jednostkach czasu można wyznaczyć ze wzoru:

$$T_L [s] = L_{TA} [s \cdot bx^{-1}] \cdot L [bx], \quad (42)$$

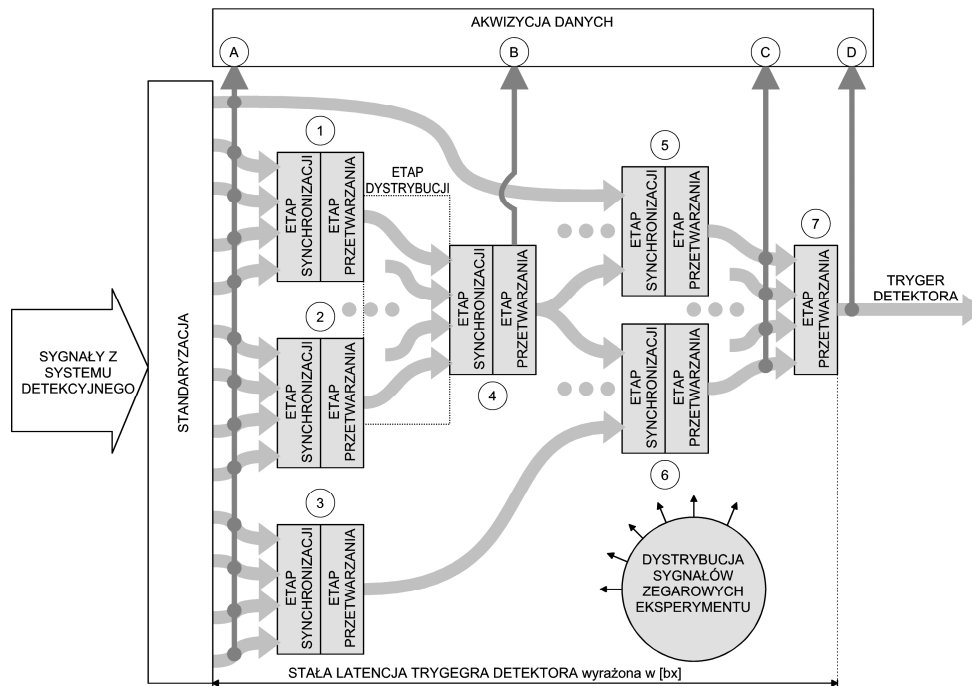
gdzie L_{TA} jest jednostkową latencją akceleratora równą okresowi zegara akceleratora T_A ; **przygotowuje dane dla procesu akwizycji danych**. Dane mogą być pobierane na różnych etapach przetwarzania potokowego wprost albo po dodatkowym etapie ich przetwarzania. Niepowtarzalność wymagań w odniesieniu do budowy spektrometrów FWE,

⁸⁾ W literaturze naukowej-technicznej i naukowej spotyka się często pojęcia „zapalenie kanału” (od graficznego sposobu prezentacji) lub „hit w kanale” (ang. hit - uderzenie), które oznaczają to samo, co „detekcja cząstki przez kanał detektora”

układów detektorowych oraz trygera eksperymentu prowadzi do ogromnej różnorodności praktycznych realizacji procesów przetwarzania potokowego. Na ich ostateczną budowę niebagatelny wpływ mają również takie czynniki jak stan rozwoju technologii i poziom finansowania. Dlatego na rys. 9 przedstawiono w formie modelu jedynie ogólne cechy funkcjonalne i konstrukcyjne procesu przetwarzania potokowego.

Przetwarzanie potokowe jest podzielone na *zgrupowane etapy*, co wynika wprost z jego rozproszonego i wielokanałowego charakteru. Każda z grup obejmuje trzy kolejno ułożone etapy.

Dystrybucja potoków danych między kolejnymi etapami przetwarzania odbywa się z zachowaniem stałej latencji. Zastosowane rozwiązania techniczne wynikają głównie



Rys. 9 Model przykładowej struktury przetwarzania potokowego w systemie TRIDAQ.

Poszczególne grupy etapów ponumerowano,
jasnymi strzałkami poziomymi oznaczono przepływ potoków strumieni,
ciemnymi strzałkami pionowymi (i kropkami) oznaczono podłączenie dla akwizycji danych

z liczby danych oraz z odległości na jaką się je transmituje. Można wyróżnić kilka charakterystycznych typów dystrybucji:

- w *obrębie spektrometru* stosuje się głównie różnicową transmisję elektryczną odporną na wysoki poziom różnorodnych zakłóceń EM pochodzących z innych urządzeń. Jest to również obszar o zwiększonym (w wielu miejscach nawet znacznie) poziomie promieniowania jonizującego, stąd stosowane tu rozwiązania muszą być odpowiednio odporne na te zjawiska. Ten typ transmisji zazwyczaj ma za zadanie dostarczanie sygnałów z detektorów lub przesyłanie sygnałów między odrębnymi modułami umieszczonymi na niewielkim obszarze spektrometru;
- *ze spektrometru do kaset* umieszczonych poza spektrometrem realizuje się najbardziej złożony technicznie odcinek dystrybucji sygnałów. Liczba kanałów we współczesnych eksperymentach FWE sięga prawie 200 mln (por. kol. 5 w tabl. 3). Z uwagi na bardzo dużą gęstość upakowania detektorów cząstek w obrębie spektrometru, brak miejsca na instalację modułów elektronicznych oraz podwyższony lub wysoki poziom promieniowania jonizującego, przeważająca część systemów elektronicznych jest umieszczana na zewnętrznej warstwie spektrometru lub w specjalnych pomieszczeniach posiadających odpowiednią infrastrukturę, taką jak zasilanie, chłodzenie, system bezpieczeństwa itp. W przeważającej większości współczesnych rozwiązań wykorzystuje się szybkie łącza światłowodowe, dzięki którym można osiągnąć prędkość transmisji dochodzącą do kilkuset Gb/s. Dane wejściowe są szeregowane, kodowane i konwertowane w nadajniku na sygnał optyczny. Układ odbiorczy dokonuje operacji odwrotnych i odtwarza potok danych zsynchronizowany z zegarem akceleratora. Zachowuje się przy tym stałą latencję procesu transmisji;
- w *obrębie kaset* umieszczonych poza spektrometrem znajduje się główna część systemów elektronicznych eksperymentu FWE. Stosuje się tu przede wszystkim zunifikowane mechanicznie i elektrycznie płyty, np. w standardzie VMEbus [43]. Do transmisji wykorzystuje się zarówno techniki elektryczne jak i optyczne.

Rozwiązania optoelektroniczne niewątpliwie posiadają szereg zalet, jak niewielkie rozmiary, odporność na zakłócenia EM, dużą przepustowość, ale są technologicznie skomplikowane i drogie. W mniej wymagających przypadkach stosuje się nadal rozwiązania przewodowe, implementując współczesne standardy cyfrowe [44] (np. PECL, LVDS itp.) lub dedykowane moduły transmisji (np. Ethernet[45], Channel-link [46], [47], S-link [48] itp.). Bardzo duża segmentacja detektorów w obszarze spektrometru powoduje, że w wyniku każdego zderzenia wiązek produkty zderzenia generują sygnały tylko w około 1% elementów detekcyjnych. To umożliwia stosowanie synchronicznych algorytmów kompresji i multipleksowania danych w celu redukcji liczby torów transmisji lub ich wzajemnego łączenia [49].

Synchronizacja potoków danych między kolejnymi etapami przetwarzania dzieli się na dwa wzajemnie uzupełniające się typy synchronizacji:

- *synchronizację potokową*, która polega na opóźnieniu potoku danych o określoną liczbę taktów zegara eksperymentu. W praktyce grupę strumieni danych synchronizuje się do najbardziej opóźnionego strumienia. W ten sposób uzyskuje się możliwość potokowego procesowania danych w typowych rozwiązaniach maszyn stanu;
- *synchronizację referencyjną* polegającą na skorelowaniu danych potoku z ich rzeczywistymi numerami BCN (ang. *Bunch Crossing Number*). Fizyczne przypisanie numerów BNC polega na uzupełnieniu danych o ich właściwe wartości. Często w praktyce eksperymentalnej wykorzystuje się jedynie sygnał BCN0, który oznacza, że BCN wskazuje na zerowy (początkowy) numer pakietów, a bieżące wartości BCN wyznacza licznik.

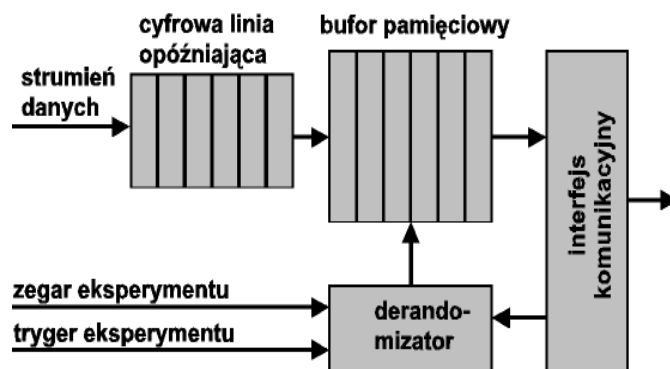
Przetwarzanie potoków danych stanowi kluczowy etap, realizujący od strony funkcjonalnej całość zadań służących wytworzeniu trygera detektora i przetworzeniu potoków na rzecz procesu akwizycji danych. Częstkowe zadania przetwarzania funkcjonalnego są rozdzielone na poszczególne etapy przetwarzania. Cechą *przetwarzania potokowego* jest zapewnienie jego stałej latencji wyrażonej w liczbie przecięć. Na całkowitą wartość latencji mają wpływ:

- *warstwy pamięci*, które wnoszą zarówno stały czynnik opóźniający (np. na etapie przetwarzania), jak i zmienny czynnik opóźniający (np. na etapie synchronizacji);
- *opóźnienia asynchroniczne* wnoszone w głównej mierze przez długie połączenia.

Niepowtarzalny charakter kolejnych eksperymentów FWE i stosowanych w nich różnych algorytmów oraz metod analizy zjawisk fizycznych są przyczyną powstania bardzo wielu rozwiązań procesów przetwarzania potokowego opisanych w literaturze [50]-[65].

2.1.2.3. Akwizycja danych

Celem procesu akwizycji danych jest rejestracja w buforze pamięciowym informacji wyselekcjonowanych w trybie rzeczywistym ze strumienia danych fizycznych przez globalny system trygerowania eksperymentu (por. podrozdz. 2.2). W zależności od przeznaczenia dane te mogą być wykorzystywane w dalszym procesie trygerowania lub zostać zapisane na trwały nośnik w celu ich dalszej analizy komputerowej. Typową strukturę funkcjonalną procesu akwizycji danych przedstawiono na rys. 10. Strumień danych przepływający przez linię opóźniającą (ang. *pipeline*) oczekuje na sygnał trygera, który jest generowany przez globalny system trygerowania eksperymentu. Opóźnienie linii wyrażane jest w [bx] i bezpośrednio wynika z czasu wymaganego na wytworzenie i dostarczenie sygnału trygera do wszystkich modułów akwizycji. Należy podkreślić, że dane, które nie zostały wybrane przez tryger są bezpowrotnie tracone i dlatego



Rys. 10 Struktura funkcjonalna procesu akwizycji danych

efektywność trygera fizycznego, odzwierciedlona naborem danych interesujących z fizycznego punktu widzenia, jest kluczowym czynnikiem określającym jakość i skuteczność eksperymentu. Zadaniem *derandomizatora* jest minimalizacja wymaganej przepustowości torów akwizycji – dane przychodzące statystycznie w czasie są nabierane do bufora o odpowiedniej głębokości, a następnie wysyłane ze stałą częstotliwością odpowiadającą przepustowości toru akwizycji. Najczęściej jest dokonywana akwizycja danych o charakterze topologicznym (przejścia cząstek) lub energetycznym (depozyty energii). Uzyskane w ten sposób dane są przechowywane w buforze pamięciowym i udostępniane do dalszego przetwarzania. Dostęp do nich mogą posiadać systemy komputerowe lub globalny system trygerowania i akwizycji danych poprzez interfejs komunikacyjny.

2.1.3. System nadzoru detektora

We współczesnych eksperymentach FWE sterowanie i kontrola pracy systemów detektorowych oraz monitorowanie parametrów pracy danego detektora odbywa się wyłącznie zdalnie. Tylko w przypadku stwierdzenia awarii wymagających działań serwisowych, zapewnia się ekspertom dostęp do aparatury elektronicznej i urządzeń czujnikowych poprzez specjalne procedury zatrzymania pracy eksperymentu, a w określonych okolicznościach – otwarcia spektrometru. Z powyższych względów system nadzoru detektora pełni ważną rolę utrzymywania stabilnych i właściwych warunków wymaganych do prawidłowej pracy detektora jak również szybkiego wykrywania nieprawidłowości. Od jego strony zadaniowej można wyróżnić:

inicjalizację i konfigurację urządzeń i systemów elektronicznych, która polega m.in. na zaprogramowaniu układów programowalnych (np. FPGA), pamięci cyfrowych (np. LTM), rejestrów sterujących i konfigurujących oraz kontroli stanu gotowości aparatury [66]- [69];

testy aparaturowe bloków elektronicznych lub całych grup torów detekcyjnych poprzez badanie ich odpowiedzi na pobudzenie impulsami lub wektorami testowymi oraz sprawdzanie prawidłowości działania procesów [70], [40];

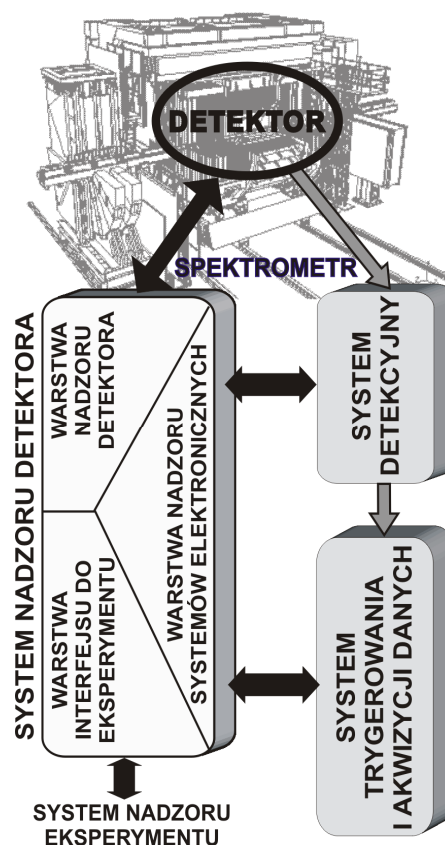
kalibrację i synchronizację poszczególnych torów detektora m.in. poprzez regulację ich wzmacnienia, ustawienie progów dyskryminacji i poziomów piedestałów, zaprogramowanie pamięci LTM, ustawienie opóźnień itp. [25];

monitoring urządzeń i systemów elektronicznych poprzez odczyt informacji kontrolnych i pośrednich rezultatów przetwarzania strumienia danych fizycznych, a także wielu parametrów pracy detektora (np. napięć i prądów zasilania, temperatur modułów elektronicznych i kaset, składu oraz stężenia gazu w komorach) oraz parametrów zewnętrznych, jak np.: ciśnienie atmosferyczne,

wilgotność, temperatura, poziom promieniowania jonizującego i innych [27], [71]-[74].

Pomimo że zadania realizowane przez system nadzoru detektora mają indywidualny charakter, bezpośrednio związany z wymogami i budową danego detektora, to można w pewien ogólny sposób podzielić od strony funkcjonalnej omawiany system na trzy wzajemnie sprzężone warstwy, co zobrazowano na rys. 11.

Warstwa nadzoru detektora steruje i kontroluje aparaturę utrzymującą detektor w stanie właściwej pracy, jak również zapewnia właściwy monitoring istotnych param-



Rys. 11. Ogólny podział funkcjonalny systemu nadzoru detektora

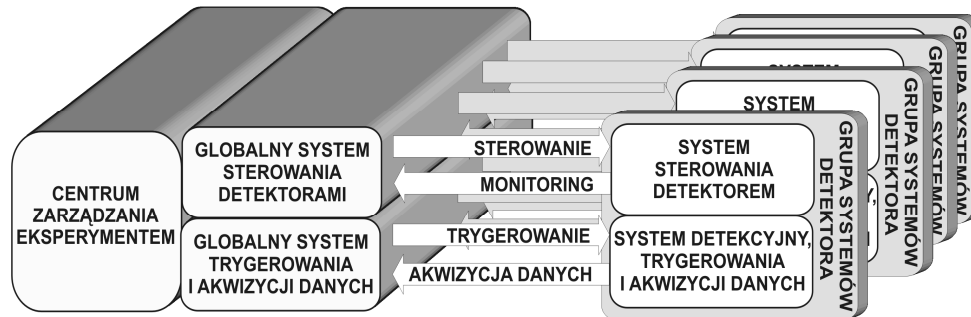
trów. W jej skład wchodzi m. in. przemysłowe urządzenia zasilające niskim i wysokim napięciem, odprowadzające ciepło, dostarczające odpowiednie mieszanki gazowe do komór detekcyjnych [75], czujniki wybranych wielkości fizycznych (np. temperatury, ciśnienia, wilgotności, napięć oraz prądów zasilania itp.), systemy alarmowe i inne.

2.2. SYSTEMY GLOBALNE EKSPERYMENTU

We współczesnych eksperymentach FWE obowiązuje zasada prowadzenia badań w ramach eksperymentu, który integruje poszczególne systemy detektorowe w całość. Wykorzystuje się przy tym cząstkowe dane rejestrowane przez poszczególne detektory. Z tego względu eksperymenty FWE są ściśle scentralizowane pod względem nadzoru nad systemami poszczególnych detektorów oraz systemami globalnymi.

Na rys. 12 został przedstawiony ogólny podział funkcjonalny systemów elektronicznych z uwzględnieniem najważniejszych powiązań i kierunków dystrybucji informacji. Grupę systemów globalnych można podzielić pod względem funkcjonalnym na dwie części:

globalny system trygerowania i akwizycji danych, który wytwarza *tryger eksperymentu*, a następnie pobiera dane wskazane przez tryger z systemów TRIDAQ poszczególnych detektorów i przeprowadza ich ostateczną selekcję oraz rejestrację na trwałym



Rys. 12. Ogólny podział funkcjonalny systemu nadzoru detektora

nośniku (np: taśmach, dyskach, płytach CD/DVD). Zarejestrowane dane podlegają dalszej analizie komputerowej (por. rys. 7) – tzw. *analiza off-line*;

globalny system nadzoru eksperymentu zapewnia kompleksowe sterowanie oraz kontrolę działania systemów i pozostałych urządzeń. W ramach nadzoru jest prowadzony przede wszystkim ciągły monitoring stanu aparatury elektronicznej oraz jakości uzyskiwanych danych badawczych dla potrzeb eksperymentu FWE.

W centrum zarządzania eksperymentem fizycy sterują procesem badawczym realizowanym w ramach eksperymentu FWE oraz czuwają nad jego prawidłowym przebiegiem. W przypadku stwierdzenia nieprawidłowości eksperci odpowiedzialni za określoną część aparatury lub programistyczną podejmują działania naprawcze.

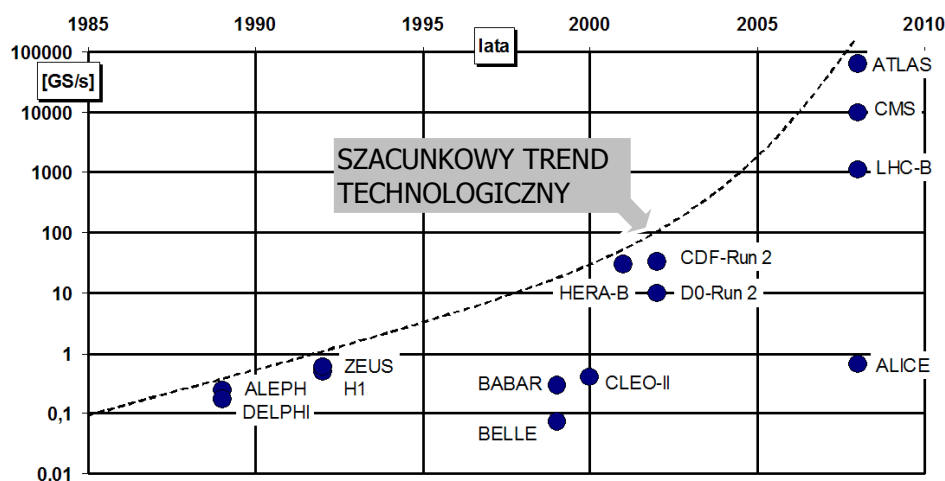
2.3. WSPÓŁCZESNE SYSTEMY TRIDAQ

W tabl. 4 przedstawiono podstawowe parametry globalnych systemów TRIDAQ dla wybranych dużych eksperymentów FWE na przestrzeni ostatnich 20 lat. W miarę rozwoju technologii uzyskuje się coraz większe szybkości przetwarzania i rejestracji informacji w systemach TRIDAQ. W wymienionym okresie wzrosła tysiąckrotnie częstość *trygera pierwszego stopnia* (ozn.: L1), trzystukrotnie liczba kanałów pomiarowych oraz pięćdziesięciokrotnie wzrósł rozmiar rejestrowanych *przypadków*⁹⁾ (ang. *event*). W konsekwencji ponad sto tysięcy razy wzrosła liczba pomiarów wykonywana w jednostce czasu (por. rys. 13) oraz tysiąc razy zwiększyła się szybkość rejestracji danych eksperymentalnych (por. rys. 14).

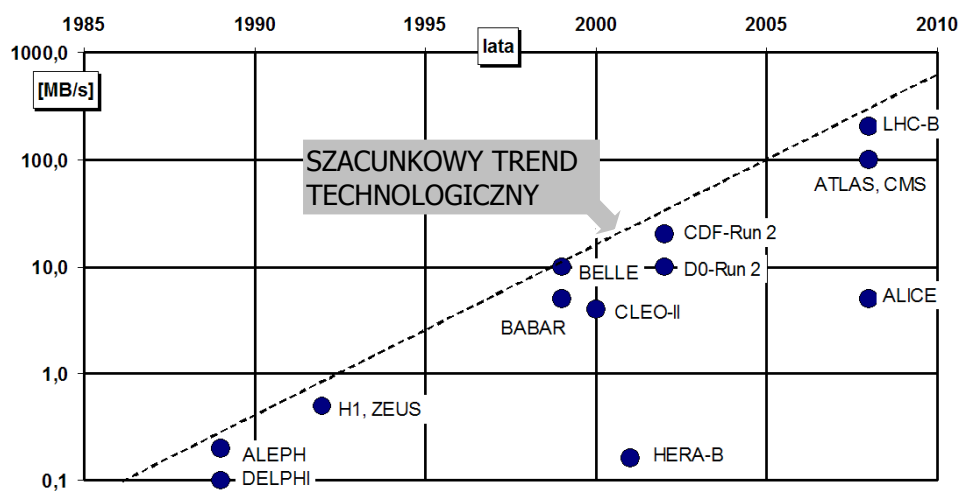
⁹⁾ Powszechnie przyjęte w literaturze określenie „przypadek” użyto w sensie „zdarzenie”.

Tabl. 4. Podstawowe parametry systemów TRIDAQ dla wybranych eksperymentów FWE

Akcelerator Instytucja <i>Państwo</i>	Energia cząstki [GeV]	Częstość zderzeń [MHz]	Eksperyment Rok rozpocz. Rok zakończ.	Całkow. liczba kanałów	Częstość trygerów [kHz]	Przypadek [kB] Potok [kB/s]
1	2	3	4	5	6	7
LEP CERN <i>Europa</i>	e+ (100) e- (100)	0,045	Aleph , 1989 2000	500 k	L1: 0,5 L1: 0,01 L2: 0,002	100 200
			Delphi 1989 2000	250 k	L1: 0,7 L2: 0,004 L3: 0,002 L4: 0,001	100 100
HERA DESY <i>Niemcy</i>	e (30) p (920)	10,0	ZEUS 1992 2007	500 k	L1: 1 L2: 0,1 L3: 0,005	100 500
			H1 1992 2007	500 k	L1: 1 L2: 0,2 L3: 0,005	100 500
KEKB KEK <i>Japonia</i>	e+ (3,5) e- (8)	50,0	Belle 1999 ---	150 k	L1: 0,5 L2: 0,1	100 1000
PEP-II SLAC <i>USA</i>	e+ (3,1) e- (9)	25,0	BaBar 1999 ---	150 k	L1: 2 L2: 0,1	50 5000
CERS Cornell <i>USA</i>	e+ (6) e- (6)	72,0	CLEO-II 2000 ---	400 k	L1: 1 L2: 0,1	40 4000
TEVATRON Fermilab <i>USA</i>	p (980) p̄ (980)	7,0	CDF (Run 2) 2002 ---	750 k	L1: 45 L2: 0,3 L3: 0,1	200 2000
			DØ (Run 2) 2002 ---	1 M	L1: 10 L2: 0,1 L3: 0,05	200 10 000
LHC CERN <i>Europa</i>	p (7000) p (7000)	40,0	Atlas 2008 ---	160 M	L1: 400 L2: 1 L3: 0,1	1 000 100 000
			CMS 2008 ---	100 M	L1: 100 L2: 0,1	1 000 100 000



Rys. 13. Całkowita liczba pomiarów w eksperymentach liczona na jednostkę czasu



Rys. 14. Szybkość rejestrowanego strumienia danych w eksperymentach

2.3.1. Technologiczne aspekty rozwoju systemów TRIDAQ

W nowych generacjach eksperymentów realizowanych w okresie ostatnich 20 lat zwiększone zostały wymagania nakładane na aparaturę elektroniczną, m.in. przez

wzrost liczby kanałów detekcyjnych, częstości zderzeń cząstek i szybkości przetwarzania danych w systemach TRIDAQ. Pociągnęło to za sobą rozwój metod pomiarowych i metod przetwarzania danych oraz rozwój w zakresie projektowania systemów elektronicznych, a w szczególności zastosowanie nowych technologii, takich jak procesory sygnałowe, mikrokomputery wbudowane, układy optoelektroniczne [76], [77] itp. Wzrost wymagań doprowadził do powszechnego stosowania układów ASIC (ang. *Application Specific Integrated Circuit*) oraz układów programowalnych FPGA (ang. *Field-Programmable Gate Array*). Zasadnicze powody, dla których tego typu układy scalone są w wielu przypadkach jedynym możliwym rozwiązaniem to:

duża gęstość upakowania, narzucająca stosowanie układów scalonych w konstrukcjach np. krzemowych detektorów pikselowych, paskowych i dryfowych, czy wielokanałowych modułów elektronicznych umieszczonych na zewnątrz detektora;

specyficzne wymagania odnośnie parametrów analogowych (szumów, czułości itp., które nie są spotykane w rozwiązaniach układów katalogowych), a także parametrów cyfrowych (dedykowanych algorytmów przetwarzania, dużej liczby sygnałów, specyficznych metod selekcji i akwizycji danych itp.);

ograniczenia na wielkość pobieranej mocy wynikające zarówno z trudności w dostarczeniu potrzebnej mocy na odległości rzędu kilkudziesięciu metrów, jak również trudności w odprowadzeniu rozpraszanego ciepła z objętości czynnej detektora;

silne promieniowanie jonizujące (m.in. duże natężenie strumieni cząstek) w obszarze spektrometru, wymagające stosowania właściwych elementów i technologii półprzewodnikowych oraz technik projektowych, które zapewniają podwyższoną odporność na uszkodzenia radiacyjne w porównaniu ze standardowymi produktami elektronicznymi.

Charakterystycznymi i zarazem niekorzystnymi cechami prac nad systemami elektronicznymi typu TRIDAQ są:

bardzo długi czas wymagany na realizację, dochodzący obecnie nawet do 10 lat. Tak długi okres czasu jest uwarunkowany zarówno rozmiarami i poziomem skomplikowania

projektowanych systemów, jak i koniecznością realizacji wspólnych prac dla potrzeb przygotowywanego eksperymentu FWE (np. dostosowania się do współpracy z innymi systemami detektorowymi oraz systemami globalnymi eksperymentu);

wysoki poziom złożoności, który jest przede wszystkim związany z wielkością i skomplikowaną strukturą systemów, a także z koniecznością stosowania bardzo zaawansowanych technik projektowania i implementowania najnowszych technologii z dziedziny elektroniki;

nieodwracalność procesu budowy systemów TRIDAQ wynikająca z długiego czasu i wysokich kosztów realizacji, co stanowi najpoważniejszy mankament prac nad tymi 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 harmonogram głównych etapów prac prowadzących do powstawania systemów TRIDAQ został przedstawiony na rys. 15. W okresie projektu i testowania prototypu są przewidywane modyfikacje systemu, uwzględniające ewolucje wymogów eksperymentu oraz stwierdzone nieprawidłowości w projekcie. W okresie



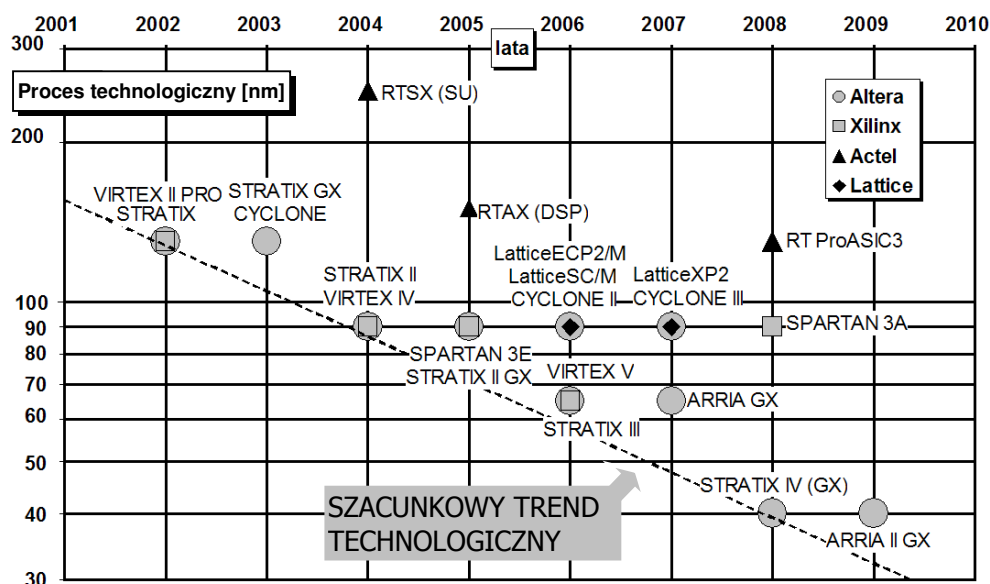
Rys. 15. Ogólny harmonogram prac przy projekcie, budowie i eksploatacji systemu TRIDAQ

produkcji oraz instalacji systemu są usuwane krytyczne nieprawidłowości, gdyż pociągają one za sobą znaczne koszty modyfikacji. Na etapach integracji oraz eksploatacji systemu TRIDAQ w eksperymencie należy się liczyć z dodatkowymi, praktycznie nieprzewidywalnymi i uciążliwymi czynnikami, takimi jak np. zakłócenia wytwarzane przez inną aparaturę. Z ich powodu występują nieprawidłowości w pracy systemu, często o subtelnym charakterze i wymagają one dodatkowej modyfikacji funkcjonalnej.

Ostatecznej oceny jakości i przydatności systemu TRIDAQ można dokonać dopiero po jego uruchomieniu w eksperymencie i po analizie wyników fizycznych uzyskiwanych z jego udziałem. Wykryte na tym etapie nieprawidłowości mogą być usuwane głównie poprzez modyfikacje funkcjonalne systemu, gdyż wprowadzanie znaczących zmian i ulepszeń aparaturowych jest procesem bardzo trudnym, kosztownym lub wręcz niemożliwym. Dlatego tak ważkim czynnikiem zapewniającym lepszą jakość pracy i niezawodność systemów TRIDAQ stało się wdrożenie technologii FPGA. W następnych punktach autor zamieścił analizę przydatności stosowania układów FPGA w konstrukcjach współczesnych systemu TRIDAQ, ze szczególnym uwzględnieniem korelacji pomiędzy rozwojem technologii FPGA a wymogami współczesnych systemów TRIDAQ.

2.3.2. Rozwój technologii FPGA w kontekście jej zastosowania w systemach TRIDAQ

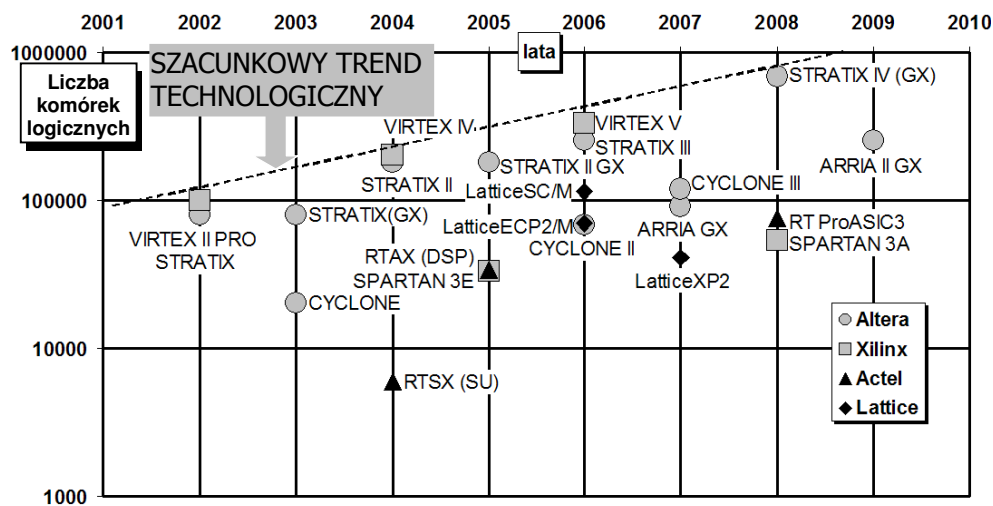
Układy FPGA [78]-[88] są bezpośrednio oparte na technologii *ASIC Gate Array*, w której użytkownik wykorzystuje gotową matrycę prostych bloków logicznych. Jednocześnie układy te są w większości reprogramowalne elektrycznie, tzn. umożliwiają wielokrotne programowanie połączeń między blokami logicznymi, w miejsce ich trwałego wykonywania maskami w technologii *ASIC Gate Array*.



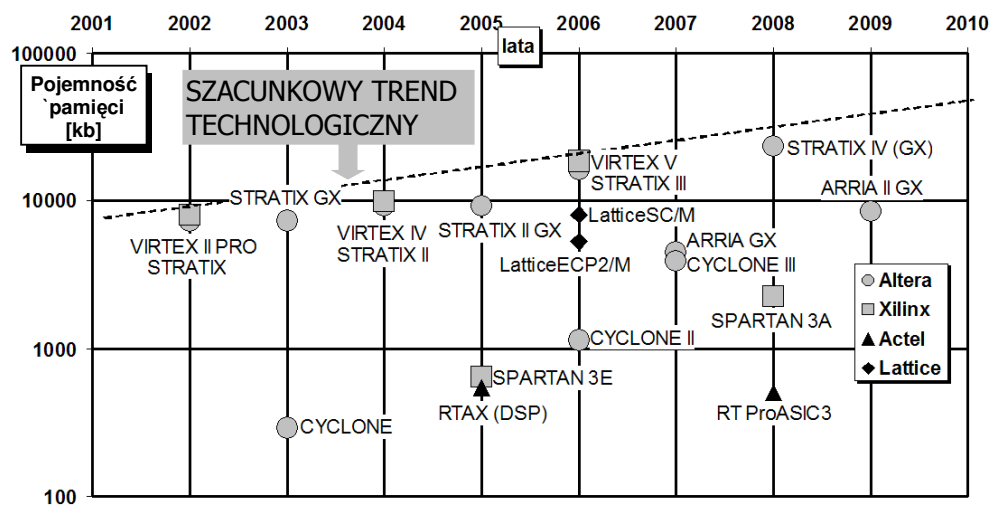
Rys. 16. Rozwój technologii FPGA w latach 2002-2009

Od początku XXI wieku obserwuje się niezwykle dynamiczny rozwój układów FPGA, co wynika głównie z zastosowania procesu technologicznego realizacji bramki tranzystora o szerokości poniżej 150 nm. Na rys. 16 zilustrowano trend postępu w dziedzinie technologii FPGA w latach 2002-2009 z uwzględnieniem producentów: Altera [81], Xilinx [82], Actel [83] oraz Lattice [84], których serie układów FPGA są najczęściej stosowane w systemach TRIDAQ we współczesnych eksperymentach FWE.

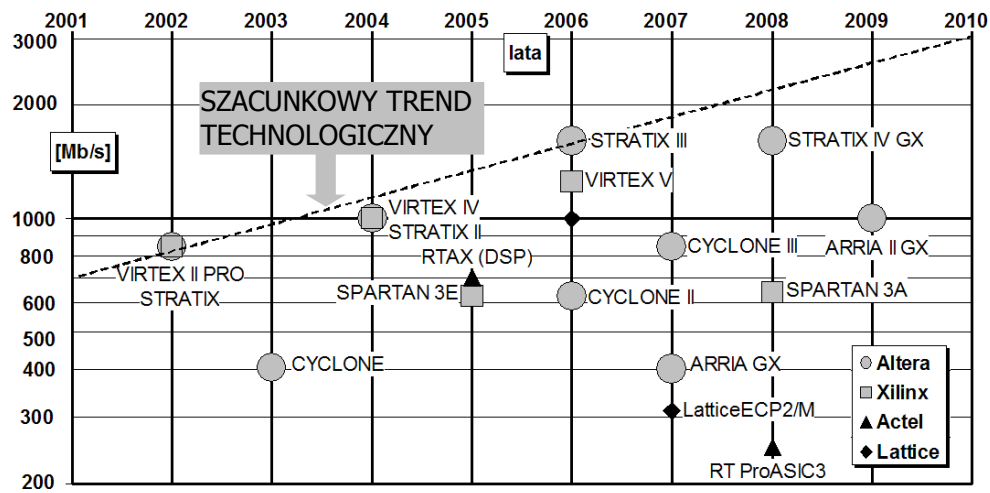
W omawianym okresie czasu, w postępie geometrycznym, aż czterokrotnie zmniejszył się rozmiar charakterystyczny (do 40 nm). Przełożyło się to w bezpośredni sposób na siedmiokrotny wzrost liczby podstawowych komórek logicznych (por. rys. 17) oraz trzykrotny wzrost pojemności pamięci SRAM (por. rys. 18). Uzyskano tym samym pułap 700 tysięcy bramek logicznych i ponad 20 Mb pamięci w serii Stratix IV firmy Altera.



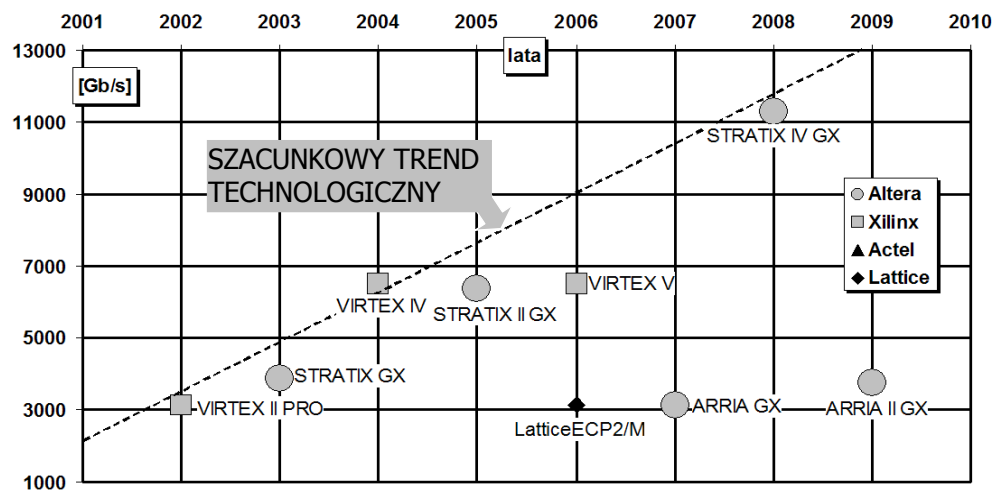
Rys. 17. Liczba komórek logicznych w latach 2002-2009



Rys. 18. Pojemność pamięci SRAM w latach 2002-2009



Rys. 19 Szybkość transmisji bloków I/O w latach 2002-2009

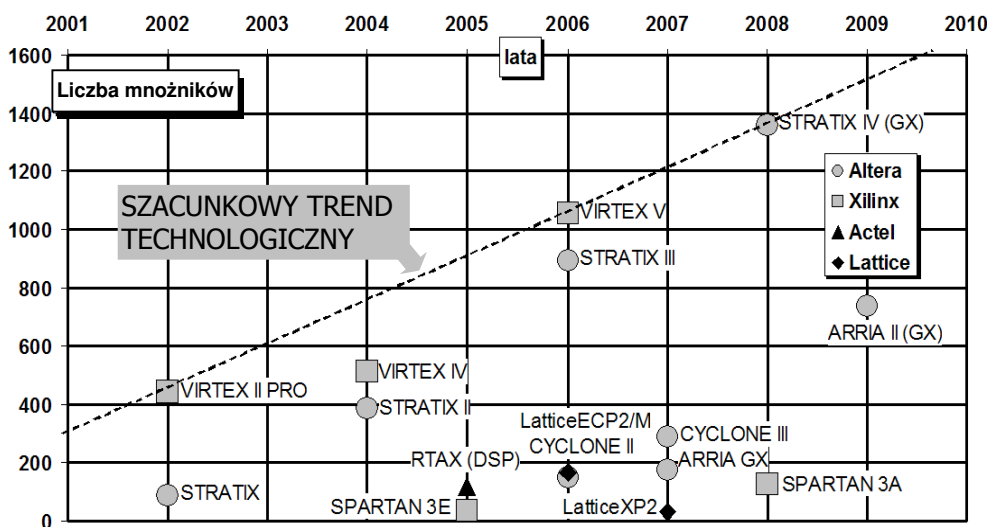


Rys. 20. Szybkości transmisji bloków SERDES w latach 2002-2009

Wykorzystanie osiągniętych technologicznie możliwości przetwarzania w układzie FPGA wymaga także odpowiednio szybkiego przesyłania informacji do i z układu. Producenci oferują nie tylko dużą liczbę bloków I/O, ale również sukcesywnie zwiększają ich prędkość działania. Na rys. 19 przedstawiono wzrost szybkości transmisji sygnałów różnicowych (głównie LVDS) w ostatnich latach.

Równocześnie jest oferowany przez producentów ultra szybki moduł do gigabitowej transmisji szeregowej typu SERDES [89]-[91]. Na rys. 20 przedstawiono rozwój technologiczny modułów SERDES. Ich popularność wynika zarówno z dużej przepustowości, obsługi popularnych standardów komunikacyjnych (np. Ethernet), jak i z możliwości integracji z transmisją światłowodową.

Współczesne układy FPGA zawierają coraz więcej specjalizowanych modułów, co pozwala istotnie zwiększyć ich wydajność oraz lepiej dostosować konfiguracje do potrzeb funkcjonalnych projektu. Przykładem omawianego trendu rozwojowego jest np. implementowanie szybkich modułów arytmetycznych, które umożliwiają realizację coraz bardziej złożonych algorytmów przetwarzania DSP [92]-[96].



Rys. 21. Dostępna liczba mnożników 18x18 bitów w latach 2002-2009

Na rys. 21 zilustrowano wzrost liczby bloków mnożących umieszczanych w jednym układzie FPGA w okresie kilku ostatnich lat. W pojedynczym układzie FPGA, praktycznie już standardowo, są umieszczane moduły cyfrowych pętli fazowych, sterowania zegarem wewnętrznym i obsługi zaawansowanych standardów I/O [81]-[84]. W niektórych seriach układów FPGA są również implementowane rdzenie mikroprocesorowe [97].

Postęp technologiczny związany z rozwojem układów FPGA wywarł bardzo istotny wpływ na możliwości funkcjonalne, konstrukcję, niezawodność i metodykę projektowania współczesnych systemów TRIDAQ. Na rys. 13 można zaobserwować wyraźny wzrost wydajności systemów TRIDAQ (począwszy od roku 2000), skorelowany z rozwojem układów FPGA i ich coraz szerszym stosowaniem w systemach TRIDAQ.

2.3.3. Implementacja systemów TRIDAQ w układach FPGA

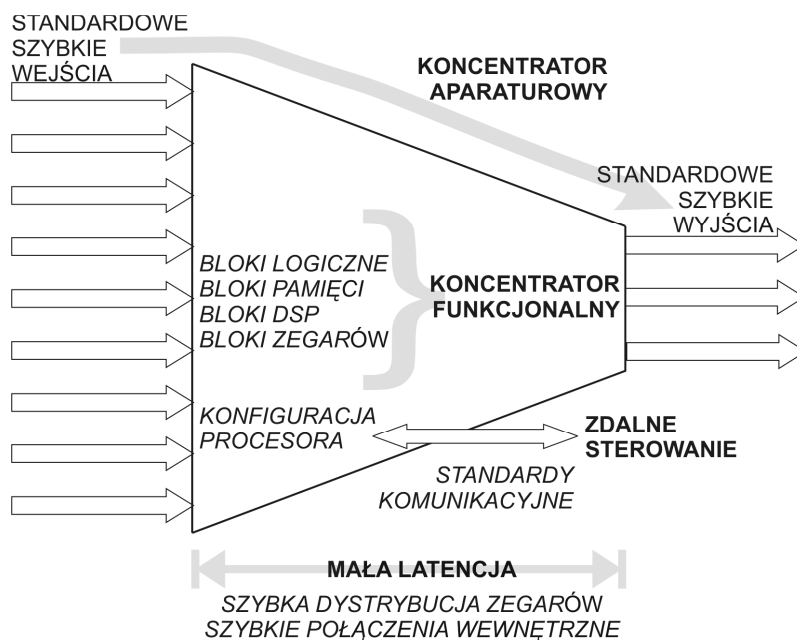
W latach dziewięćdziesiątych XX wieku układy programowalne FPGA posiadały niewielkie zasoby logiczne przy relatywnie wysokich cenach w stosunku do układów SPLD (ang. *Simple Programmable Logic Device*). W praktyce, zastosowanie układów FPGA było możliwe tylko na poziomie prototypów lub wybranych modułów systemów TRIDAQ [50], [98]-[103]. Układy FPGA implementowano przede wszystkim w modułach trygerowych, w których zakładano dynamiczną rekonfigurację algorytmów trygera podczas ich pracy w eksperymencie.

Począwszy od końca XX wieku na rynku komercyjnym zaczęto oferować dostatecznie szeroką paletę układów FPGA o zróżnicowanych cenach i zasobach (tzw. serie typu high-end technology oraz economy). Perspektywy rozwoju układów FPGA w tym czasie wskazywały na realną możliwość zastąpienia układów ASIC układami FPGA w okresie od 5 do 10 lat. Przełom ten objął w największym stopniu systemy TRIDAQ projektowane dla eksperymentów CMS [104], ATLAS [105], ALICE [106] i LHC-B [107] wykorzystujących akcelerator LHC (ang. *Large Hadron Collider*) [11], [108]. Częściowo objął również eksperymenty CDF [109] i DØ [110] wykorzystujący akcele-

rator TEVATRON (ang. *Tera Electron Volt Synchrotron*) [111], eksperyment HERA-B [112] bazujący na akceleratorze HERA (niem. *Hadron-Electron Ring Anlage*) [113] i szereg mniejszych. Sukcesywne zwiększenie udziału układów FPGA można także zaobserwować w procesach rozwoju już działających systemów TRIDAQ praktycznie we wszystkich eksperymentach FWE [114]-[129]. Przyczyn tego procesu należy upatrywać głównie w bardzo dobrej zgodności pomiędzy możliwościami oferowanymi przez rynek układów FPGA, a rzeczywistymi wymaganiami technicznymi i funkcjonalnymi, jakim muszą sprostać projektanci systemów TRIDAQ dla eksperymentów FWE.

2.3.3.1. Adaptacja koncentratora systemu TRIDAQ do technologii FPGA

Na rys. 22 przedstawiono w ogólny sposób możliwości adaptacji współczesnych układów FPGA jako typowych koncentratorów realizowanych w systemach TRIDAQ (por. pkt. 2.1.2).



Rys. 22. Adaptacja układu FPGA jako koncentratora w systemie TRIDAQ

Koncentracja aparaturowa jest uzyskiwana dzięki możliwości podłączenia dużej liczby sygnałów zewnętrznych do nóżek układu FPGA sprzężonych z szybkimi blokami I/O (por. rys. 19). Wykorzystuje się w takim przypadku głównie transmisję sygnałami różnicowymi (np. w standardzie LVDS) w celu zwiększenia szybkości transmisji i poziomu odporności na zakłócenia. Drugą ważką grupę bloków I/O stanowią gigabitowe bloki SERDES. Ich sukcesywnie wzrastająca szybkość i liczebność już obecnie pozwala na całkowitą obsługę dystrybucji informacji z detektorów, wysyłanej głównie łączami optycznymi (por. rys. 20). Zastosowanie bloków SERDES prowadzi również do stosowania komercyjnych standardów transmisji, transceiverów itp.

Koncentracja funkcjonalna polega na wykorzystaniu zasobów układu FPGA, tj. głównie bardzo dużej liczby konfigurowalnych bloków logicznych (por. rys. 17) oraz bloków pamięci (por. rys. 18). Są one zastosowane przede wszystkim do realizacji modułów przetwarzania trygerowego oraz akwizycji danych. Mała latencja jest uzyskiwana wskutek dużej szybkości pracy wewnętrznych elementów układów FPGA, szybkich połączeń wewnętrznych i komutacji, implementowania specjalizowanych bloków zarządzania zegarami, a także wydajnymi metodami redystrybucji sygnałów zegarowych wewnątrz układu FPGA. Wprowadzone w ostatnich latach bloki typu DSP, które zawierają szybkie elementy mnożące i sumujące, pozwalają na realizację obliczeń numerycznych (por. rys. 21). Znajdują one coraz większe zastosowanie w torach przetwarzania trygerowego (np. przy wyznaczaniu trajektorii cząstki elementarnej, pomiarze jej pędu lub energii itp.) oraz kondycjonowaniu sygnałów pomiarowych (m.in. kalibracji, filtrowaniu, czy kształtowaniu sygnałów) [92]. Stosowanie modułów DSP pozwala zredukować m.in. liczbę zewnętrznych procesorów DSP oraz pamięci typu LUT.

2.3.3.2. Zarządzanie systemem TRIDAQ z wykorzystaniem układu FPGA

Zarządzanie systemem TRIDAQ we współczesnym eksperymencie FWE jest czynnikiem krytycznym, który w dużym stopniu decyduje o niezawodności działania tego systemu oraz jego właściwym przygotowaniu do poprawnego wykonywania zadań w czasie trwania eksperymentu.

Procesy zarządzania muszą być w pełni zautomatyzowane i przeprowadzane wyłącznie zdalnie. W tym celu jest przygotowane odpowiednie oprogramowanie zarządzające, a w przypadku stwierdzenia usterek systemu TRIDAQ uruchamia się odpowiednie procedury naprawcze. Pod względem zadaniowym grupę procesów zarządzania można podzielić na:

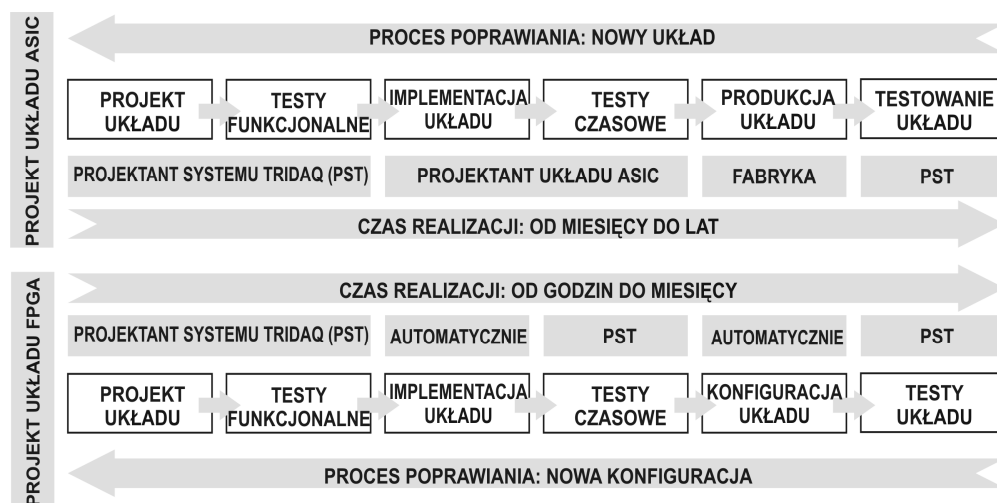
Rekonfigurację układów FPGA, która polega na zmianie ustawień przerzutników konfiguracyjnych typu EEPROM, FLASH lub SRAM. Do tego celu są wykorzystywane interfejsy implementowane przez producentów układów. Oferowane obecnie metody umożliwiają rekonfigurację dużych układów FPGA w czasie poniżej 1 ms, co powoduje, że systemy TRIDAQ można rekonfigurować w trakcie działania eksperymentu z małym uszczerbkiem na jego efektywności. Dostępne są już metody częściowej rekonfiguracji układu, eliminujące czas martwy pracy systemu TRIDAQ. Szybkie procesy powtarzalnej rekonfiguracji umożliwiły wykorzystanie układów FPGA typu SRAM do pracy w warunkach podwyższonego promieniowania jonizującego w pobliżu spektrometru. Możliwość zdalnej rekonfiguracji układów FPGA pozwoliła projektantom na nieustający proces doskonalenia systemów TRIDAQ, także w trakcie działania eksperymentu. Jest to bardzo ważki czynnik, prowadzący do optymalizacji systemu TRIDAQ w wyniku permanentnego „uczenia się detektora, pomiarów i eksperymentu”.

Sterowanie współczesnymi systemami TRIDAQ, które odbywa się głównie poprzez wykorzystanie elementów programowalnych lub specjalizowanych umieszczonych w układach FPGA. Są to rejestry, bloki pamięci a nawet mikroprocesory wbudowane. Rozbudowane funkcjonalnie bloki I/O lub moduły SERDES umożliwiają realizację interfejsów komunikacyjnych typu PCI, PCI-Express, Ethernet itp. [81]-[84]. Umieszczenie koncentratorów (por. podrozdz. 5.2) oraz warstwy komunikacyjnej w jednym układzie FPGA zapewnia bardzo duży margines potencjalnych modyfikacji i z tego względu jest szczególnie preferowane przez konstruktorów systemów TRIDAQ.

2.3.3.3. Proces projektowania systemu TRIDAQ w technologii FPGA

Wykorzystanie układów FPGA do budowy systemów TRIDAQ spowodowało bardzo poważne zmiany w metodyce ich projektowania. Na rys. 23 pokazano, w sposób ogólny, typowy proces postępowania przy projektowaniu zaawansowanych układów typu ASIC i FPGA dla systemu TRIDAQ [85]-[87]. Mimo że kolejne etapy projektu są do siebie zadaniowo podobne, to sposoby ich realizacji różnią się znacząco. W efekcie, projekt implementowany w technologii FPGA może być wykonany i przetestowany w ciągu zaledwie kilku godzin, a metoda programowania typu ISP pozwala ten proces powtarzać w praktyce dowolną ilość razy.

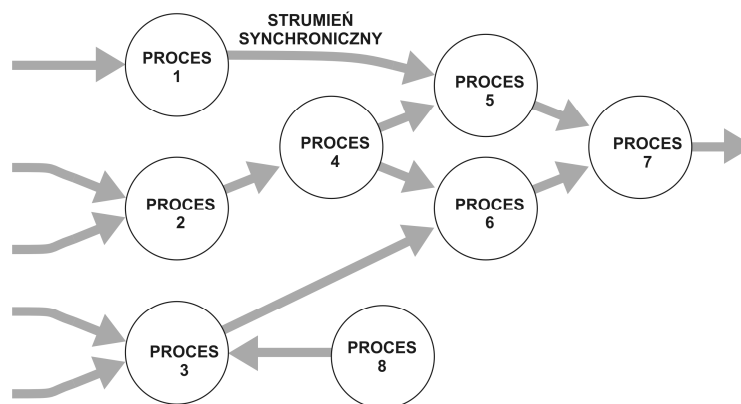
Cały proces projektu implementowanego w układzie FPGA może być z powodzeniem przeprowadzony nawet przez jednego projektanta, ponieważ etap implementacji jest realizowany automatycznie przez oprogramowanie typu CAD dostarczane przez producenta lub specjalistyczne firmy [130]-[136]. Etap konfiguracji układu FPGA zastępuje etap produkcji układu ASIC w fabryce i także jest przeprowadzany automatycznie.



Rys. 23. Proce projektowania zaawansowanych układów typu ASIC i FPGA dla systemu TRIDAQ

3. MODELOWANIE SYSTEMU TRID AQ

Od strony funkcjonalnej systemy TRID AQ można modelować w postaci rozproszonej sieci synchronicznych procesów potokowych. Przez pojęcie **procesu** rozumie się tutaj niepodzielną w sensie logicznym funkcję przetwarzania potokowego. **Sieć procesów** tworzy całościowo warstwę funkcjonalną danego systemu, czyli realizuje określone zadanie lub zespół zadań w skali eksperymentu. Wzorując się częściowo na przykładzie struktury systemu TRID AQ pokazanej na rys. 9 – na rys. 24 zaproponowano model systemu TRID AQ składający się z sieci rozproszonych procesów synchronicznych.



Rys. 24. Przykładowy model systemu TRID AQ

W kontekście dyskusji zamieszczonej w pkt 2.1.2 oraz na podstawie przedstawionego modelu systemu TRID AQ z rys. 24 autor wskazał na ważne cechy odnoszące się do modelowania systemu TRID AQ:

1. potokowość systemu, wynikającą bezpośrednio z jego struktury, ponieważ procesy są włączane w ciąg dystrybucji informacji i stanowią węzły sieci,

2. synchroniczność systemu, wynikającą z synchronicznej pracy poszczególnych węzłów jak i synchronicznej dystrybucji potoków informacji poprzez sieć,
3. nieokreślony charakter dystrybuowanej informacji – mogą to być zarówno sygnały analogowe jak i cyfrowe,
4. poszczególne węzły mogą pełnić rolę procesów przepływowych (1), koncentratorów (2)-(7) oraz procesów źródłowych (8),
5. połączenia sieciowe mogą łączyć węzeł nadawczy bezpośrednio z węzłem odbiorczym, np. (1-5), (2-4) lub z wieloma odbiorcami (4-5-6),
6. węzeł stanowi jednostkę funkcjonalną i nie musi odpowiadać podziałowi systemu na fizyczne moduły elektroniczne,
7. w ramach węzła można grupować poszczególne podsieci systemu lub cały system.

W kolejnych podrozdziałach przedstawiono użyteczne w praktyce autorskie propozycje modeli strumienia i procesu synchronicznego, które tworzą jednolitą strukturę modelu systemu TRID AQ.

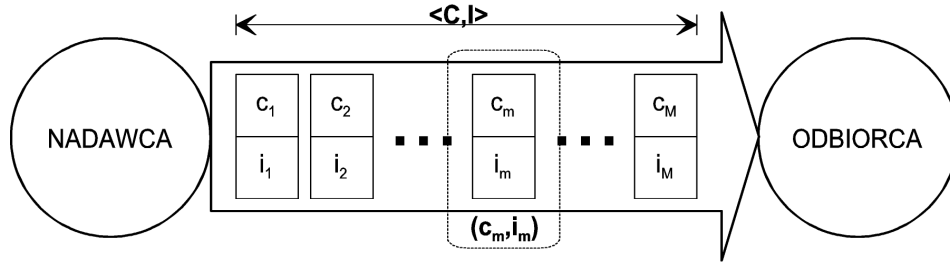
3.1. STRUMIEŃ SYNCHRONICZNY

Strumień synchroniczny dystrybuujący informację między węzłami i oznaczony dalej jako $\langle \mathbf{C}, \mathbf{I} \rangle$ można modelować w formie ciągu par (c_m, i_m) , przy czym uporządkowanie ciągu polega na relacji $i_m < i_{m+1}$:

$$\langle \mathbf{C}, \mathbf{I} \rangle \stackrel{\text{df}}{=} \{(c_m, i_m) : c_m \in \mathbf{C}, i_m \in \mathbf{I} \subseteq \mathbf{R}, m = 1, \dots, M, M \in \mathbf{N}\}. \quad (43)$$

Element treści c_m należy do zbioru treści $\mathbf{C}$. Reprezentuje on informację dystrybuowaną strumieniem synchronicznym i w praktyce może stanowić zarówno pojedynczy element informacji (np. informację logiczną), jak i złożoną, wieloelementową strukturę różnych elementów informacji. *Identyfikator treści* i_m należy do zbioru identyfikatorów $\mathbf{I}$ i jest

określony w dziedzinie liczb rzeczywistych $\mathbf{R}$. Formę graficzną strumienia synchronicznego o liczbie M elementów (tj. par) przedstawiono na rys. 25.



Rys. 25. Prezentacja strumienia synchronicznego w formie graficznej

W systemach potokowych dla eksperymentów FWE można wyróżnić dwa podstawowe rodzaje identyfikatorów treści.

Identyfikator czasu określa moment czasu utworzenia elementu treści. W ogólnym przypadku, w którym określony jest zbiór kolejnych identyfikatorów czasowych $\mathbf{I}_T = \{t_{T1}, t_{T2}, \dots, t_{TM}\}$ można utworzyć *synchroniczny strumień czasowy* $\langle \mathbf{C}, \mathbf{I}_T \rangle$. Jest on wykorzystywany przede wszystkim w torach przetwarzania potokowego i wytwarzania trygera. Dla stosowanej w eksperymentach FWE identyfikacji czasowej, odpowiadającej kolejnym momentom przecięcia się przeciwsobnych pakietów w akceleratorze, wykorzystuje się okres $T_A = 1/f_A$, gdzie f_A jest częstością zderzeń cząstek w akceleratorze (por. kol. 3 w tabl. 3). Można wówczas utworzyć strumień czasowy $\langle \mathbf{C}, \mathbf{I}_B \rangle$, w którym identyfikatory czasowe $i_{Bm} \in \mathbf{I}_B$ spełniają zależność:

$$\forall (1 \leq m \leq M) i_{Bm} = m \cdot T_A. \quad (44)$$

W praktyce znacznie wygodniej jest operować bezpośrednio jednostką [bx], stąd strumień $\langle \mathbf{C}, \mathbf{I}_B \rangle$ można przekształcić do formy *strumienia pakietowego* $\langle \mathbf{C}, \mathbf{I}_{BX} \rangle$, w którym *identyfikator pakietu* $i_{BXm} \in \mathbf{I}_{BX}$ zawiera numer pakietu [bx]:

$$\forall (1 \leq m \leq M) i_{BXm} = m. \quad (45)$$

Jest to szczególny przypadek, gdyż $\mathbf{I}_{BX}$ może być określony w dziedzinie liczb naturalnych $\mathbf{N}$. Przetwarzanie strumieni pakietowych $\langle \mathbf{C}, \mathbf{I}_{BX} \rangle$ w procesach synchronicznych sprowadza się w praktyce do realizacji klasycznych cyfrowych automatów stanów.

Identyfikator przypadku wiąże element treści przypadku $c_m \in \mathbf{C}$ z sygnałem trygera oznaczonego numerem m , na podstawie którego został zarejestrowany. Jest to rodzaj identyfikowania strumienia synchronicznego wykorzystywanego przede wszystkim w torach akwizycji danych. Wówczas stosuje się jedynie tzw. *numer trygera* (ang. *trigger number*) do identyfikacji przypadku (ang. *event number*). Ten typ identyfikatora będzie w dalszej części rozprawy oznaczany jako $\mathbf{I}_E$, a odpowiadający mu strumień synchroniczny jako $\langle \mathbf{C}, \mathbf{I}_E \rangle$. Należy zauważyć, że jest to szczególny przypadek identyfikatora $\mathbf{I}_E$, który może być określony w dziedzinie liczb naturalnych $\mathbf{N}$.

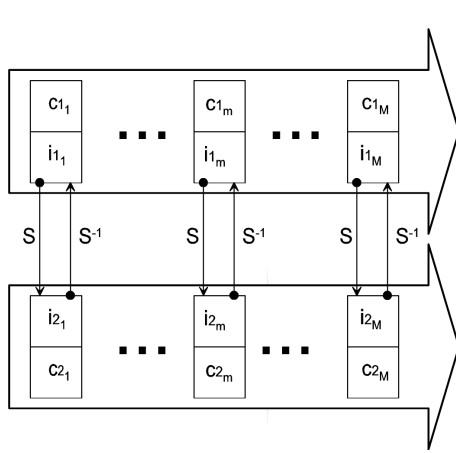
3.2. SYNCHRONIZACJA STRUMIENI

Zapewnienie *synchronizacji* między strumieniami stanowi podstawę poprawnego działania systemu TRIDAQ w eksperymencie FWE. *Synchronizacja* dwóch strumieni $\langle \mathbf{C}_1, \mathbf{I}_1 \rangle$ i $\langle \mathbf{C}_2, \mathbf{I}_2 \rangle$ (umownie oznaczona jako „ $\leftrightarrow$ ”) jest z definicji określona przez *funkcję synchronizacji* S , $S : \mathbf{I}_1 \rightarrow \mathbf{I}_2$:

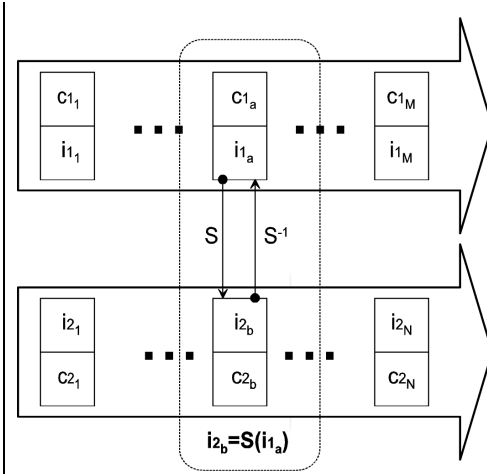
$$\langle \mathbf{C}_1, \mathbf{I}_1 \rangle \leftrightarrow \langle \mathbf{C}_2, \mathbf{I}_2 \rangle \Leftrightarrow \mathbf{I}_2 = S(\mathbf{I}_1) \quad (46)$$

i funkcję odwrotną S^{-1} :

$$\langle \mathbf{C}_1, \mathbf{I}_1 \rangle \leftrightarrow \langle \mathbf{C}_2, S(\mathbf{I}_1) \rangle \Leftrightarrow \langle \mathbf{C}_1, S^{-1}(\mathbf{I}_2) \rangle \leftrightarrow \langle \mathbf{C}_2, \mathbf{I}_2 \rangle. \quad (47)$$



Rys. 26a. Synchronizacja strumienia $\langle C_1, I_1 \rangle$ ze strumieniem $\langle C_2, I_2 \rangle$ poprzez funkcję S



Rys. 26b. Synchronizacja elementu (c_{1_a}, i_{1_a}) z elementem (c_{2_b}, i_{2_b}) poprzez funkcję S

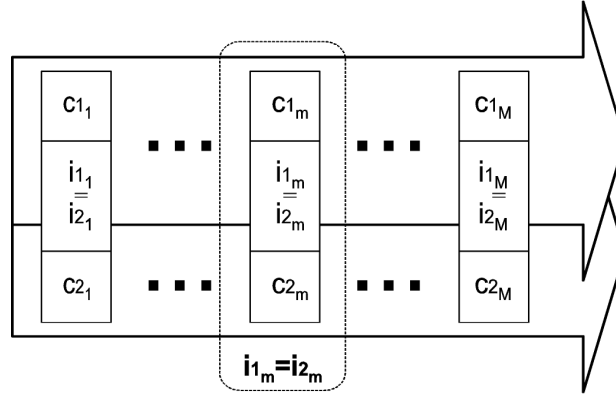
Synchronizację strumieni $\langle C_1, I_1 \rangle$ i $\langle C_2, I_2 \rangle$ zobrazowano graficznie na rys. 26a. Przy częściowej synchronizacji strumieni (m.in. pojedynczego elementu, grupy elementów lub części strumienia – tzw. *podstrumienia*) liczba elementów obu strumieni synchronicznych może być różna. Na rys. 26b zobrazowano przykład synchronizacji pojedynczych elementów strumieni: $(c_{1_a}, i_{1_a}) \in \langle C_1, I_1 \rangle$ i $(c_{2_b}, i_{2_b}) \in \langle C_2, I_2 \rangle$.

3.2.1. Synchronizacja bezwzględna

Synchronizację bezwzględną dwóch strumieni $\langle C_1, I_1 \rangle$ i $\langle C_2, I_2 \rangle$ (umownie oznaczoną jako „ $\overleftrightarrow{\leftrightarrow}$ ”) określa szczególny przypadek definicji (46)-(47) dla funkcji S definiującej równoważność identyfikatorów I_1 i I_2 , co umożliwia ich wzajemną wymianę:

$$I_1 = I_2 \Leftrightarrow \langle C_1, I_1 \rangle \overleftrightarrow{\leftrightarrow} \langle C_2, I_2 \rangle \Leftrightarrow \langle C_1, I_2 \rangle \overleftrightarrow{\leftrightarrow} \langle C_2, I_1 \rangle. \quad (48)$$

Strumienie w stanie *bezwzględnej synchronizacji* odgrywają szczególnie ważką rolę w procesach przetwarzania. Umożliwiają przeprowadzenie wzajemnych logicznych lub numerycznych operacji na elementach treści danych strumieni. Graficzne zilustrowanie synchronizacji bezwzględnej strumieni $\langle C_1, I_1 \rangle$ i $\langle C_2, I_2 \rangle$ przedstawiono na rys. 27.



Rys. 27. Synchronizacja bezwzględna strumieni $\langle C_1, I_1 \rangle$ i $\langle C_2, I_2 \rangle$

W tym miejscu należy zauważyć, że synchronizacja bezwzględna może także obejmować podstrumień (np. pojedyncze elementy strumieni). Należy także podkreślić, że w eksperymentach FWE często jest spotykana synchronizacja podstrumieni, gdzie liczba elementów nie podlegających synchronizacji jest znikoma i z praktycznego punktu widzenia pomijalna. W takim przypadku, w celu uproszczenia analizy, stosuje się zasadę bezwzględnej synchronizacji strumieni (48) ograniczonych do elementów podlegających tej synchronizacji.

3.2.2. Wybrane funkcje synchronizacji

W odniesieniu do opisanych w podrozdziale 3.1 typów identyfikatorów, poniżej omówiono dwie użyteczne w praktyce funkcje synchronizacji (46)-(47) na przykładzie strumieni synchronicznych $\langle C_1, I_1 \rangle$ i $\langle C_2, I_2 \rangle$.

Synchronizacja wyrównawcza jest określona przez *latencję wyrównawczą* $L_w \in \mathbf{R}$, która jest dodawana do wartości każdego identyfikatora zbioru $\mathbf{I}_1$, co dalej w skrócie będzie oznaczane jako „ $\mathbf{I}_1 + L_w$ ”:

$$\langle \mathbf{C}_1, \mathbf{I}_1 + L_w \rangle \leftrightarrow \langle \mathbf{C}_2, \mathbf{I}_2 \rangle \Leftrightarrow \forall (1 \leq m \leq M) i_{1m} + L_w = i_{2m}. \quad (49)$$

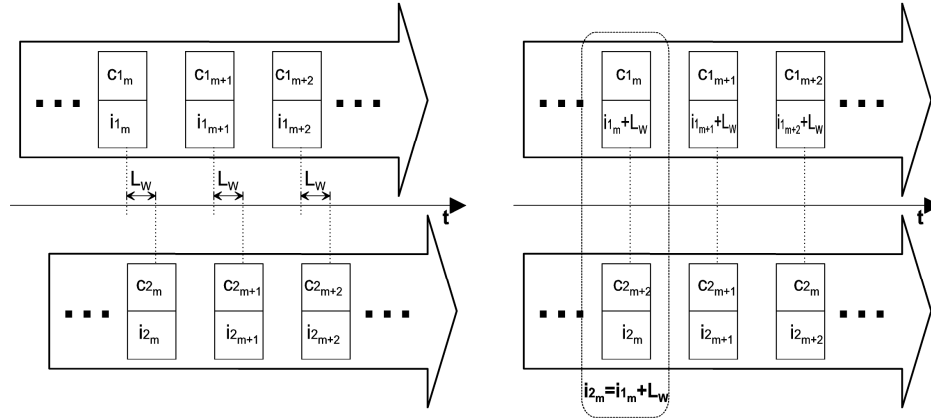
Funkcja odwrotna S^{-1} odpowiada przeniesieniu synchronizacji wyrównawczej na strumień $\mathbf{I}_2$, co dalej w skrócie będzie oznaczane jako „ $\mathbf{I}_2 - L_w$ ”:

$$\langle \mathbf{C}_1, \mathbf{I}_1 \rangle \leftrightarrow \langle \mathbf{C}_2, \mathbf{I}_2 - L_w \rangle \Leftrightarrow \forall (1 \leq m \leq M) i_{1m} = i_{2m} - L_w. \quad (50)$$

W konsekwencji zostaje spełniona relacja (47):

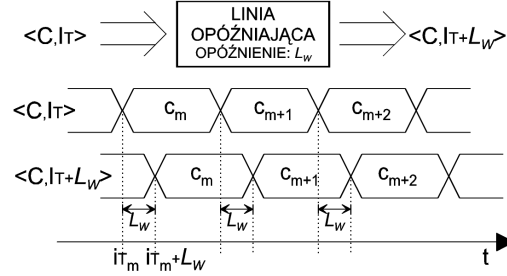
$$\langle \mathbf{C}_1, \mathbf{I}_1 + L_w \rangle \leftrightarrow \langle \mathbf{C}_2, \mathbf{I}_2 \rangle \Leftrightarrow \langle \mathbf{C}_1, \mathbf{I}_1 \rangle \leftrightarrow \langle \mathbf{C}_2, \mathbf{I}_2 - L_w \rangle. \quad (51)$$

Ten rodzaj synchronizacji jest powszechnie stosowany dla synchronicznych strumieni czasowych $\langle \mathbf{C}, \mathbf{I}_T \rangle$. Na rys. 28 zaprezentowano przykład synchronizacji wyrównawczej elementów strumienia $\langle \mathbf{C}_1, \mathbf{I}_1 \rangle$ względem strumienia $\langle \mathbf{C}_2, \mathbf{I}_2 \rangle$. Wartości identyfikatorów $\mathbf{I}_1$ i $\mathbf{I}_2$ wyznaczają pozycje na osi czasu. Należy podkreślić, że funkcja S^{-1} nie może być w rzeczywistości zrealizowana.



Rys. 28. Synchronizacja wyrównawcza strumienia $\langle \mathbf{C}_1, \mathbf{I}_1 \rangle$ względem strumienia $\langle \mathbf{C}_2, \mathbf{I}_2 \rangle$

Na rys. 29 przedstawiono w sposób poglądowy praktyczne zastosowanie typowej linii opóźniającej do przeprowadzenia synchronizacji wyrównawczej. W tym celu strumień $\langle \mathbf{C}, \mathbf{I}_T \rangle$ został opóźniony o odcinek czasu L_w . W konsekwencji uzyskano strumień $\langle \mathbf{C}, \mathbf{I}_T + L_w \rangle$. Należy zauważyć, że modyfikacji podlegają identyfikatory treści, pomimo że fizycznemu opóźnieniu podlegają elementy treści.



Rys. 29. Wykorzystanie linii opóźniającej do synchronizacji wyrównawczej strumieni

Synchronizacja pozycyjna wymaga określania parametru N w dziedzinie liczb naturalnych $\mathbf{N}$. Jest on dodawany do każdego indeksu identyfikatora zbioru $\mathbf{I}_1$, co dalej będzie oznaczane jako: „ $\mathbf{I}_1[+]N$ ”, przy czym symbol dodawania umieszczony w nawiasach kwadratowych symbolizuje zmianę indeksu:

$$\langle \mathbf{C}_1, \mathbf{I}_1[+]N \rangle \leftrightarrow \langle \mathbf{C}_2, \mathbf{I}_2 \rangle \Leftrightarrow \forall (1 \leq m \leq M - N) i_{2_m} = i_{1_{m+N}}. \quad (52)$$

Przeniesienie synchronizacji na drugi strumień reprezentuje przekształcenie:

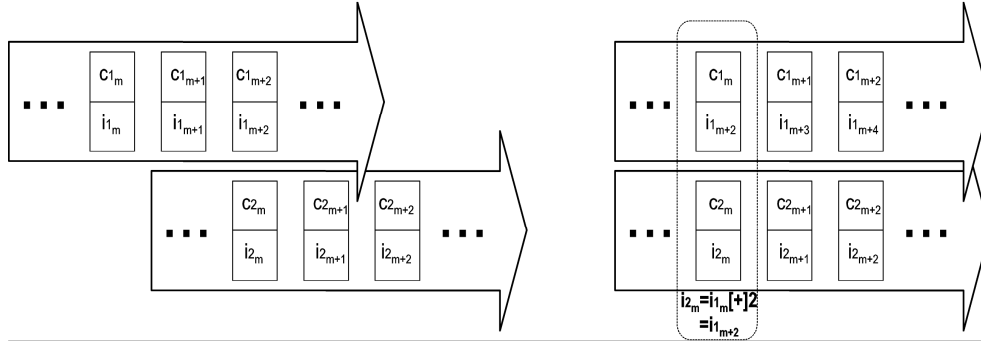
$$\langle \mathbf{C}_1, \mathbf{I}_1 \rangle \leftrightarrow \langle \mathbf{C}_2, \mathbf{I}_2[-]N \rangle \Leftrightarrow \forall (N \leq m \leq M) i_{1_m} = i_{2_{m-N}}. \quad (53)$$

Przekształcenie to określa funkcję odwrotną S^{-1} spełniającą relację (47):

$$\langle \mathbf{C}_1, \mathbf{I}_1[+]N \rangle \leftrightarrow \langle \mathbf{C}_2, \mathbf{I}_2 \rangle \Leftrightarrow \langle \mathbf{C}_1, \mathbf{I}_1 \rangle \leftrightarrow \langle \mathbf{C}_2, \mathbf{I}_2[-]N \rangle. \quad (54)$$

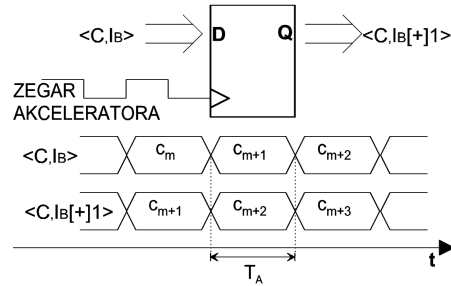
Wyłączeniu z procesu synchronizacji podlega odpowiednio N ostatnich elementów strumienia $\langle \mathbf{C}_1, \mathbf{I}_1 \rangle$ i N pierwszych elementów strumienia $\langle \mathbf{C}_2, \mathbf{I}_2 \rangle$. Ten rodzaj syn-

chronizacji jest powszechnie stosowany dla strumieni pakietowych $\langle \mathbf{C}, \mathbf{I}_{\mathbf{B}\mathbf{X}} \rangle$ lub strumieni przypadków $\langle \mathbf{C}, \mathbf{I}_{\mathbf{E}} \rangle$. Wartość parametru N odpowiada opóźnieniu strumienia o N elementów, co graficznie przedstawiono na rys. 30.



Rys. 30. Synchronizacja pozycyjna strumienia $\langle \mathbf{C}_1, \mathbf{I}_1 \rangle$ względem strumienia $\langle \mathbf{C}_2, \mathbf{I}_2 \rangle$

Elementarny przykład wykorzystania *przerzutnika typu D* jako cyfrowej linii opóźniającej taktowanej bezpośrednio zegarem akceleratora o okresie T_A do realizacji synchronizacji pozycyjnej strumienia pakietowego $\langle \mathbf{C}, \mathbf{I}_B \rangle$ przedstawiono schematycznie na rys. 31. Pojedynczy przerzutnik przesuwá identyfikatory treści o jedną pozycję. Należy zauważyć, że dla strumienia pakietowego $\langle \mathbf{C}, \mathbf{I}_B \rangle$ można równoważnie zastosować metodę opóźnienia wyrównawczego, pod warunkiem, że wnoszony czas opóźnienia spełnia zależność (44).



Rys. 31. Wykorzystanie przerzutnika typu D do synchronizacji pozycyjnej strumieni

3.3. SYNCHRONICZNA DYSTRYBUCJA STRUMIENIA

Ze uwagi na bardzo dużą ilość przesyłanych danych we współczesnych eksperymentach (por. kol. 7 w tabl. 4) oraz dostępne aktualnie możliwości techniczne (zwłaszcza optoelektroniczne), stosuje się metody zwielokrotnienia liczby danych w pojedynczym kanale przesyłowym (tzw. technika multipleksacji). Dodatkowo zapewnia się stałą latencję $T_L = const$, wymaganą do przesłania elementów strumienia pakietowego $\langle \mathbf{C}, \mathbf{I}_B \rangle$ (44) z wejścia nadajnika na wyjście odbiornika.

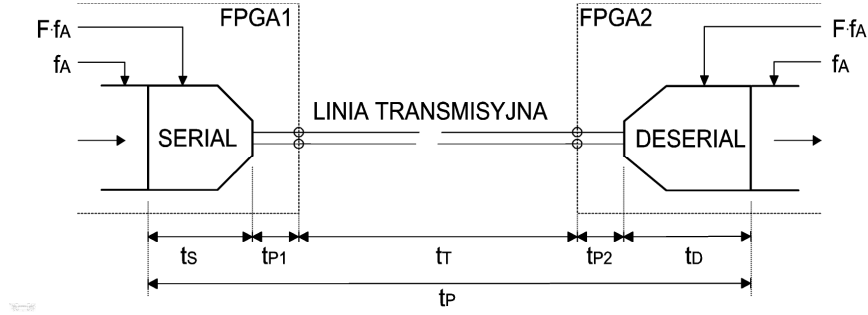
Dla każdej dystrybucji synchronicznej określa się współczynnik $F \in \mathbf{N}$ zwielokrotnienia częstotliwości zegara akceleratora f_A . Współczynnik ten determinuje strukturę multipleksowanego strumienia szeregowego $\langle \mathbf{C}_F, \mathbf{I}_F \rangle$ wytwarzaną w procesie nadawczym. Proces odbiorczy odtwarza dane wejściowe, zapewniając jednocześnie ich stałe opóźnienie L_T . Etapy przekształceń opisuje wyrażenie:

$$\forall (1 \leq m \leq M) (c_m, i_{Bm}) \xrightarrow{\text{SERIAL}} \{(c_{Fm,f}, i_{Fm,f}), f = \{1, \dots, F\}\} \xrightarrow{\text{DESERIAL}} (c_m, i_{Bm} + T_L) \quad (55)$$

Dla każdego wejściowego elementu (c_m, i_{Bm}) jest wytwarzanych F elementów strumienia szeregowego $(c_{Fm,f}, i_{Fm,f})$ w procesie nadawczym (SERIAL) o wartościach identyfikatorów treści określonych wyrażeniem:

$$\forall (i_{Bm} \in \mathbf{I}_B) \forall (1 \leq f \leq F) i_{Fm,f} = i_{Bm} + \frac{f-1}{F} T_A. \quad (56)$$

Ogólną strukturę modelu toru transmisji synchronicznej zrealizowanej z użyciem układów FPGA przedstawiono na rys. 32. Stały czas propagacji $t_p = const$ określają opóźnienia wnoszone kolejno przez czasy: t_s – propagacji danych w bloku SERIAL, t_{p1} – dystrybucji sygnałów w układzie FPGA1, t_T – przesyłania danych przez linię transmisyjną, t_{p2} – dystrybucji sygnałów w układzie FPGA2 i t_D – propagacji danych w bloku DESERIAL:



Rys. 32. Ogólna struktura modelu dystrybucji strumienia synchronicznego ze stałą latencją

$$t_P = t_S + t_{P1} + t_T + t_{P2} + t_D. \quad (57)$$

Należy podkreślić, że wartości opóźnień t_{F1} i t_{F2} mogą się zmieniać wraz z kolejnymi modyfikacjami konfiguracji każdego z układów FPGA. Proces odbiorczy (DESERIAL) musi spełnić warunek:

$$\forall (i_{Bm} \in \mathbf{I_B}) \forall (1 \leq f \leq F) (i_{Bm} + T_L \geq i_{Fm,f} + t_P), \quad (58)$$

który umożliwia synchroniczną dystrybucję elementów strumienia $\langle \mathbf{C}, \mathbf{I_B} \rangle$

W większości rozwiązań praktycznych latencję T_L określa się pośrednio przez podanie liczby L przecięć (42). Takie podejście jest szczególnie uzasadnione w przypadkach realizacji torów transmisji o opóźnieniach całkowitych, tzn. $L \in \mathbf{N}$. Wtedy bowiem strumienie wejściowy $\langle \mathbf{C}, \mathbf{I_{BX}} \rangle$ i wyjściowy $\langle \mathbf{C}^*, \mathbf{I_{BX}^*} \rangle$ spełniają prosty warunek synchronizacji:

$$\langle \mathbf{C}, \mathbf{I_{BX}}[+]L \rangle \leftrightarrow \langle \mathbf{C}^*, \mathbf{I_{BX}^*} \rangle. \quad (59)$$

Dopasowanie rzeczywistego opóźnienia strumienia t_P do warunku (59) wymaga wprowadzenia dodatkowego opóźnienia t_L , tak aby była spełniona równość:

$$L \cdot L_{TA} = t_p + t_L = T_L. \quad (60)$$

W takim przypadku relację (59) można przedstawić następująco:

$$\langle \mathbf{C}, \mathbf{I}_B + t_p + t_L \rangle \leftrightarrow \langle \mathbf{C}^*, \mathbf{I}_B^* \rangle. \quad (61)$$

W opinii autora znajduje praktyczne uzasadnienie wydzielenie składowych opóźnień T_L (60), które zawierają całkowite latencje jednostkowe L_{TA} (42):

$$T_L = \underbrace{L_{TA} D_p + t_{PF}}_{t_p} + \underbrace{L_{TA} D_L + t_{LF}}_{t_L} = L_{TA} \underbrace{(D_p + D_L)}_D + \underbrace{t_{PF} + t_{LF}}_{t_F}, \quad (62)$$

gdzie wprowadzono całkowite współczynniki D_p oraz D_L , wyznaczające sumaryczne opóźnienie D wyrażone bezpośrednio w jednostkach [bx] (42) oraz składowe reszkowe czasu t_{PF} i t_{LF} składające się na czas reszkowy t_F . Na podstawie równości (60) oraz (62) można wykazać, że:

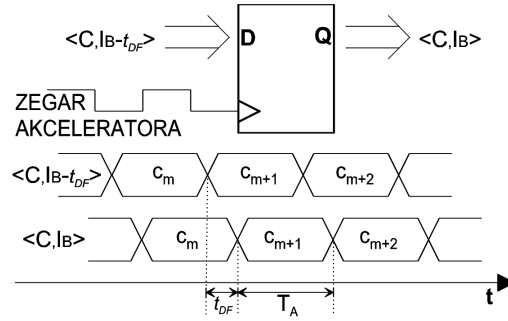
$$L_{TA} L = L_{TA} D + t_F \Rightarrow \begin{cases} t_F = L_{TA} \\ D = L - 1 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} t_{LF} = L_{TA} - t_{PF} \\ D_L = L - D_p - 1 \end{cases}. \quad (63)$$

Zgodnie z rozwiązaniem zależności (63) uzyskanie synchronizacji (61) wymaga realizacji dwóch cząstkowych procesów synchronizacji:

$$1) \langle \mathbf{C}, \mathbf{I}_B + t_{LF} \rangle \leftrightarrow \langle \mathbf{C}^\#, \mathbf{I}_B^\# \rangle, \quad 2) \langle \mathbf{C}^\#, \mathbf{I}_B^\# [+] D_L \rangle \leftrightarrow \langle \mathbf{C}^*, \mathbf{I}_B^* \rangle. \quad (64)$$

Parametr t_{LF} stanowi dopełnienie czasu propagacji t_{PF} do latencji jednostkowej L_{TA} , stąd zawiera się w przedziale prawostronnie otwartym $t_{DF} \in \langle 0, L_{TA} \rangle$.

Modelową realizację pierwszego procesu synchronizacji (64), który eliminuje parametr t_{LF} metodą synchronizacji wyrównawczej (49) przedstawiono na rys. 33. Zastosowano przerzutniki D taktowane zegarem akceleratora f_A . Narastające zbocze zegara zapamiętuje dane wejściowe, tym samym niwelując przesunięcie czasowe t_{LF} w zakresie jego przedziału zmienności. W rozwiązaniach praktycznych należy dodat-



33. Realizacja układu eliminacji parametru t_P metodą synchronizacji wyrównawczej

kowo uwzględnić jitter zegara i danych oraz rozrzut czasów narastania zboczy sygnałów, co w konsekwencji prowadzi do technicznej komplikacji układu wyrównawczego. Modelowa realizacja drugiego procesu synchronizacji (64) może być wykonana metodą synchronizacji pozycyjnej (52) na bazie układu z rys. 31 powtórnego D_L razy.

3.4. PROCES SYNCHRONICZNY

Strumienie synchroniczne tworzą sieć dystrybucji informacji pomiędzy procesami synchronicznymi, czyli węzłami rozproszonego systemu potokowego. Każdy proces synchroniczny realizuje wydzieloną część przetwarzania potokowego w systemie TRIDAQ, określoną przekształceniem P zbioru strumieni wejściowych $\langle \mathbf{C}_{xk}, \mathbf{I}_{xk} \rangle$, $k=1,2,...,K$ na strumień wyjściowy $\langle \mathbf{C}_Y, \mathbf{I}_Y \rangle$:

$$\langle \mathbf{C}_Y, \mathbf{I}_Y \rangle = P(\langle \mathbf{C}_{x1}, \mathbf{I}_{x1} \rangle, \dots, \langle \mathbf{C}_{xK}, \mathbf{I}_{xK} \rangle). \quad (65)$$

Uwzględniając dwa rodzaje identyfikatorów omówione w podrozdz. 3.1, można wyróżnić następujące charakterystyczne formy procesów synchronicznych, w których następuje przekształcenie strumienia wejściowego $\langle \mathbf{C}_X, \mathbf{I}_X \rangle$ na strumień wyjściowy $\langle \mathbf{C}_Y, \mathbf{I}_Y \rangle$, co pokazano w tabl. 5.

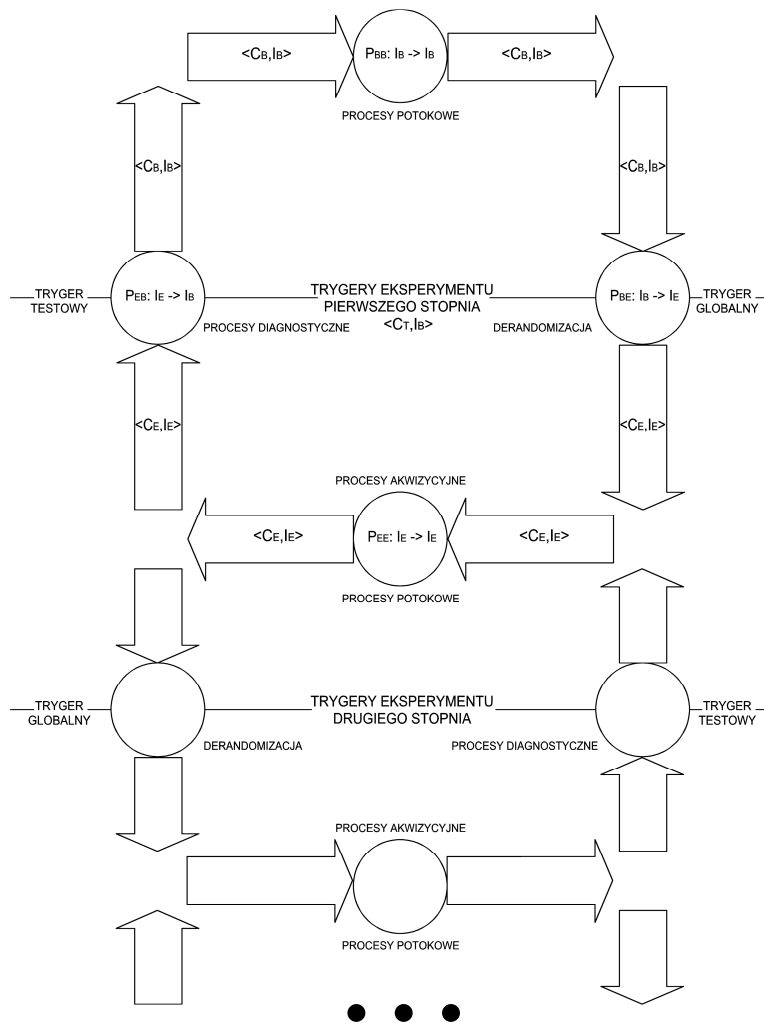
Tabl. 5. Charakterystyczne formy przekształcenia pojedynczego strumienia w systemach TRIDAQ

Strumień wyjściowy $\langle \mathbf{C}_Y, \mathbf{I}_Y \rangle$		z identyfikatorem pakietu ($\mathbf{I}_B$)	z identyfikatorem przypadku ($\mathbf{I}_E$)
Strumień wejściowy $\langle \mathbf{C}_X, \mathbf{I}_X \rangle$	z identyfikatorem pakietu ($\mathbf{I}_B$)	$P_{BB} : \mathbf{I}_B \rightarrow \mathbf{I}_B$	$P_{BE} : \mathbf{I}_B \rightarrow \mathbf{I}_E$
	z identyfikatorem przypadku ($\mathbf{I}_E$)	$P_{EB} : \mathbf{I}_E \rightarrow \mathbf{I}_B$	$P_{EE} : \mathbf{I}_E \rightarrow \mathbf{I}_E$

Przekształcenia typu P_{BB} są najczęściej implementowane w torach przetwarzania sygnałów z detektorów i wytwarzania sygnału trygera. Dane uzyskane po etapie standaryzacji (por. pkt. 2.1.2.1) są dalej przetwarzane przez kolejne bloki elektroniczne w sposób potokowy (por. pkt. 2.1.2.2). Przekształcenia typu P_{BE} oraz P_{EE} są głównie związane z akwizycją danych w eksperymencie FWE (por. pkt. 2.1.2.3). Derandomizacja jest wykonywana przez procesy typu P_{BE} . Dane przypadku fizycznego zarejestrowane w różnych obszarach detektora mogą być ze sobą scalone z wykorzystaniem procesów typu P_{EE} . Przekształcenia typu P_{EB} znajdują przede wszystkim zastosowanie w procesach testowych, synchronizujących i diagnostycznych (por. pkt. 2.1.3). Pozwalają m.in. na generowanie sekwencji sygnałów testowych na podstawie uprzednio przygotowanych przypadków wzorcowych.

Należy podkreślić, że przekształcenie typów identyfikatorów w procesach P_{BE} i P_{EB} jest zdeterminowane odpowiednim sygnałem lokalnego trygera detektora lub trygera na poziomie eksperymentu FWE. Na rys. 34, w sposób poglądowy, pokazano przekształcenia strumieni względem podstawowych *stopni trygerów* stosowanych w eksperymentach FWE. Przyjęto oznaczanie stopni kolejnymi liczbami naturalnymi¹⁰, tzn.: pierwszy stopień trygera (ang. *First Level Trigger* – FLT), drugi stopień trygera

¹⁰ W niektórych rozwiązaniach (np. eksperyment LHC-B) stosuje się tzw. pretryger stopnia 0.



Rys. 34. Przekształcenia strumieni synchronicznych względem podstawowych trygerów eksperymentu

(ang. *Second Level Trigger* – SLT) itd. Częstość trygera jest największa dla najniższego stopnia (por. kol. 6 w tabl. 4) i stąd obsługa trygera co najmniej stopnia pierwszego musi być realizowana przez elektroniczne systemy TRIDAQ.

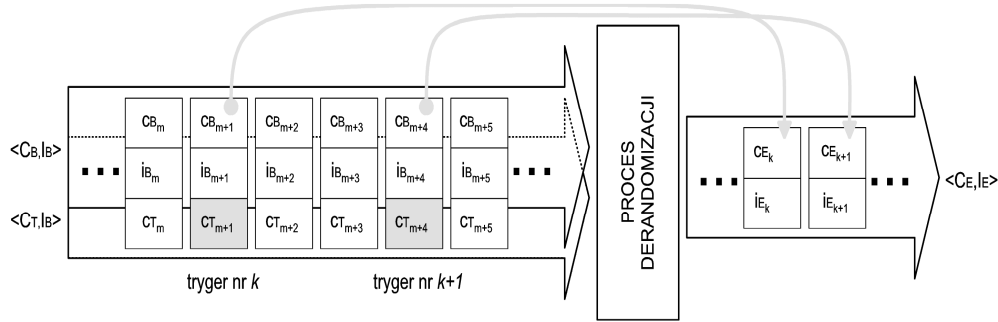
Krótkie omówienie funkcjonalne najważniejszych procesów dla FLT zamieszczono w następnych punktach rozprawy.

3.4.1. Derandomizacja synchroniczna z trygerem eksperymentu

Derandomizację przypadku sygnałem trygera opisuje przekształcenie P_{DERAN} (66) realizowane przez proces typu P_{BE} . Z wejściowego strumienia $\langle \mathbf{C}_B, \mathbf{I}_B \rangle$ typu pakietowego (44) są pobierane elementy treści c_B , synchronicznie z *binarnym strumieniem pakietowym* trygera eksperymentu $\langle \mathbf{C}_T, \mathbf{I}_B \rangle$. Binarny element treści c_T odwzorowuje aktywny sygnał trygera gdy przyjmuje wartość 1, a nieaktywny sygnał trygera dla wartości 0. Kolejno derandomizowane elementy treści c_B tworzą kolejne elementy treści strumienia przypadków $\langle \mathbf{C}_E, \mathbf{I}_E \rangle$, co opisuje przekształcenie P_{DERAN} :

$$\begin{aligned} \langle \mathbf{C}_E, \mathbf{I}_E \rangle &= P_{DERAN}(\langle \mathbf{C}_B, \mathbf{I}_B \rangle, \langle \mathbf{C}_T, \mathbf{I}_B \rangle) \\ \Leftrightarrow \forall (c_{Tm} = 1) \exists (c_{Ek} = c_{Bm}, i_{Ek} = k) (i_{Bm} > i_{Bm-1}, i_{Ek} = i_{Ek-1} + 1; i_{E1} = 1) \end{aligned} \quad (66)$$

Liczebność strumienia $\langle \mathbf{C}_E, \mathbf{I}_E \rangle$ jest równa liczbie trygerów (tj. liczbie c_T przyjmujących wartość 1), stąd $k = 1, \dots, |\langle \mathbf{C}_E, \mathbf{I}_E \rangle|$. Reprezentację graficzną przykładu procesu derandomizacji dla dwóch kolejnych sygnałów trygera (k i $k+1$) pokazano na rys. 35. Ponieważ strumienie wejściowe są zsynchronizowane bezwzględnie (48), dla wyróżnienia tego faktu umieszczono jednokrotnie ich wspólny identyfikator treści.

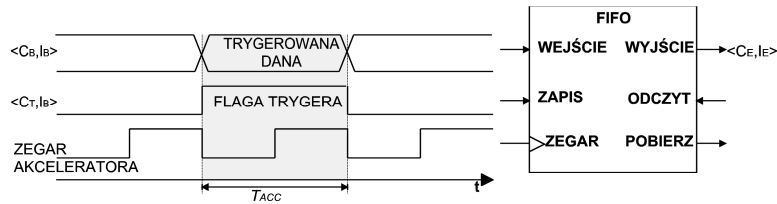


Rys. 35. Proces derandomizacji (elementy $c_T = 1$ oznaczono kolorem szarym)

Wskazane przez tryger elementy treści (tutaj: c_{Bm+1} i c_{Bm+4}) są przenoszone kolejno do strumienia przypadków i identyfikowane *numerem trygera* (lub inaczej: *numerem przypadku*) wyrażonym przez k , natomiast pozostałe dane są tracone. W procesie derandomizacji zachodzi bezwarunkowa wymiana identyfikatorów pakietowych i_B na identyfikatory przypadków i_E . Dlatego niespełnienie warunku synchronizacji bezwzględnej strumieni wejściowych prowadzi do przypisania przypadkom eksperymentu niewłaściwych danych. W konsekwencji uniemożliwi to prawidłowe odtworzenie zjawisk fizycznych rejestrowanych w całym detektorze.

Strumień $\langle C_E, I_E \rangle$ jest identyfikowany swobodnym parametrem k . Uzyskuje się strumień o *nieunormowanej synchronizacji* względem *identyfikatora przypadków* eksperymentu (ang. *event number*). Integracja danych z niezależnych strumieni przypadków wymaga przeprowadzenia dalszych procesów synchronizacji.

Cyfrową implementację procesu derandomizacji przedstawiono na rys. 36. Dane do kolejki FIFO są wprowadzane synchronicznie z narastającym zboczem sygnału zegara akceleratora f_A . Sygnałem zapisu steruje bezpośrednio sygnał trygera. Dane gromadzone w kolejce tworzą kolejne elementy strumienia $\langle C_E, I_E \rangle$ i są sukcesywnie pobierane, pod warunkiem wystawienia przez FIFO flagi na wyjściu POBIERZ (sygnalizacja niepustej kolejki). Długość kolejki jest odpowiednio skorelowana z dopuszczalną częstością trygerów eksperymentu i przepustowością dalszych procesów, aby nie dopuścić do jej przeładowania. Przeładowanie kolejki prowadzi do utraty danych, a w konsekwencji może nawet doprowadzić do przerwania pracy eksperymentu.



Rys. 36. Cyfrowa realizacja procesu derandomizacji

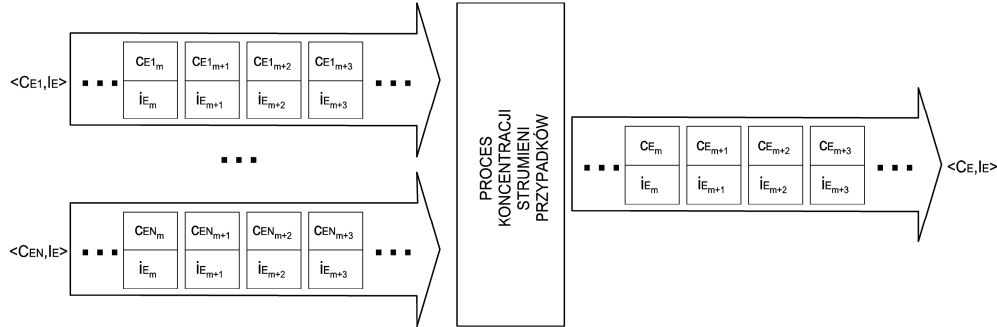
3.4.2. Koncentracja strumieni przypadków

Uzyskanie pełnego obrazu zjawiska wybranego przez tryger pierwszego stopnia (FLT) eksperymentu FWE wymaga scalenia informacji z bardzo dużej liczby niezależnych kanałów odczytu (por. kol. 5 w tabl. 4). Poszczególne strumienie przypadków podlegają wieloetapowej koncentracji. Ogólny proces pojedynczego etapu koncentracji dla $n=1, \dots, N$ wejściowych strumieni przypadków $\langle \mathbf{C}_{En}, \mathbf{I}_E \rangle$, do wyjściowego strumienia przypadków $\langle \mathbf{C}_E, \mathbf{I}_E \rangle$ opisuje przekształcenie P_{KONC} :

$$\langle \mathbf{C}_E, \mathbf{I}_E \rangle = P_{KONC}(\langle \mathbf{C}_{E1}, \mathbf{I}_E \rangle, \dots, \langle \mathbf{C}_{EN}, \mathbf{I}_E \rangle) \Leftrightarrow \forall (c_{Em} \in \mathbf{C}_E) c_{Em} = f_{KONC}(c_{E1m}, \dots, c_{ENm}). \quad (67)$$

Synchronizację wszystkich strumieni wejściowych i strumienia wyjściowego zapewnia wspólny identyfikator $\mathbf{I}_E$. Argumentami funkcji f_{KONC} są elementy treści o jednolitym identyfikatorze, który również jest przypisywany do jej rezultatu. Reprezentację graficzną omawianego procesu przedstawiono na rys. 37.

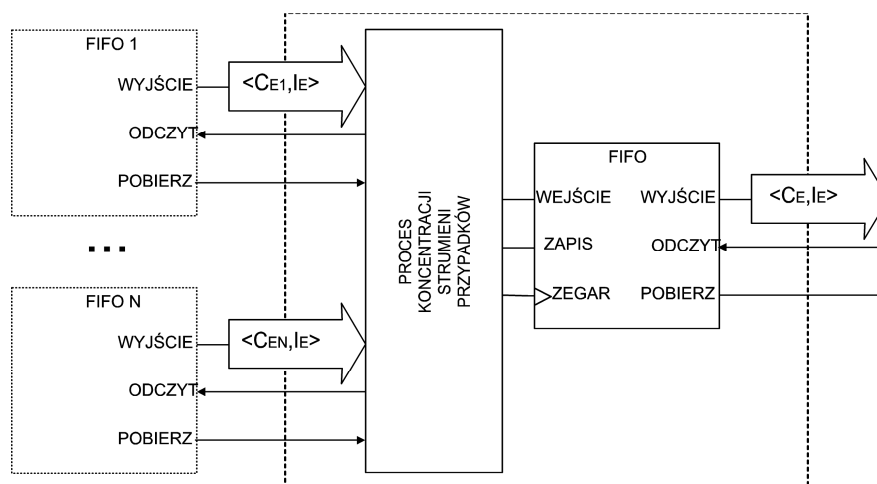
Wszystkie elementy strumieni wejściowych $\langle \mathbf{C}_{E1}, \mathbf{I}_E \rangle, \dots, \langle \mathbf{C}_{EN}, \mathbf{I}_E \rangle$ i strumienia wyjściowego $\langle \mathbf{C}_E, \mathbf{I}_E \rangle$ są identyfikowane przez swobodny parametr m . Utrata synchronizacji strumieni wejściowych prowadzi w konsekwencji do łączenia danych pochodzących z różnych zjawisk fizycznych. Na wyjściu procesu uzyskuje się strumień o *nie-*



Rys. 37. Proces koncentracji strumieni danych

unormowanej synchronizacji względem identyfikatora przypadków eksperymentu identyfikowany przez swobodny parametr m .

Przykład realizacji procesu koncentracji strumieni przypadków przedstawiono na rys. 38. W rozwiązaniu tym przyjęto, że strumienie wejściowe są wyprowadzane z układów FIFO. W ten sposób koncentrator może zarówno współpracować z procesami derandomizacji (por. rozwiązanie z rys. 36), jak i tworzyć kaskadę koncentratorów. PROCES KONCENTRACJI STRUMIENI PRZYPADKÓW jest wykonywany oddzielnie dla każdego kolejnego przypadku. Na wstępie są pobierane elementy treści ze wszystkich strumieni wejściowych. Sygnały kontrolne POBIERZ informują proces o ważnych danych umieszczonych w wejściowych kolejkach FIFO₁-FIFO_N. Sygnały ODCZYT umożliwiają selektywny nabór kolejnych elementów treści strumieni wejściowych. Następnie jest wykonywana funkcja konstruktora przypadku f_{KONC} wytwarzająca element strumienia wyjściowego $\langle C_E, I_E \rangle$. Podobnie jak w procesie derandomizacji (por. pkt. 3.4.1) jest on wprowadzany do wyjściowej kolejki FIFO.



Rys. 38. Cyfrowa realizacja koncentratora danych

4. METODYKA INTEGRACJI WARSTWY DIAGNOSTYCZNEJ Z PROCESEM SYNCHRONICZNYM

Utrzymanie prawidłowego działania eksperymentu FWE wymaga zapewnienia nadzoru nad funkcjonowaniem systemów TRIDAQ, a także zapewnienia możliwości analizy wykrytych nieprawidłowości. W opinii autora, podczas realizacji warstwy diagnostycznej należy uwzględnić szereg ważkich aspektów charakterystycznych dla eksperymentów FWE:

1. Różnorodność elektronicznych systemów TRIDAQ, która zarówno wynika z niepowtarzalnych uwarunkowań nakładanych przez dany eksperyment FWE, jak i z funkcjonalnej oraz technicznej specyfiki detektora, dla którego system TRIDAQ jest projektowany.
2. Struktura warstwy diagnostycznej oraz jej zadania nie są jednoznacznie określone, w przeciwieństwie do dobrze określonej warstwy funkcjonalnej systemu TRIDAQ.
3. Uwzględnienie źródeł nieprawidłowości i miejsc podatnych na awarie w systemie TRIDAQ jest trudne na etapie projektowania. Należy przy tym wziąć pod uwagę, że końcowe uruchomienie i kalibracja systemu odbywa się w rzeczywistych warunkach eksperymentu FWE, we współpracy z innymi systemami, wiele lat po rozpoczęciu projektu (por. pkt. 2.3.1).
4. Realizacja elementów diagnostyki w warstwie sprzętowej i programistycznej prowadzi do zwiększenia kosztów i czasu realizacji projektu. Czynniki ekonomiczne zazwyczaj powoduje minimalizację funkcjonalności warstwy diagnostycznej na etapie projektowania i jej uzupełnianie w miarę możliwości o niezbędne elementy już w okresie eksploatacji systemu TRIDAQ. To rozwiązanie jest trudne technicznie do przeprowadzenia, a także kosztowne, jeśli pociąga za sobą modyfikację aparatury elektronicznej.

Wymogi funkcjonalne oraz powiązane z nimi potrzeby diagnostyczne powodują, że przy obecnej realizacji systemów TRIDAQ stało się koniecznością wykorzystywanie nowych technologii w dziedzinie elektroniki i transmisji danych, a w szczególności zastosowanie programowalnych układów FPGA [79], [137]. Rozwój technologii FPGA, jaki miał miejsce w ciągu ostatnich dziesięciu lat, doprowadził do powstania oferty rynkowej wielu rodzin układów zróżnicowanych pod względem możliwości funkcjonalnych i cen [81]-[84], co przyczyniło się do ich upowszechnienia w systemach TRIDAQ.

4.1. METODA PROJEKTOWANIA WARSTWY DIAGNOSTYCZNEJ DLA PROCESU SYNCHRONICZNEGO

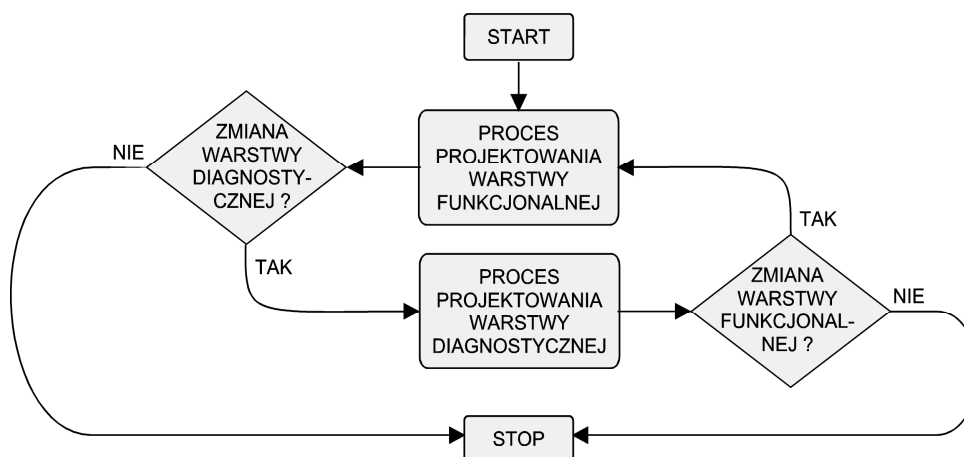
Na rezultat działania elektronicznego systemu TRIDAQ składają się cząstkowe wyniki wszystkich procesów implementowanych w warstwie funkcjonalnej. W opinii autora oceny działania systemu TRIDAQ można dokonać poprzez kontrolę poszczególnych procesów i dystrybuowanych strumieni. Wykrycie nieprawidłowości jest jednoznacznie określone:

funkcjonalnie – jeśli znany jest rodzaj nieprawidłowości,

topologicznie – jeśli znane jest miejsce w którym wykryto nieprawidłowości,

czasowo – jeśli znany jest moment wystąpienia nieprawidłowości.

Warstwa funkcjonalna, czyli jej poszczególne procesy oraz dystrybucja strumieni, są jednoznacznie określone na etapie projektowania systemu TRIDAQ. W konsekwencji, określone są wymagania dla warstwy diagnostycznej powiązanej z danym procesem, czyli funkcją przekształcenia P (por. podrozdz. 3.4). Powstaje sprzężenie zwrotne pomiędzy wyborem rozwiązania warstwy funkcjonalnej i wynikającymi stąd wymogami nałożonymi na warstwę diagnostyczną. Poszukiwanie optymalnego dopasowania obu warstw ma charakter iteracyjny. Ujęcie iteracyjne może być stosowane nie tylko na etapie projektowania. Dzięki zastosowaniu układów FPGA



Rys. 39. Metodyka budowy warstwy funkcjonalnej sprzężonej z warstwą diagnostyczną na etapie projektowania lub w czasie eksploatacji systemu TRIDAQ w eksperymencie FWE

możliwe są modyfikacje systemu TRIDAQ w czasie jego eksploatacji w eksperymencie FWE.

Zaproponowana przez autora metodyka budowy sprzężonych warstw została zobrazowana na rys. 39 w formie stosowanego algorytmu postępowania. Warstwa funkcjonalna nie jest nadrzędna w stosunku do warstwy diagnostycznej. Obie warstwy są tworzone na etapie projektu bądź modyfikowane w czasie eksploatacji w sposób równoważny i wzajemnie skorelowany.

Konsekwencją zaproponowanego sposobu projektowania systemów TRIDAQ z wykorzystaniem technologii FPGA jest integracja warstwy funkcjonalnej z warstwą diagnostyczną. Prowadzi to do polaryzacji zadań nałożonych na każdą z warstw. W przypadku braku warstwy diagnostycznej, na część funkcjonalną byłyby nałożone dodatkowe wymagania, co powodowałoby jej komplikację strukturalną oraz układową i w konsekwencji zmniejszałoby jej niezawodność.

4.2. MODEL ZUNIFIKOWANEJ STRUKTURY WĘZŁA

Zaproponowana w podrozdz. 4.1 integracja warstwy diagnostycznej z procesem umiejscowionym w węźle sieci powinna uwzględniać omówione aspekty realizacyjne oraz różnorodność i niepowtarzalność rozwiązań praktycznych. Zastosowanie układów FPGA oraz technik projektowania algorytmicznego w językach wyższego rzędu (np. Very High Speed Integrated Circuits **H**ardware **D**escription **L**anguage – VHDL [138] lub Verilog [139]) umożliwia standaryzację rozwiązań sprzętowych na poziomie funkcjonalnym. Programowalne układy FPGA (zawierające rekonfigurowalne bloki logiczne, pamięci, DSP i inne) pozwalają na implementację sparametryzowanych algorytmów funkcjonalnych oraz strukturalizację poszczególnych bloków zadaniowych. Umożliwiają ponadto modyfikację lub rozbudowę węzła w ramach zasobów i możliwość technologicznych zastosowanego układu FPGA (por. pkt. 2.3.3.3).

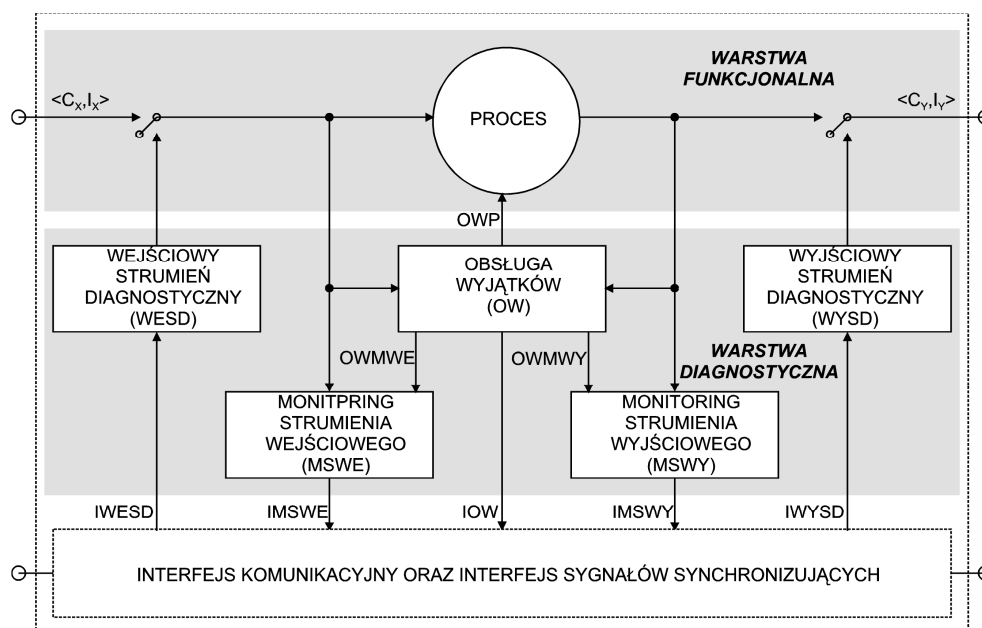
W powyższym kontekście, podstawowym zadaniem warstwy diagnostycznej powinno być, zdaniem autora, wypracowanie wymiernej oceny jakości działania pojedynczego węzła w dwóch formach:

oceny jakości aparaturowej, umożliwiającej szybkie wykrycie nieprawidłowości w działaniu węzła, np. uszkodzenia modułu elektronicznego lub okablowania,

oceny jakości rezultatów, która w ramach danego węzła jest odnoszona do pomiarów, przetwarzania sygnałów oraz akwizycji danych i umożliwia np. wykrycie utraty efektywności trygera lub podwyższonego poziomu szumów kanałów detektora cząstek.

Odzwierciedleniem proponowanego podejścia do projektowania systemów TRI-DAQ jest opracowana przez autora i w praktyce przez niego wdrożona metoda integracji procesu z warstwą diagnostyczną w układzie programowalnym FPGA w formie *Zunifikowanej Struktury Węzła* (ZSW). Na rys. 40 przedstawiono konfigurację ZSW dla procesu synchronicznego *P* (65) z pojedynczym strumieniem wejściowym.

Bloki zadaniowe tworzące strukturę warstwy diagnostycznej odpowiednio pogrupowano, sygnały opisano symbolami, a kierunek ich przepływu oznaczono strzałkami.



Rys. 40. Implementacja ZSW w układzie programowalnym FPGA dla pojedynczego strumienia wejściowego

ZSW zawiera rozdzielne bloki zadaniowe w warstwie diagnostycznej, czyli ich rzeczywiste wykorzystanie ma opcjonalny charakter. Wynika on z potrzeb danej implementacji oraz możliwości technologicznych i finansowych.

Ocena jakości ZSW jest oparta na zdolności wypracowania oceny jakości sygnałów wejściowych, wyjściowych oraz procesu. Zadania warstwy diagnostycznej wynikają z przyjętego założenia, że procesy oraz dystrybucja strumieni są jednoznacznie określone już na etapie projektowania systemu TRIDAQ.

Strumień wejściowy $\langle C_x, I_x \rangle$ jest analizowany przez blok *Monitoringu Strumienia Wejściowego* (MSWE), natomiast strumień wyjściowy $\langle C_y, I_y \rangle$ jest wprowadzany do bloku *Monitoringu Strumienia Wyjściowego* (MSWY), zgodnie ze schematem przedstawionym na rys. 40. Blok *Obsługi Wyjątków* (OW) służy wykrywaniu nieprawidłowości w trakcie działania procesu ZSW. Rezultaty analizy w postaci sygnałów *Obsługi*

Wyjątków Procesu (OWP), *Obsługi Wyjątków Monitoringu Wejściowego* (OWMWE) oraz *Obsługi Wyjątków Monitoringu Wyjściowego* (OWMWY) są dystrybuowane do bloków monitorujących proces, sygnały wejściowe i wyjściowe.

Ocena jakości działania ZSW jest oparta na wykorzystaniu rzeczywistych sygnałów fizycznych. W ten sposób zapewniono bieżącą ocenę jakości poszczególnych węzłów systemu TRIDAQ w czasie jego normalnego działania w eksperymencie FWE. Ocenie podlegają sygnały pomiarowe z detektorów cząstek, a także uzyskane na ich podstawie rezultaty przetwarzania oraz akwizycji.

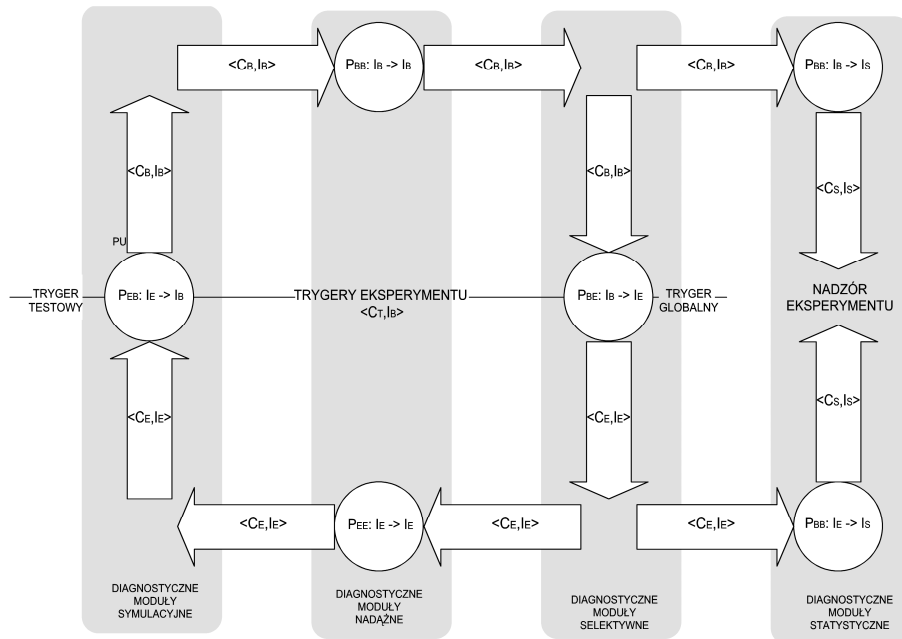
Źródła sygnałów diagnostycznych można opcjonalnie wykorzystać w czasie działania eksperymentu lub podczas prac serwisowych. Strumień wejściowy $\langle \mathbf{C}_X, \mathbf{I}_X \rangle$ jest zastępowany przez *Wejściowy Strumień Diagnostyczny* (WESD), natomiast strumień wyjściowy $\langle \mathbf{C}_Y, \mathbf{I}_Y \rangle$ jest zastępowany przez *Wyjściowy Strumień Diagnostyczny* (WYSD).

Nadrzędną warstwę kontrolną tworzy moduł interfejsów realizujący nadzór centralnego systemu komputerowego nad pracą węzła oraz dystrybucję globalnych sygnałów zegarowych i trygerowych danego eksperymentu FWE. Na rys. 40 wyróżniono podstawowe kanały komunikacyjne (IOW, IMSWE, IMSWY, IWESD oraz IWYSD) służące do sterowania i odczytu wyników analizy z poszczególnych bloków diagnostycznych [140], [141].

Standaryzowana, blokowa struktura ZWS umożliwiła autorowi realizację poszczególnych bloków w formie *sparametryzowanych modułów diagnostycznych* implementowanych w układach FPGA. Uzyskano tym samym zestaw niewielkiej liczby modułów o szerokim zakresie zastosowania praktycznego. W rozdz. 5 przedstawiono autorskie projekty modułów diagnostycznych, a w rozdz. 6 omówiono ich wykorzystanie w autorskich projektach systemów TRIDAQ dla dwóch eksperymentów.

5. SPARAMETRIZOWANE MODUŁY DIAGNOSTYCZNE IMPLEMENTOWANE W FPGA

Warstwa diagnostyczna pełni bardzo ważką rolę we współczesnych systemach TRIDAQ, dostarczając na bieżąco wielu istotnych informacji o jakości ich działania. To implikuje duże zróżnicowanie zadaniowe oraz złożoność techniczną warstwy diagnostycznej w otoczeniu wielu procesów warstwy funkcjonalnej. Na rys. 41 autor określił cztery użyteczne typy modułów diagnostycznych, wynikające z form przekształcenia strumieni. Zostały one dalej omówione pod kątem rozwiązań sparametryzowanych modułów diagnostycznych implementowanych w układach FPGA stosowanych w praktyce eksperymentalnej.



Rys. 41. Typy modułów zadaniowych warstwy diagnostycznej systemu TRIDAQ

5.1. MODUŁY SYMULACYJNE

Zadaniem modułu symulacyjnego jest w ogólności zastąpienie rzeczywistych elementów strumienia synchronicznego elementami testowymi. Może to dotyczyć nie tylko elementów treści, ale również identyfikatora. W praktyce, moduły symulacyjne są implementowane w ZSW w blokach WESD i WYSD (por. rys. 40).

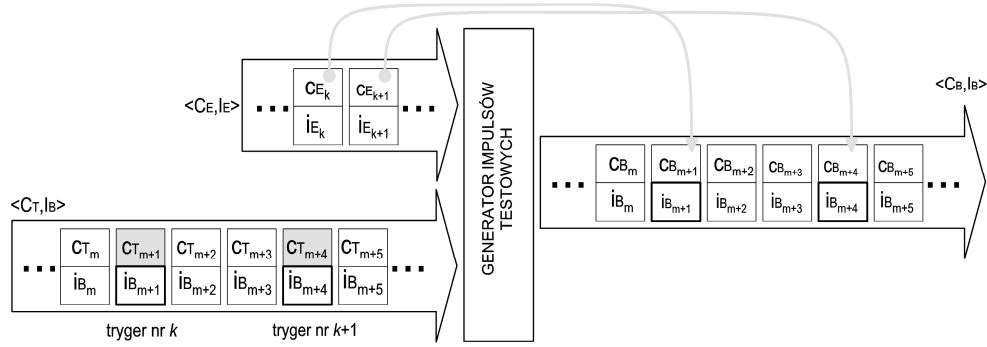
5.1.1. Generator impulsów testowych

Generator Impulsów Testowych (GIT) jest wykorzystywany przede wszystkim do sterowania wejść testowych w systemach detektorowych. Najczęściej wzorce testowe są wprowadzane na wejście systemu detektorowego w formie impulsów generowanych synchronicznie z trygerem testowym eksperymentu (por. rys. 41). Proces ten opisuje przekształcenie P_{GIT} :

$$\begin{aligned} \langle \mathbf{C}_B, \mathbf{I}_B \rangle &= P_{GIT}(\langle \mathbf{C}_E, \mathbf{I}_E \rangle, \langle \mathbf{C}_T, \mathbf{I}_B \rangle) \Leftrightarrow \\ &\Leftrightarrow (\forall (c_{Tm}=1) \exists (c_{Bm}=c_{Ek})(i_{Ek}=i_{Ek-1}+1; i_{E1}=1)) \vee (\forall (c_{Tm}=0) \exists (c_{Bm}=c_{B0})). \end{aligned} \quad (68)$$

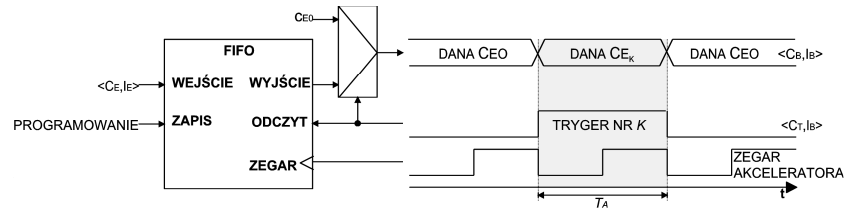
Wzorce mieszczą się w elementach treści strumienia przypadków $\langle \mathbf{C}_E, \mathbf{I}_E \rangle$. Do pakietowego strumienia testowego $\langle \mathbf{C}_B, \mathbf{I}_B \rangle$ wzorce są wprowadzane synchronicznie z binarnym strumieniem pakietowym trygera $\langle \mathbf{C}_T, \mathbf{I}_B \rangle$ (por. pkt. 3.4.1). Pozostałe elementy treści oznaczono jako puste (c_{B0}).

Przeprowadzany jest proces przekształcenia typu P_{EB} wejściowego strumienia wzorców $\langle \mathbf{C}_E, \mathbf{I}_E \rangle$ do wyjściowego strumienia testowego $\langle \mathbf{C}_B, \mathbf{I}_B \rangle$. Synchronizację strumienia trygera i strumienia wyjściowego zapewnia wspólny identyfikator pakietowy $\mathbf{I}_B$. Na rys. 42 przedstawiono graficzną reprezentację procesu generacji impulsów testowych.


 Rys. 42. Proces generacji impulsów testowych (elementy $C_T = 1$ oznaczono kolorem szarym)

Wskazane przez tryger elementy treści c_B (tutaj: c_{Bm+1} i c_{Bm+4} , ponieważ odpowiednio $c_{Tm+1} = 1$ oraz $c_{Tm+4} = 1$) są zastępowane elementami c_E strumienia przypadków identyfikowanymi bieżącym numerem trygera wyrażonym przez k , natomiast pozostałe elementy treści c_B są równe c_{B0} . W procesie generowania impulsów testowych zachodzi bezwarunkowa wymiana identyfikatorów przypadków I_E na identyfikatory pakietowe I_B . Niespełnienie warunku synchronizacji elementów strumieni wejściowych procesu prowadzi do wyprowadzenia niewłaściwych danych testowych w strumieniu wyjściowym.

Sprzętowo realizację procesu generacji impulsów testowych przedstawiono na rys. 43. Wykorzystano układ FIFO w celu zgromadzenia strumienia danych testowych (sygnał PROGRAMOWANIE) oraz wyprowadzania jego elementów synchronicznie z sygnałem trygera testowego eksperymentu FWE. Moduł multipleksera jest sterowany sygnałem trygera i przełącza odpowiednio dane testowe i dane puste (c_{B0}).



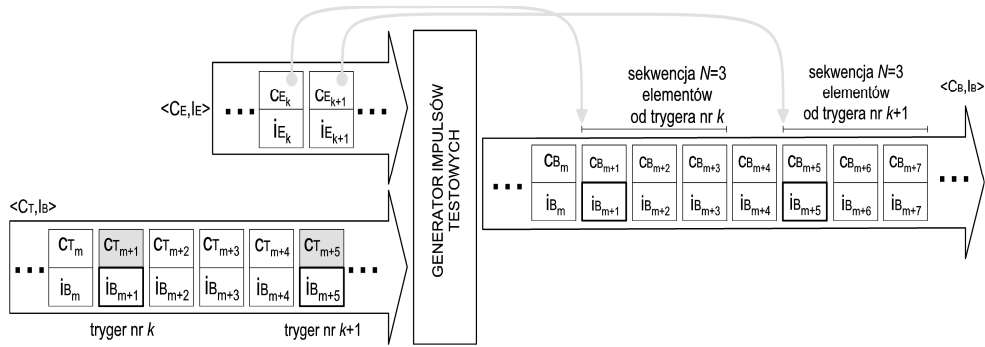
Rys. 43. Cyfrowa realizacja impulsatora

5.1.2. Sekwencer testowy

Sekwencer Testowy (ST) stanowi funkcjonalne rozwinięcie GIT. Wzorce testowe są najczęściej inicjowane trygerem testowym i wyprowadzane w formie cyfrowych sekwencji danych, synchronicznie z zegarem akceleratora (por. rys. 44). Proces opisuje przekształcenie P_{ST} :

$$\begin{aligned} \langle \mathbf{C}_B, \mathbf{I}_B \rangle &= P_{ST}(\langle \mathbf{C}_E, \mathbf{I}_E \rangle, \langle \mathbf{C}_T, \mathbf{I}_B \rangle) \Leftrightarrow \\ &\Leftrightarrow (\forall (c_{Tm}=1) \exists (c_{Bm+n-1}=c_{Ek,n}, n=1, \dots, N) (i_{Ek}=i_{Ek-1}+1; i_{E1}=1)) \vee \left(\bigwedge_{n=0}^{N-1} (c_{Tm-n}=0) (c_{Bm}=c_{B0}) \right). \quad (69) \end{aligned}$$

Wzorce mieszczą się w elementach treści strumienia przypadków $\langle \mathbf{C}_E, \mathbf{I}_E \rangle$. Należy zauważyć, że każdy element treści $c_E \in \mathbf{C}_E$ jest strukturą złożoną, ponieważ zawiera N składowych elementów treści przenoszonych do c_B , co zostało oznaczone w wyrażeniu (69) przez podwójne indeksowanie ($c_{Ek,n}$). Do pakietowego strumienia testowego $\langle \mathbf{C}_B, \mathbf{I}_B \rangle$ sekwencje N składowych są wprowadzane synchronicznie z binarnym strumieniem pakietowym trygera $\langle \mathbf{C}_T, \mathbf{I}_B \rangle$ (por. pkt. 3.4.1). Pozostałe elementy treści oznaczono jako puste (c_{B0})

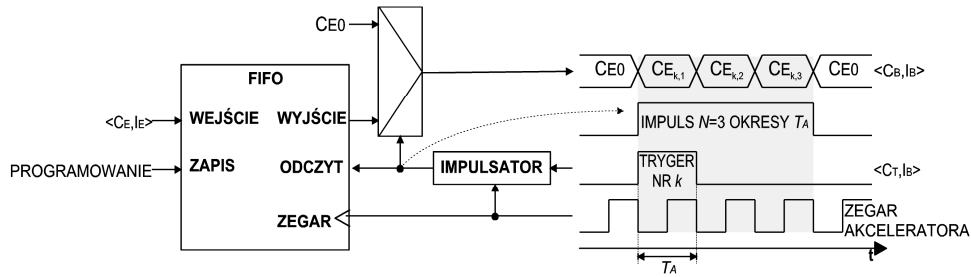


Rys. 44. Proces generacji sekwencji testowych (elementy $C_T = 1$ oznaczono kolorem szarym)

Przeprowadzany jest proces przekształcenia typu P_{EB} dla wejściowego strumienia wzorców $\langle C_E, I_E \rangle$ do wyjściowego strumienia testowego $\langle C_B, I_B \rangle$. Synchronizację strumienia trygera i strumienia wyjściowego zapewnia wspólny identyfikator pakietowy I_B . Na rys. 44 przedstawiono graficzną reprezentację procesu generacji impulsów testowych.

Podobnie, jak miało to miejsce dla GIT, w procesie generowania sekwencji testowych zachodzi również bezwarunkowa wymiana identyfikatorów przypadków I_E na identyfikatory pakietowe I_B . W przypadku niespełnienia warunku synchronizacji elementów strumieni wejściowych procesu prowadzi to do wyprowadzenia niewłaściwych danych testowych w strumieniu wyjściowym.

Sprzętową realizację procesu generacji impulsów testowych przedstawiono na rys. 45. Wykorzystano układ FIFO w celu zgromadzenia strumienia danych testowych (sygnał PROGRAMOWANIE) oraz wyprowadzania jego elementów synchronicznie z sygnałem trygera testowego eksperymentu FWE. Moduł IMPULSATOR rozciąga sygnał trygera do N okresów zegara akceleratora f_A . Moduł multiplexera jest sterowany sygnałem z modułu IMPULSATOR i przełącza odpowiednio serię danych testowych lub dane puste (c_{B0}).



Rys. 45. Cyfrowa realizacja sekwencera testowego

5.2. MODUŁY NADĄŻNE

Podstawową rolę diagnostycznych modułów nadążnych jest przetwarzanie każdego kolejnego elementu strumienia i wytworzenie informacji wynikowej dla strumienia o takim samym typie identyfikatora (tj. przekształcenia P_{BB} oraz P_{EE}). To implikuje zwykle wymóg szybkiej pracy modułu i wprowadzanie możliwie małego opóźnienia odpowiedzi. Z tego względu można w praktyce rozważać pracę modułów nadążnych jako pracę wykonywaną w czasie rzeczywistym. Cechy modułów nadążnych predestynują je przede wszystkim do wykorzystywania jako skuteczne narzędzia do bieżącej oceny jakości:

strumieni synchronicznych, zarówno wejściowych, jak i wyjściowego, przy czym strumienie są poddawane ocenie niezależnie,

procesu realizowanego w warstwie funkcjonalnej, na podstawie skorelowanej analizy strumieni wejściowych i strumienia wyjściowego.

Funkcjonalny wymóg powiązania modułów nadążnych z cechami analizowanego strumienia lub procesu powodują, że jest to grupa bardzo silnie zróżnicowana pod względem budowy. Dlatego poniżej ogólnie omówiono reprezentatywne przykłady typów modułów nadążnych.

5.2.1. Kondycjonowanie strumienia danych

Możliwość wytworzenia sygnału błędu dla każdego kolejnego pakietu strumienia zapewnia wprowadzenie korekcji informacji w nieprawidłowym pakiecie. Jest to rodzaj procesu o charakterze przepływowym przy spełnieniu warunku synchroniczności obu strumieni, co ogólnie opisuje przekształcenie P_{KSD} :

$$\langle \mathbf{C}_Y, \mathbf{I} \rangle = P_{KSD}(\langle \mathbf{C}_X, \mathbf{I} \rangle). \quad (70)$$

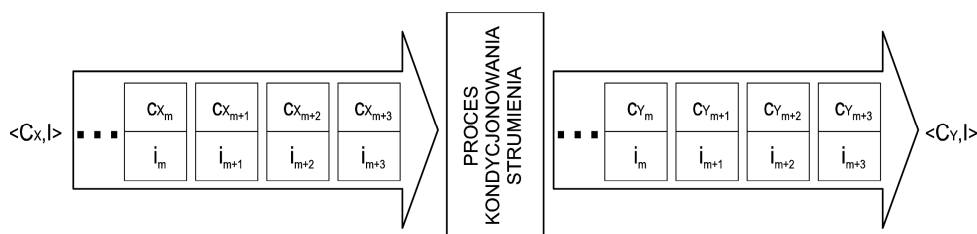
Na rys. 46 przedstawiono graficzną reprezentację przekształcania strumienia $\langle C_X, I \rangle$ na $\langle C_Y, I \rangle$. Ze względu na ściśle cyfrowy charakter modułu, funkcja jest zwykle synchronizacją typu pozycyjnego (52). Od strony praktycznej wygodnie jest wtedy posługiwać się wartością latencji L , która jest wyrażona w jednostkach [bx].

Najczęściej stosuje się dwa typy kondycjonowania elementów danych:

korekcję informacji, w przypadku kodowania nadmiarowego, dystrybucji nadmiarowej itp. Jest to rozwiązanie funkcjonalnie optymalne, ale zazwyczaj kosztowne w realizacji. Korekcję stosuje się w szczególności w przypadku:

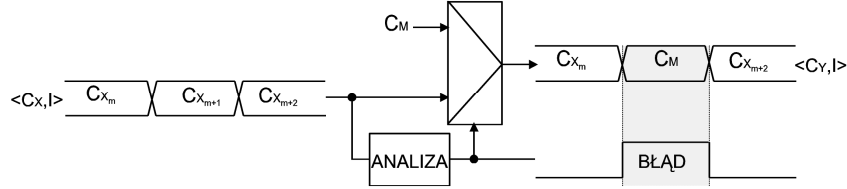
- *dystrybucji ważnych informacji*, których utrata (nawet w niewielkim stopniu) może doprowadzić do nieprawidłowości w działaniu systemu lub nawet całego eksperymentu FWE,
- *dystrybucji w trudnych warunkach*, gdzie zakłada się, że istnieje duże prawdopodobieństwo wystąpienia przekłamań (np. wysoki poziom zakłóceń EM lub promieniowania jonizującego, niekorzystny stosunek sygnału do szumu itp.)

maskowanie informacji, gdy stwierdzona nieprawidłowość nie może zostać skorygowana lub taka korekcja nie jest wymagana. Jest to bardzo proste w realizacji rozwiązanie, powszechnie stosowane np. dla dystrybucji informacji w systemach detektorowych lub trygerowania. Zakłada się w takim przypadku, że utrata danych nie zakłóci pracy danego systemu, a jedynie może wpłynąć na obniżenie efektywności (np. generacji sygnału trygera).



Rys. 46. Proces kondycjonowania strumienia danych

Przykład podstawowej struktury modułu maskującego nieprawidłowe elementy treści strumienia danych zaprezentowano na rys. 47. Wykryty w bloku ANALIZA nieprawidłowy element treści prowadzi do wygenerowania sygnału błędu. Następuje wtedy przełączenie multiplexera i zastąpienie źródłowego elementu treści (tutaj $c_{x_{m+1}}$) przez element maskowania c_M .



Rys. 47. Podstawowa struktura modułu maskującego nieprawidłowe elementy treści

5.2.2. Ocena jakości procesu

Poprawność działania procesu implementowanego w warstwie funkcjonalnej ZSW (por. rys. 40) jest oceniana na podstawie skorelowanej analizy strumienia wyjściowego $\langle C_Y, I \rangle$ oraz strumienia wejściowego $\langle C_X, I \rangle$. Wynikowy strumień $\langle C_Q, I \rangle$ oceny jakości procesu jest wytwarzany w przekształceniu P_{OJP} :

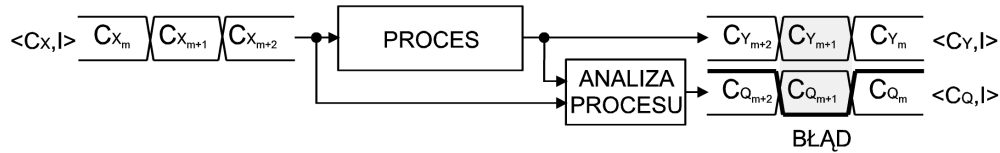
$$\langle C_Q, I \rangle = P_{OJP}(\langle C_X, I \rangle, \langle C_Y, I \rangle). \quad (71)$$

Dopuszcza się wariant analizy wyłącznie strumienia wyjściowego, co zazwyczaj prowadzi do znacznego uproszczenia realizacji i z tego względu jest on stosunkowo często wykorzystywany w rozwiązaniach praktycznych.

Analiza jakości procesu (71) korzysta z rezultatów C_Y wytwarzanych przez dany proces, a więc nie może bezpośrednio wpływać na ich poprawność. Jednak ocena jakości C_Q jest zsynchronizowana z rezultatem C_Y dzięki wspólnemu identyfikatorowi I

obu strumieni i może stanowić ważką informację korekcyjną dla następnych procesów, do których jest przesyłany strumień wyjściowy $\langle C_Y, I \rangle$.

Na rys. 48 przedstawiono przykład elementarnej struktury realizującej analizę pracy bloku PROCES. Strumień jakości procesu $\langle C_Q, I \rangle$ jest wytwarzany w bloku ANALIZA PROCESU w formie strumienia binarnego, gdzie wartość 0 oznacza wykrycie błędu. Na rys. 48 pokazano przykład sygnalizacji błędu dla elementu c_{Ym+1} .



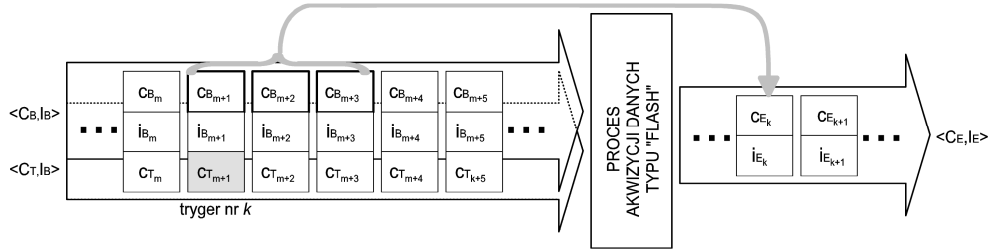
Rys. 48. Podstawowa struktura modułu analizy jakości procesu

5.3. MODUŁY SELEKTYWNE

Działanie modułu selektywnego polega na derandomizacji i akwizycji danych synchronicznie z trygerami diagnostycznymi przy założeniu braku korelacji czasowej z trygerami globalnymi eksperymentu FWE. Podstawowe źródło trygerów diagnostycznych stanowi zazwyczaj blok OW (por. rys. 40). Wytworzony tryger diagnostyczny jest dystrybuowany odpowiednio do bloków OWMWE i OWMWY. W dalszej części krótko opisano przykłady dwóch użytecznych w praktyce rozwiązań o istotnie zróżnicowanym poziomie złożoności funkcjonalnej.

5.3.1. Akwizycja danych strumienia typu „flash”

Diagnostyczna akwizycja danych typu „flash” jest przeznaczona przede wszystkim do rejestracji zjawisk rzadkich, np. powstałych w wyniku wykrycia nieprawidłowości w funkcjonowaniu procesu (por. pkt. 5.2.2). Proces opisuje przekształcenie P_{FLASH} (72) o typie P_{BE} (por. podrozdz. 3.4):

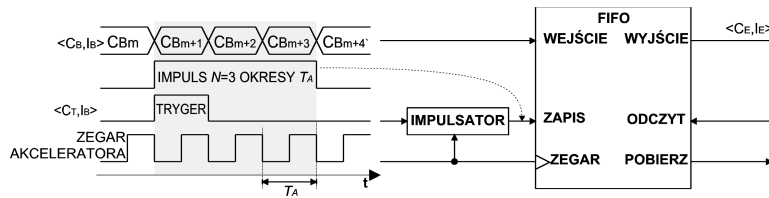
Rys. 49. Proces akwizycji danych typu „flash” dla $N=3$

(elementy $C_T = 1$ oznaczono kolorem szarym, elementy przynoszone do C_E oznaczono pogrubioną ramką)

$$\begin{aligned} \langle C_E, I_E \rangle &= P_{FLASH}(\langle C_B, I_B \rangle, \langle C_T, I_B \rangle) \Leftrightarrow \\ &\Leftrightarrow \forall (c_{T_m} = 1) \exists (c_{E_k} = \{c_{B_m}, \dots, c_{B_{m+N-1}}\}, i_{E_k} = k) (i_{E_k} = i_{E_{k-1}} + 1; i_{E_1} = 1). \end{aligned} \quad (72)$$

Z pakietowego strumienia danych $\langle C_B, I_B \rangle$ jest pobierana sekwencja N elementów treści wskutek wystąpienia trygera pochodzącego z binarnego strumienia pakietowego $\langle C_T, I_B \rangle$ (por. pkt. 3.4.1). Pobrane elementy są umieszczane w oddzielnym elemencie treści strumienia przypadków $\langle C_E, I_E \rangle$. Graficzną reprezentację procesu akwizycji danych typu „flash” zaprezentowano na rys. 49.

Dla omawianego modelu akwizycji diagnostycznej zakłada się, że kolejne trygery są generowane nie częściej niż co N przecięć. Na rys. 50 przedstawiono w sposób poglądowy przykład realizacji bloku akwizycji danych typu „flash” dla $N=3$. Każdy element treści strumienia $\langle C_E, I_E \rangle$ pobierany z pamięci FIFO jest złożony, ponieważ zawiera odpowiednio trzy kolejne elementy treści strumienia $\langle C_B, I_B \rangle$ (tutaj $c_{B_{m+1}}, \dots, c_{B_{m+3}}$).

Rys. 50. Realizacja bloku akwizycji danych typu „flash” dla $N=3$

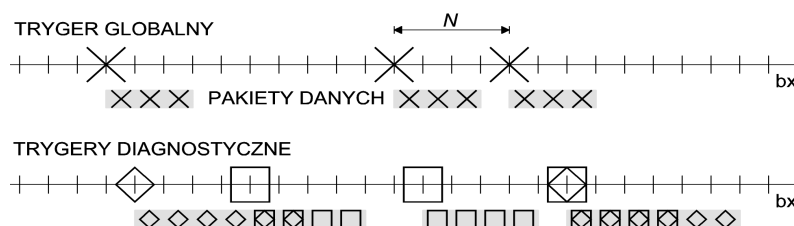
5.3.2. Wielotrygerowa akwizycja danych strumienia

Na rys. 51 przedstawiono porównanie zasady akwizycji danych dla trygera globalnego eksperymentu FWE i trygerów diagnostycznych. Przyjęto założenie, wynikające z rozwiązań praktycznych, że pakiet danych przypisany danemu trygerowi jest stałej długości (wyrażonej w [bx]), tzn. zawiera informację z określonej liczby kolejnych przecięć. W przypadku trygera globalnego (oznaczonego symbolem „X” na rys. 51):

- znana jest kolejność wystąpień trygerów (każdy tryger posiada swój unikatowy numer),
- znany jest moment jego wystąpienia (najczęściej podawany w [bx]),
- zapewniona jest rozłączność kolejnych pakietów danych, tzn. nie mogą się one wzajemnie nakładać na siebie. Definiuje się minimalną odległość kolejnych trygerów wyrażaną w [bx] (oznaczoną na rys. 51 parametrem N).

Tryger diagnostyczny posiada odmienne właściwości (na rys. 51 dwa przykładowe źródła trygera oznaczono jako „◇” i „□”):

- zapisywane pakiety danych nie muszą być rozłączne, ponieważ źródła trygera diagnostycznego są niezależne i nieskorelowane,
- należy rejestrować identyfikator czasowy (np. bieżący numer przecięcia), ponieważ 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 pojedynczych pakietów pochodzących



Rys. 51. Porównanie zasady derandomizacji oraz akwizycji danych dla trygera globalnego (górna część rysunku) i trygerów diagnostycznych (dolna część rysunku).

Znakami „X”, „◇” oraz „□” oznaczono różne typy trygerów, a szarym kolorem oznaczono pakiety danych

od tego samego lub różnych trygerów diagnostycznych,

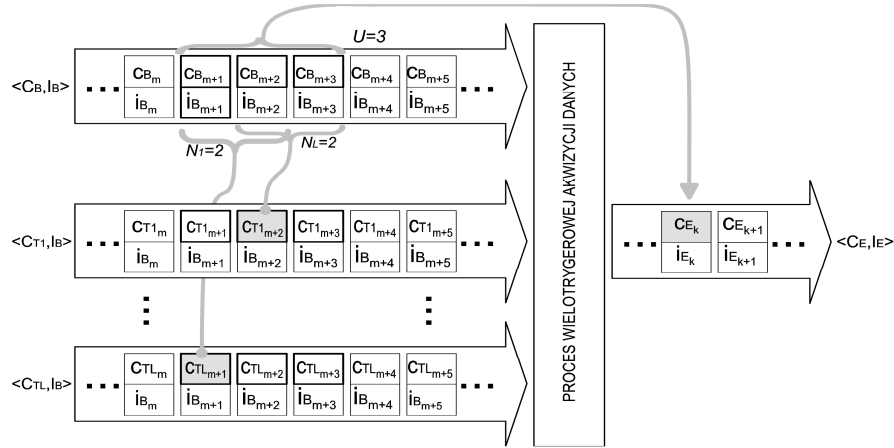
- należy rejestrować źródła trygerów, ponieważ zarejestrowany pakiet danych może być jednocześnie związany z kilkoma źródłami.

Wielotrygerowa Akwizycja Danych (WAD) jest stosowana do jednoczesnej rejestracji wielu niezależnych zjawisk powiązanych m.in. z procesami przetwarzania danych fizycznych. Proces opisuje przekształcenie P_{WAD} o typie P_{BE} (por. podrozdz. 3.4):

$$\begin{aligned} \langle \mathbf{C}_E, \mathbf{I}_E \rangle &= P_{WAD}(\langle \mathbf{C}_B, \mathbf{I}_B \rangle, \langle \mathbf{C}_{T1}, \mathbf{I}_B \rangle, \dots, \langle \mathbf{C}_{TL}, \mathbf{I}_B \rangle) \\ \Leftrightarrow \forall k \exists (m, u \in \mathbf{N}) &\left(\begin{aligned} &\bigcap_{j=m}^{m+u-1} \bigcup_{l=1}^L \bigcup_{i=0}^{N_l-1} c_{Tl,j+i} = 1 \wedge \bigcup_{l=1}^L \bigcup_{i=0}^{N_l-1} c_{Tl,u+i} = 0; \\ &c_{Ek} = \{i_{Bm}, (c_{Bm}, c_{T1m}, \dots, c_{TLm}), \dots, (c_{Bm+u-1}, c_{T1m+u-1}, \dots, c_{TLm+u-1})\}; \\ &i_{Ek} = i_{Ek-1} + 1; i_{E1} = 1; i_{Bm} > i_{Bp}; i_{Bp} \in c_{Ek-1} \end{aligned} \right) \quad (73) \end{aligned}$$

Z pakietowego strumienia danych $\langle \mathbf{C}_B, \mathbf{I}_B \rangle$ jest pobierana sekwencja elementów treści wskutek wystąpienia co najmniej jednego trygera pochodzącego z dowolnego binarnego strumienia pakietowego $\langle \mathbf{C}_T, \mathbf{I}_B \rangle$ (por. pkt. 3.4.1). Parametr L określa liczbę niezależnych trygerów, a parametry $N_{1,\dots,L}$ określają długości pakietów danych przypisanych poszczególnym trygerom.

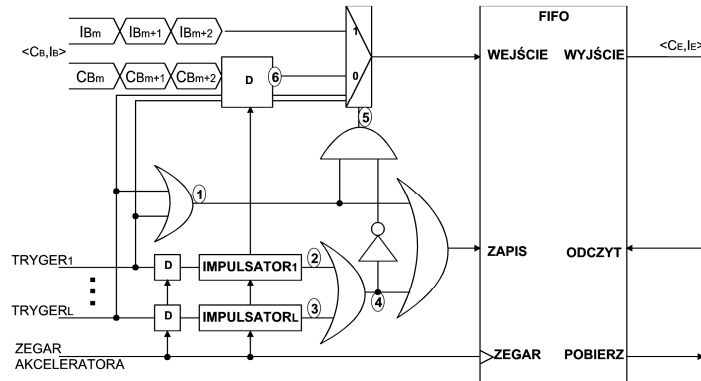
Reprezentację graficzną procesu derandomizacji przedstawiono na rys. 52 dla warunku $N_{1,\dots,L} = 2$. Wskutek wystąpienia sekwencji trygerów pochodzących z binarnych strumieni $\langle \mathbf{C}_{T1}, \mathbf{I}_B \rangle$ i $\langle \mathbf{C}_{TL}, \mathbf{I}_B \rangle$, z pakietowego strumienia danych $\langle \mathbf{C}_B, \mathbf{I}_B \rangle$ jest pobierana sekwencja $U=3$ elementów treści (c_{Bm+1}, c_{Bm+2} oraz c_{Bm+3}) wraz z pierwszym elementem identyfikatora (i_{Bm+1}), a z L binarnych strumieni trygerów $\langle \mathbf{C}_{T1}, \mathbf{I}_B \rangle, \dots, \langle \mathbf{C}_{TL}, \mathbf{I}_B \rangle$ sekwencje po $U=3$ flag trygerów. Pobrane elementy są umieszczane w oddzielnym elemencie treści strumienia przypadków $\langle \mathbf{C}_E, \mathbf{I}_E \rangle$.



Rys. 52. Proces wielotrygerowej akwizycji danych.

Elementy $C_T = 1$ oznaczono kolorem szarym, elementy przynoszone do C_E oznaczono pogrubioną ramką, szarym kolorem oznaczono elementy strumieni poddawane derandomizacji dla przykładowego przypadku

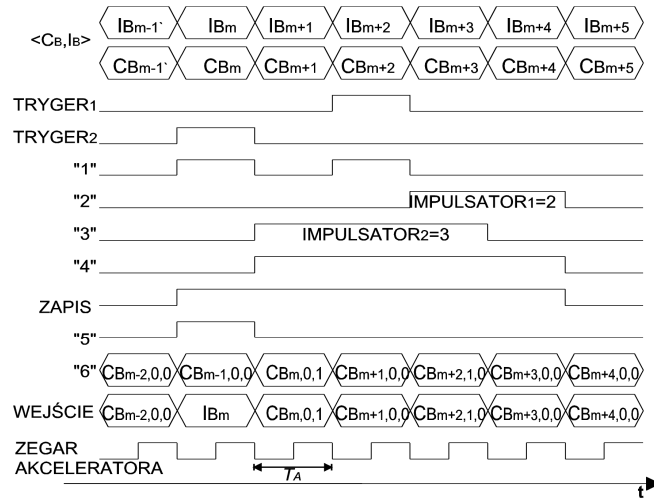
Na rys. 53 przedstawiono w sposób poglądowy przykład realizacji bloku wielotrygerowej akwizycji danych. Każdy element treści strumienia $\langle C_E, I_E \rangle$ pobierany z pamięci FIFO składa się z identyfikatora strumienia $\langle C_B, I_B \rangle$, a następnie z n danych złożonych z kolejnych elementów treści strumienia $\langle C_B, I_B \rangle$ oraz elementów treści (tj. stanów logicznych) poszczególnych strumieni binarnych $\langle C_{T1}, I_B \rangle, \dots, \langle C_{TL}, I_B \rangle$. Poje-



Rys. 53. Przykład realizacji bloku wielotrygerowej akwizycji danych

dyncza warstwa przerzutników D wprowadza dodatkowo jedną latencję (por. rys. 31). Elementy $\text{IMPULSATOR}_{1,\dots,L}$ wyznaczają indywidualnie liczbę kolejno rejestrowanych elementów treści przypisanych danemu trygerowi (por. rys. 50).

Przykładowe przebiegi czasowe podczas rejestracji pojedynczego przypadku pokazano na rys. 54 dla następujących parametrów realizacji: $L=2$, $\text{IMPULSATOR}_1 = 2$, $\text{IMPULSATOR}_2 = 3$. Przedstawiono wybrane przebiegi sygnałów oznaczone odpowiednio nazwami lub cyframi z rys. 53. TRYGER_2 wystąpił w przecięciu k i wyznaczył do rejestracji IMPULSATOR_2 elementów treści strumienia $\langle \mathbf{C}_B, \mathbf{I}_B \rangle$ poczynając od indeksu k . Dla TRYGER_1 nastąpiła rejestracja IMPULSATOR_1 elementów poczynając od indeksu $k+2$. W związku z nałożeniem się rejestrowanych danych z obu trygerów, powstał wspólny przypadek o wartości $U=4$ (por. wyr. (73) oraz przebieg „4” na rys. 52). Identyfikacja czasowa jest zapisywana w pierwszej kolejności (por. stan wysoki dla przebiegu „5” oraz WEJŚCIE) do elementu treści strumienia $\langle \mathbf{C}_E, \mathbf{I}_E \rangle$. Następnie jest zapisywany ciąg U kolejnych danych oraz trygerów opóźnionych o jedną latencję (por. przebiegi „6” oraz WEJŚCIE).



Rys. 54. Przykład przebiegów czasowych podczas rejestracji pojedynczego przypadku

5.4. MODUŁY STATYSTYCZNE

Działanie modułu statystycznego polega na wyznaczeniu określonej wartości statystycznej na podstawie analizy ciągu elementów treści badanego strumienia. Moduły zazwyczaj są implementowane w ZSW w blokach MSWE oraz MSWY (por. rys. 40).

Ważką zaletą metod statystycznych jest ich zdolność do przetwarzania dużej liczby informacji ze strumienia $\langle \mathbf{C}, \mathbf{I} \rangle$ do prostej formy gotowego rezultatu (np. pojedynczej liczby), który jest odczytywany z niską częstotliwością. Dlatego dla wyróżnienia strumienia statystyczne będą dalej oznaczane jako $\langle \mathbf{C}_S, \mathbf{I}_S \rangle$. Należy zauważyć, że strumieniem poddawany analizie statystycznej może być zarówno strumień $\langle \mathbf{C}_B, \mathbf{I}_B \rangle$, jak i strumień $\langle \mathbf{C}_E, \mathbf{I}_E \rangle$ (por. rys. 41).

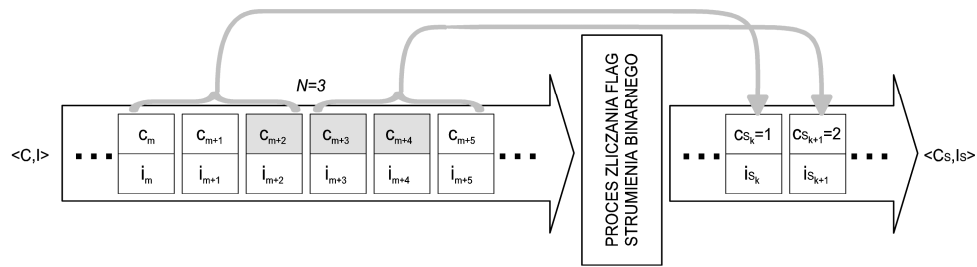
W kolejnych punktach zaprezentowano przykłady dwóch modułów statystycznych wykorzystujących do analizy metodę zliczeń w czasie rzeczywistym. Z uwagi na łatwość ich implementacji w układach FPGA oraz użyteczność, tego rodzaju rozwiązania stają się obecnie coraz bardziej popularne.

5.4.1. Zliczanie flag strumienia binarnego

Proces zliczania wysokich stanów logicznych (tzw. flag) występujących w elementach treści strumienia binarnego $\langle \mathbf{C}, \mathbf{I} \rangle$ opisuje przekształcenie P_{ZLICZ} :

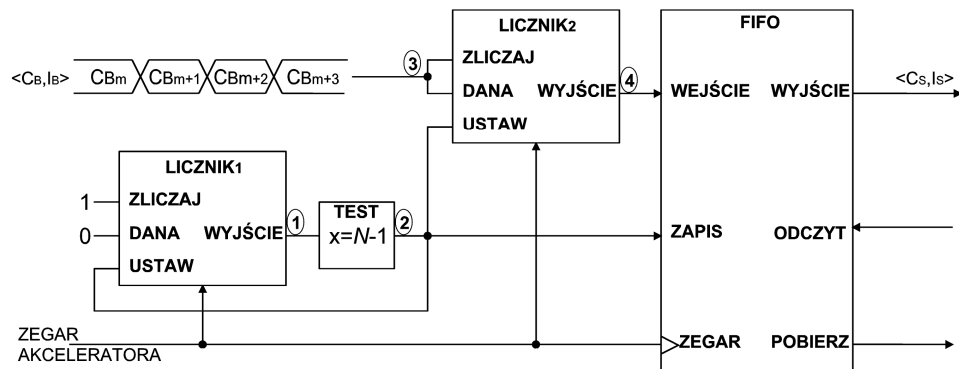
$$\langle \mathbf{C}_S, \mathbf{I}_S \rangle = P_{ZLICZ}(\langle \mathbf{C}, \mathbf{I} \rangle) \Leftrightarrow \forall (c_{sk}, i_{sk}) \in \langle \mathbf{C}_S, \mathbf{I}_S \rangle \left(c_{sk} = \sum_{m=Nk}^{(N+1)k-1} \underbrace{(c_m = 1)}_{\text{flaga}}, i_{sk} = k \right). \quad (74)$$

Analizie statystycznej podlega N kolejnych elementów ciągu binarnego $\langle \mathbf{C}, \mathbf{I} \rangle$. Rezultatem analizy jest liczba flag danego sygnału zapisywana w elemencie treści strumienia $\langle \mathbf{C}_S, \mathbf{I}_S \rangle$. Reprezentację graficzną procesu zliczania flag przedstawiono na rys. 55 dla przypadku $N=3$.



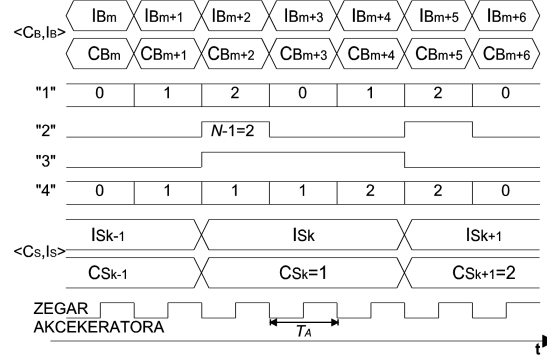
Rys. 55. Proces zliczanie flag strumienia binarnego (kolorem szarym oznaczono flagi)

Przykładową realizację bloku dla binarnego strumienia pakietowego $\langle C_B, I_B \rangle$ pokazano na rys. 56. Wykorzystano dwa synchroniczne moduły LICZNIK zliczające do przodu pod warunkiem ustawienia stanu wysokiego na wejściu ZLICZAJ. Wysoki stan wejścia USTAW wymusza ustawienie stanu licznika na wartość z wejścia DANA. Zakres zliczania LICZNIK₁ jest ograniczony do wartości $N-1$ poprzez automatyczne ustawienie na wartość 0 za pomocą bloku TEST. LICZNIK₂ oddziela elementy ciągu $\langle C_B, I_B \rangle$, które są poddawane wspólnej analizie statystycznej. LICZNIK₂ realizuje zliczenia dla wydzielonego fragmentu ciągu $\langle C_B, I_B \rangle$. Rezultat zliczania jest zapisywany do pamięci FIFO.



Rys. 56. Przykład realizacji bloku zliczania flag strumienia binarnego

Na rys. 57 przedstawiono przykład zliczania flag według odwzorowania z rys. 55. Wybrane przebiegi sygnałów zostały oznaczone odpowiednio cyframi z rys. 56. Przebieg „2” jednocześnie wymusza inicjalizację LICZNIK₁ oraz przepisanie stanu LICZNIK₂ do pamięci FIFO. Inicjalizacja LICZNIKA₂ jest uwarunkowana stanem sygnału „3”. Stan wysoki (flaga) powoduje ustawienie licznika na wartość 1, natomiast stan przeciwny na wartość 0.



Rys. 57. Proces zliczanie flag strumienia binarnego

Pomiar częstości flagi strumienia binarnego $\langle C_B, I_B \rangle$ znajduje bardzo szerokie spektrum zastosowań we współczesnych eksperymentach FWE. Przykładowo, gdy ciąg binarny reprezentuje sygnał trygera, to rezultatem analizy jest liczba n wystąpień trygerów (flag) w okresie N kolejnych przecięć. Pomiar pozwala wyznaczyć m.in. średnią częstość trygera f_{TRYG} ze wzoru:

$$f_{TRYG} = n / (N \cdot T). \quad (75)$$

Wykrycie przekroczenia nominalnych wartości częstości badanego sygnału jest bardzo pomocne przy ocenie jakościowej działania określonego fragmentu lub całości systemu TRIDAQ. Może to dotyczyć strony aparaturowej, jeśli zostanie przekroczona np. liczba flag wykrytych nieprawidłowości w działaniu określonego procesu. Może dotyczyć także strony sygnałowej, gdy wprowadzane dane (np. z systemu detektorowego) będą znacznie odbiegać od oczekiwanych wartości.

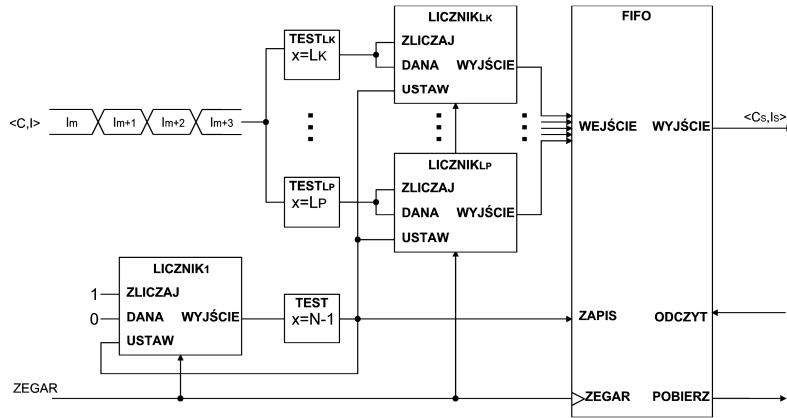
5.4.2. Pomiar rozkładu wartości danych strumienia

W przypadku analizy wielowartościowej informacji zawartej w elemencie treści strumienia $\langle \mathbf{C}, \mathbf{I} \rangle$ stosuje się coraz powszechniej wyznaczanie rozkładu dla przedziału wartości od L_P do L_K włącznie, co opisano przekształceniem P_{ROZ} :

$$\begin{aligned} \langle C_S, I_S \rangle = P_{ROZ}(\langle C, I \rangle) &\Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow \forall ((c_{S_k}, i_{S_k}) \in \langle \mathbf{C}_S, \mathbf{I}_S \rangle) c_{S_k} &= \left\{ \sum_{m=Nk}^{(N+1)k-1} (c_k = L_P), \dots, \sum_{m=Nk}^{(N+1)k-1} (c_k = L_K) \right\}, i_{S_k} = k. \end{aligned} \quad (76)$$

W praktyce jest to jednoczesny pomiar częstości wartości elementów treści strumienia $\langle \mathbf{C}, \mathbf{I} \rangle$ na ciągu N kolejnych elementów treści, co odpowiada graficznej formie przetwarzania przedstawionej na rys. 55.

Proces został zrealizowany jako złożenie $L_K - L_P + 1$ procesów P_{ZLICZ} (74), zliczających flagi równości wartości z zadaniem wzorcem wartości, co schematycznie przedstawiono na rys. 58. W efekcie sekwencja przebiegów czasowych jest zgodna z przedstawioną na rys. 57.



Rys. 58. Przykład realizacji bloku pomiaru rozkładu wartości

5.5. PARAMETRYZACJA MODUŁÓW DIAGNOSTYCZNYCH

Do realizacji modułów diagnostycznych implementowanych w układach FPGA wykorzystano język opisu sprzętu VHDL oraz technikę parametryzowanego opisu behawioralnego. Powyższe podejście projektowania umożliwiło autorowi zapisanie algorytmów w formie skalowalnej oraz strukturalnie przejrzystej. Poszczególne procesy diagnostyczne posiadają swoje odpowiedniki implementacyjne typu ENTITY oraz nagłówki typu COMPONENT zamieszczone w plikach bibliotecznych. Zestaw parametrów standaryzowanych modułów diagnostycznych omówionych w podrozdz. 5.1-5.4 zamieszczono w tabl. 6.

Tabl. 6. Zestaw parametrów standaryzowanych modułów diagnostycznych

Nazwa modułu	Parametry		Punkt
	Nazwa	Opis	
Generator impulsów testowych	D	Liczba bitów wyjściowych generatora	5.1.1
	E	Wartość słowa pustego o szerokości D bitów	
	N	Liczba zadanych impulsów testowych	
Sekwencer testowy *)	D	Liczba bitów wyjściowych generatora	5.1.2
	N	Długość sekwencji testowej + element pusty **)	
Akwizycja danych strumienia typu „flash” *)	D	Liczba bitów wejściowych strumienia	5.3.1
	N	Liczba zapamiętywanych danych strumienia	
Wielotrygerowa akwizycja danych strumienia	D	Liczba bitów wejściowych strumienia	5.3.2
	L	Liczba trygerów diagnostycznych	
	M ₁ ,...,M _L	Długości sekwencji danych dla trygerów	
	N	Liczba komórek pamięci buforującej	
Zliczanie flag strumienia binarnego *)	D	Liczba bitów wejściowych strumienia	5.4.1
	M	Liczba bitów licznika	
Pomiar rozkładu wartości danych strumienia *)	D	Liczba bitów wejściowych strumienia	5.4.2
	M	Liczba bitów licznika	

*) W pamięci są zapamiętane dane tylko dla jednego elementu treści

**) Pierwsza komórka pamięci zawiera element pusty

W modułach oznaczonych „(*)” zastosowano pamięć FIFO o jednostkowej głębokości, tzn. umożliwiającą zapamiętanie tylko jednego elementu treści. Uzasadnienie tak istotnego uproszczenia implementacji wynikało z relatywnie rzadkiej konieczności odczytu strumienia wyjściowego, co w konsekwencji umożliwiło uproszczenie konstrukcji modułów i zmniejszenie zużycia zasobów FPGA.

Technika parametryzacji w języku VHDL umożliwiła tworzenie wielu egzemplarzy tych samych modułów¹¹, dostosowanych do bieżących wymogów projektu. Przykłady wybranych implementacji we współczesnych eksperymentach FWE zamieszczono w następnym rozdziale.

6. WYBRANE PRZYKŁADY IMPLEMENTACJI WARSTWY DIAGNOSTYCZNEJ

Elektroniczne systemy TRIDAQ realizowane dla kolejnych generacji eksperymentów FWE charakteryzują się coraz większym stopniem skomplikowania, wzrastającą szybkością pracy, zwiększającym się stopniem integracji układów scalonych itd. Wynika to z bardzo dynamicznego rozwoju różnego typu badań prowadzonych we współczesnych eksperymentach FWE [7].

Na przestrzeni lat obserwuje się ewolucję podejścia do zagadnienia niezawodności systemów TRIDAQ, od metod bazujących głównie na autonomicznych testach (w laboratorium, na obiekcie), do metod związanych z monitorowaniem strumienia danych fizycznych. Ta tendencja jest silnie skorelowana z ewolucją systemów, od form prak-

¹¹ tzn. instancji komponentów (ang. *component instantiation*)

tycznie „czysto” elektronicznych, do systemów typu „hard-soft”, w których oprogramowanie stanowi ich integralną część.

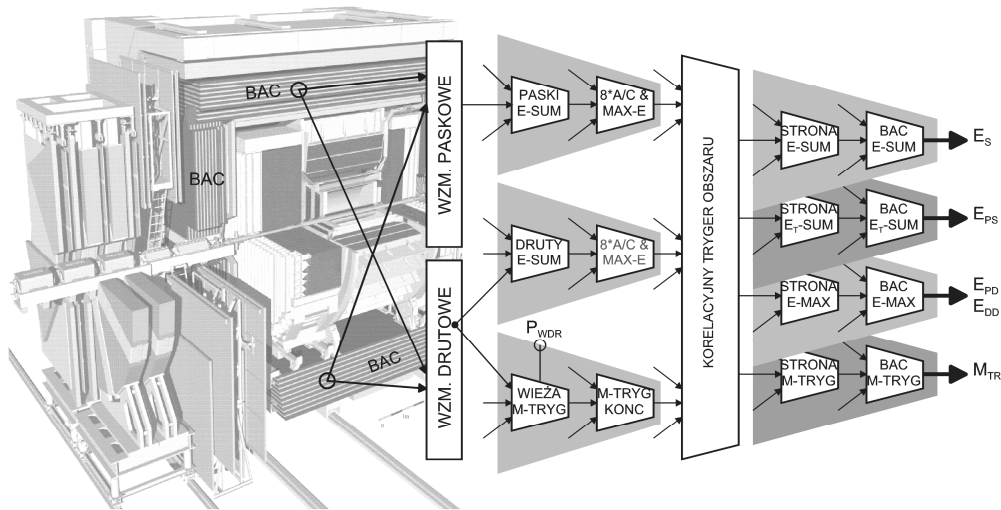
Opisywane zmiany wyraźnie wspiera powszechne wprowadzenie układów programowalnych FPGA w realizacji współczesnych systemów TRIDAQ. FPGA umożliwiają łatwą, wielokrotną i szybką modyfikację funkcjonalną systemu, bez konieczności ingerencji technicznej. W tym kontekście układy FPGA stanowią bardzo istotny czynnik technologiczny wspomagający implementację parametryzowanych narzędzi diagnostycznych, nawet już w trakcie działania eksperymentu FWE [4].

W podrozdziałach krótko omówiono reprezentatywne przykłady dwóch zróżnicowanych rozwiązań systemów TRIDAQ dla przedsięwzięć badawczych FWE realizowanych w okresie ostatnich dwudziestu lat, dla których autor w układach FPGA zaimplementował przedstawione w rozprawie parametryzowane moduły diagnostyczne [3].

6.1. WARSTWA DIAGNOSTYCZNA TRYGERA DETEKTORA BAC W EKSPERYMENCIE ZEUS

Elektroniczny system *trygera lokalnego* detektora Backing Calorimeter (BAC) [142], [143] wytwarza decyzję dla pierwszego stopnia trygera eksperymentu ZEUS [144], [145]. Stanowi on przykład złożonej strukturalnie sieci procesów, co zobrazowano na rys. 59.

Proces przetwarzania wykorzystuje pomiary energii (ponad 2 tys. kanałów) oraz pozycji (ok. 40 tys. kanałów) cząstek [142], [146]. Analogowe impulsy, proporcjonalne do energii cząstek przechodzących przez komory detektora BAC, są sumowane w obrębie wież paskowych (bloki PASKI E-SUM) i drutowych (bloki DRUTY E-SUM). Następnie jest przeprowadzane kształtowanie impulsów, ich konwersja A/C z częstotliwością zegara akceleratora HERA ($f_A \cong 10,1 \text{ MHz}$) oraz wyznaczenie lokalnego maksimum energetycznego (bloki 8*A/C & MAX-E) [145].



Rys. 59. Struktura systemu TRIDAQ trygera lokalnego detektora BAC

Na podstawie danych pozycyjnych obejmujących pojedynczą wieżę drutową bloki WIEŻA M-TRYG wytwarzają lokalne trygery mionowe. Następnie są one koncentrowane i sumowane w blokach M-TRYG KONC. Energetyczne maksima oraz decyzje trygerowe z szesnastu wież są wzajemnie korelowane i poddawane procesowi kondycjonowania w blokach KORELACYJNY TRYGER OBSZARU. Wytworzone przez bloki rezultaty podlegają grupowym koncentracjom w obrębie północnej i południowej strony detektora ZEUS (każda obejmuje po cztery bloki z przedrostkiem STRONA).

Po końcowej koncentracji, do pierwszego stopnia trygera eksperymentu ZEUS są przekazywane: energia całkowita (blok BAC E-SUM), energia poprzeczna (blok BAC E_T-SUM), dwa największe depozyty energetyczne wraz z ich lokalizacją (blok BAC E-MAX) oraz informacja o liczbie i typie zarejestrowanych mionów (blok BAC M-TRYG) [143].

Dzięki zastosowaniu układów FPGA wszystkie 6 płyt realizujących zadania z grup STRONA i BAC wykonano w formie jednej uniwersalnej płyty PCB [147]. Tym samym istotnie zredukowano koszty i czas realizacji.

6.1.1. Implementacja warstwy diagnostycznej trygera BAC

Odrębne właściwości funkcjonalne płyt wynikają wyłącznie z zadanej programowo konfiguracji układów FPGA opracowanej w strukturze ZSW (por. podrozdz. 4.2). Wykorzystano sparametryzowany opis behawioralny poszczególnych bloków warstwy diagnostycznej (por. podrozdz. 5.5). Dla każdego procesu indywidualnie dokonano doboru wymaganych elementów diagnostycznych metodą projektowania warstwy diagnostycznej (por. podrozdz. 4.1). Moduły diagnostyczne umieszczono w pięciu układach FPGA znajdujących się na jednej płycie PCB.

Cztery układy FPGA posiadają jednorodną strukturę funkcjonalną i są przeznaczone do monitoringu sygnałów. ZSW zawiera sześć kanałów wejściowych i dwa wyjściowe. Każdy z czterech układów FPGA obsługuje odpowiednio po dwa kanały danych. Każdy kanał wyposażono w następujące moduły diagnostyczne (por. tabl. 6):

Moduł pomiaru rozkładu wartości danych strumienia (76), który wyznacza w czasie rzeczywistym rozkład $D=8$ bitów danych w zakresie $M=32$ bitowego zliczania. Moduł jest wykorzystywany do badania rozkładu piedestałów, rzeczywistych i testowych impulsów z komór, szumów oraz korelacji sygnałów z lokalnymi trygerami mionowymi.

Moduł wielotrygerowej akwizycji danych strumienia (73) rejestruje dane z zadanej liczby kolejnych przecięć synchronicznie z trygerem pierwszego stopnia eksperymentu ZEUS. Dostarcza informacji źródłowych z poszczególnych etapów wypracowywania decyzji trygera lokalnego BAC. Moduł zrealizowano dla $D=12$ liczby bitów wejściowych, $L=1$ trygerów, $M_I=64$ długości sekwencji danych oraz $N=2048$ komórek pamięci buforującej.

Piąty układ FPGA realizuje zadany proces oraz przeprowadza bieżącą ocenę statystyczną jakości procesu przy pomocy modułów zliczania flag strumienia binarnego (74). Parametry modułu diagnostycznego (por. tabl. 6) dostosowano do danego procesu oraz dostępnych zasobów układu FPGA. Zrealizowane implementacje krótko scharakteryzowano w tabl. 7.

Tabl. 7. Zestaw parametrów modułów pomiaru flag monitorującego procesy trygera lokalnego BAC

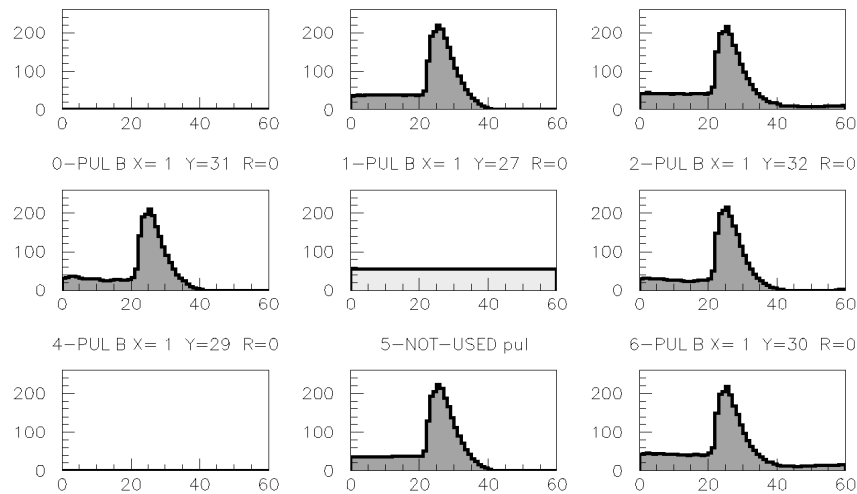
Nazwa procesu i opis zadań	Moduł zliczania flag strumienia binarnego	
	Parametry	Opis modułu
STRONA E-SUM sumuje energie; posiada 6 wejść danych 12-bitowych, które sumuje do 15-bitowego słowa wyjściowego	D=7 M=32	Zliczana flaga jest wytwarzana w przypadku przekroczenia przez sygnał minimalnego poziomu jonizacji (tzw. piedestału) dla 6 kanałów wejściowych i kanału wyjściowego
STRONA ET-SUM sumuje energie poprzeczne; opis jw.	D=7 M=32	Opis jw.
STRONA E-MAX wyznacza dwie największe energie powyżej własnych piedestałów; posiada 6 wejść danych 12-bitowych i dwa 15-bitowe słowa wyjściowe	D=20 M=32	Zliczana flaga jest wytwarzana w przypadku przekroczenia przez sygnał wartości piedestału dla 6 kanałów wejściowych i 2 wyjściowych, 6 wyborów kanału jako „pierwszego” oraz 6 wyborów kanału jako „drugiego”
STONA M-TRYG wytwarza tryger mionowy strony; posiada 6 wejść danych 4-bitowych, które przekształca do 8-bitowe słowo wyjściowe	D=32 M=32	Zliczane są 24 trygery (flagi) wejściowe oraz 8 trygerów (flag) wyjściowych
BAC E-SUM sumuje energie; posiada 2 wejścia danych 15-bitowe oraz 1 wejście 12-bitowe, które sumuje do 16-bitowego słowa wyjściowego	D=4 M=32	Zliczana flaga jest wytwarzana w przypadku przekroczenia przez sygnał minimalnego poziomu jonizacji (tzw. piedestału) dla 3 kanałów wejściowych i kanału wyjściowego
BAC ET-SUM sumuje energie poprzeczne; opis jw.	D=4 M=32	Opis jw.
BAC E-MAX wyznacza dwie największe energie; posiada 4 wejścia danych 15-bitowe i 1 wejście 12-bitowe oraz dwa 16-bitowe słowa wyjściowe	D=17 M=32	Zliczana flaga jest wytwarzana w przypadku przekroczenia przez sygnał wartości piedestału dla 5 kanałów wejściowych i 2 wyjściowych, 5 wyborów kanału jako „pierwszego” oraz 5 wyborów kanału jako „drugiego”
BAC M-TRYG wytwarza tryger mionowy strony; posiada 2 wejścia 8-bitowe oraz 1 wejście 4-bitowe, które przekształca do 8-bitowego słowa wyjściowe	D=28 M=32	Zliczanych jest 20 trygerów (flag) wejściowych oraz 8 trygerów (flag) wyjściowych

6.1.2. Przykłady zastosowania warstwy diagnostycznej

Moduły diagnostyczne zaimplementowane w układach FPGA zostały zoptymalizowane pod kątem wykrywania i lokalizowania nieprawidłowości w działaniu trygera lokalnego BAC, analizy rezultatów procedur testowych, przeprowadzania procedur kalibracyjnych oraz bieżącego monitoringu systemu TRIDAQ.

6.1.2.1. Ocena jakości aparaturowej kanałów energetycznych

Na rys. 60 przedstawiono przykładową serię pomiarową służącą do oceny jakości aparaturowej kanałów energetycznych poprzez ich pobudzenie testowe. System impulsatorów zainstalowany na detektorze BAC pozwala w sposób programowy ustalić długość impulsu (w granicach od 20 ns do 100 ns ze skokiem 10 ns), polaryzację i amplitudę (od 0 do 5 V z rozdzielczością 8-bitową) oraz wybrać kanały aktywne. Impulsy testowe są wprowadzane na testowe wejścia układów wzmacniaczy komór proporcjonalnych (ozn. na rys. 59 jako WZM. DRUTOWE i WZM. PADOWE) i odpowiednio pobudzają tory analogowe. Analiza odpowiedzi rejestrowana w modułach wielotrygerowej akwizycji danych strumienia (63) umożliwia ocenę sygna-

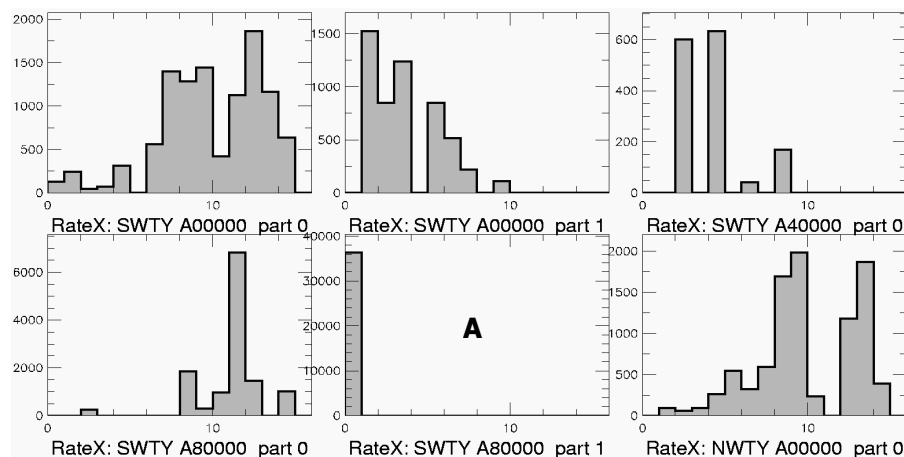


Rys. 60. Odczyt przebiegów czasowych przez moduły wielotrygerowej akwizycji danych strumienia. Na osi X umieszczono numery kolejnych próbek (probkowanie co 96 ns), na osi Y wartości binarne próbek

łu w dwóch aspektach. Od strony badania amplitudowego pozwala m. in. wykryć kanały niedrożne, posiadające niewłaściwe wzmocnienie lub wprowadzające zniekształcenia nieliniowe. Analiza czasowa umożliwia kontrolę synchronizacji kanału względem całego detektora, a w przypadku stwierdzenia nieprawidłowości – dokonanie właściwej kalibracji. Wykorzystanie monitoringu sygnałów w czasie działania eksperymentu pozwala na bieżąco kontrolować stan poszczególnych kanałów oraz stosunkowo szybko reagować na sytuacje krytyczne (np. zanik sygnału w wyniku uszkodzenia kanału lub nadmierny wzrost amplitudy spowodowany awarią elementów kalibracyjnych).

6.1.2.2. Monitorowanie efektywności trygera lokalnego detektora BAC

Miony kosmiczne mogą stanowić stabilne źródło wyzwalające decyzje trygera detektora BAC¹²⁾. Na rys. 61 zostały pokazane wartości częstości przejść mionów kosmicznych z wież energetycznych doprowadzonych do wejść części bloków STRONA M-TRYG. Wartości te zostały wyznaczone w modułach zliczania flag (74).



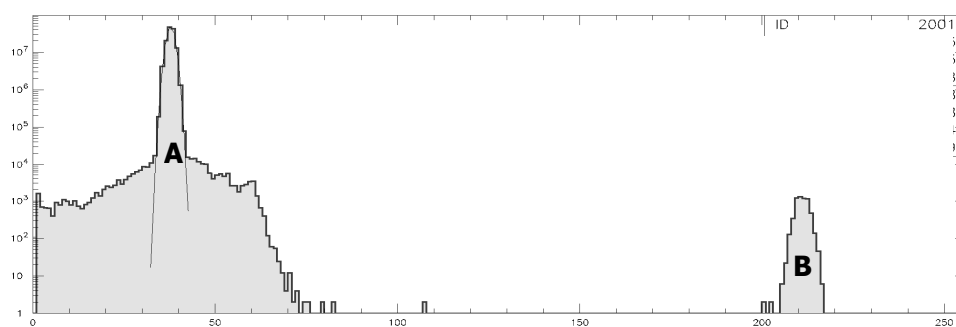
Rys. 61. Odczyt przebiegów czasowych przez moduły wielotrygerowej akwizycji danych strumienia. Na osi X umieszczono numery wież, na osi Y liczby zarejestrowanych przejść mionów kosmicznych

¹²⁾ Średnia liczba mionów kosmicznych wynosi ok. $150 \text{ m}^{-2}\text{s}^{-1}$

Przy uwzględnieniu rozkładu kąтового dla mionów kosmicznych wynikającego z geometrii danej wieży można określić oczekiwaną liczbę oddziaływań [147]. Na podstawie uzyskanych wyników wykonuje się regulację wartości napięć dyskryminacji sygnałów analogowych odczytu drutowego w celu redukcji poziomu szumów i poprawy efektywności trygera detektora BAC. Monitorowanie umożliwia wykrywanie znaczących odchyśleń od wartości oczekiwanych, jak np. zbyt wysoką częstotliwość zliczeń dla obszaru oznaczonego literą A na rys. 61. Dzięki modułom diagnostycznym zliczania flag (74) można dokonywać bieżącej oceny jakości lokalnego trygera detektora BAC podczas normalnej pracy detektora BAC w eksperymencie ZEUS.

6.1.2.3. Analiza sygnału energetycznego

Na rys. 62 zaprezentowano przykład wyznaczania rozkładu zmierzonych wartości energii (76). Na logarytmicznej osi pionowej odłożono liczbę zliczeń, a na osi poziomej wartość zarejestrowanej energii w znormalizowanym zakresie od 0 do 255 (tj. dla $D=8$ bitów). Lewe maksimum odpowiada piedestałowi (ozn. A). Rozmycie powstaje w wyniku nałożenia szumu i nieskorelowanych sygnałów zakłócających. Prawe maksimum odpowiada rozkładowi energii dla impulsu testowego (ozn. B). Komputerowa analiza statystyczna pozwala wyznaczyć odchylenia standardowe i wartości oczekiwane piedestału oraz energii. Na ich podstawie dokonuje się oceny jakościowej parametrów badanego toru energetycznego i jego wpływu na efektywność trygera lokalnego BAC.



Rys. 62. Rozkład zmierzonych wartości energii.

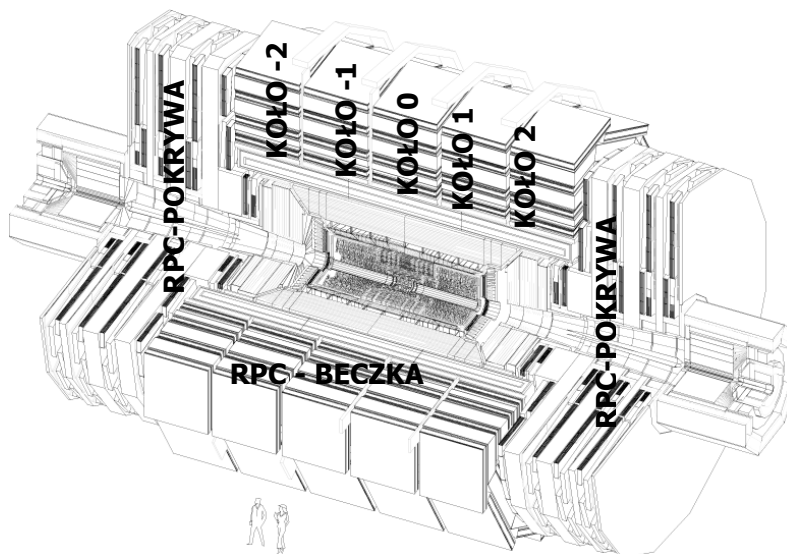
Na osi X umieszczono wartości binarne sygnału po próbkowaniu, na osi Y liczbę wystąpień danej wartości

6.2. SYSTEM TRYGERA MIONOWEGO RPC

Tryger Mionowy RPC [148], [149] stanowi integralną część eksperymentu CMS [150]-[152] wykorzystującego akcelerator LHC [108] zbudowany w ośrodku CERN. Komory typu Resistive Plate Chamber [153]-[155] (RPC) rozmieszczono w zewnętrznej części detektora CMS (por. rys. 63). Zadaniem Trygera Mionowego RPC jest dostarczanie do Globalnego Trygera Mionowego informacji o czterech najbardziej energetycznych mionach z obszaru beczki detektora CMS oraz z obszaru pokryw [156].

Rozpoznanie trajektorii mionów odbywa się niezależnie dla każdego przecięcia się pakietów protonowych, tzn. co 25 ns ($f_A = 40$ MHz). W układach FPGA zaimplementowano algorytm szybkiego porównywania wszystkich zarejestrowanych trajektorii mionów z zadanymi wzorcami trajektorii [157].

Wytworzenie trygera mionowego przez elektroniczny system Trygera Mionowego RPC (TM RPC) odbywa się wieloetapowo, w reżimie pracy potokowej. Od strony funkcjonalnej tego rodzaju systemy można modelować w postaci rozproszonej sieci synchronicznych procesów potokowych omówionych w rozdz. 3.

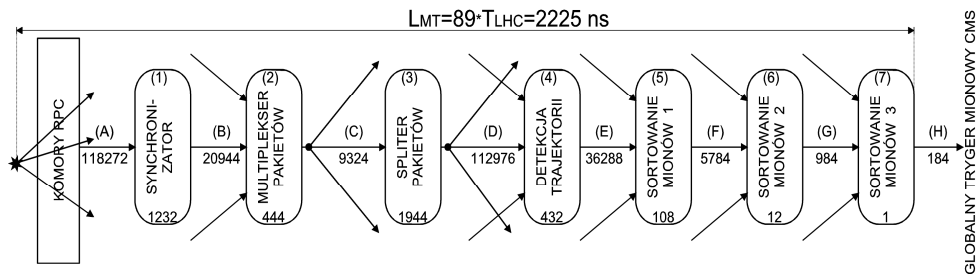


Rys. 63. Budowa spektrometru Compact Muon Solenoid (CMS)

6.2.1. Sieć procesów systemu trygera mionowego RPC

Na rys. 64 przedstawiono sieć procesów potokowych systemu TM RPC. Poniżej symboli procesów (oznaczonych owalami) podano orientacyjną liczbę ich implementacji w całym systemie TM RPC. Dla połączeń sygnałowych (oznaczonych strzałkami) zamieszczono całkowitą liczbę bitów danych transmitowanych na danym etapie poprzez strumienie synchroniczne.

Na wstępie sygnały (A) z pasków komór RPC są poddawane procesowi synchronizacji (1). Uzyskane sygnały cyfrowe (B) są następnie multipleksowane (2) odpowiednio z dwóch albo trzech synchronizatorów [158], [49]. Z uwagi na podwyższony poziom promieniowania radiacyjnego tylko niezbędna część elektroniki znajduje się w obszarze detektora CMS [159]. Strumienie danych skompresowanych (C) są wysyłane gigabitowymi łączami optycznymi z detektora CMS do tzw. pokoju obliczeniowego (ang. *counting room*) [160]. Następnie dane są odpowiednio rozprowadzane (3) [161]-[163] do procesów detekcji trajektorii mionów (4) [157], [121]. W procesorach są przeprowadzane metodą porównawczą analizy zakrzywień zarejestrowanych torów mionów w silnym polu magnetycznym o wartości 4 T. W efekcie zostają wyznaczone najbardziej energetyczne miony w wydzielonych obszarach detektora CMS. Ostateczny wybór najbardziej energetycznej czwórki mionów (H) dla beczki i pokryw detektora CMS realizuje kaskadowy sorter mionów (5)-(7) [164]-[166]. Ważkim wymogiem konstrukcyjnym systemu TM RPC jest stała latencja L_{TM} wytwarzania sygnału trygera, która wynosi 89 taktów zegara akceleratora LHC, tj. 2,225 μ s.



Rys. 64. Sieć procesów potokowych w systemie TM RPC

6.2.2. Diagnostyka automatycznej synchronizacji strumieni

Równoległy pomiar pędów poprzecznych mionów wymaga jednoczesnego podania binarnych sygnałów detekcji z pasków detektorów RPC na wejścia wszystkich procesorów [157] (por. proces (4) na rys. 64). Wyznaczenie czterech najbardziej energetycznych mionów metodą sortowania kaskadowego z ponad 5 tysięcy kandydatów wytworzonych przez procesory trajektorii jest prawidłowo realizowane wyłącznie przy spełnieniu warunku synchronizacji danych wejściowych [166] (procesy (5)-(7) na rys. 64). Wyjściowe rezultaty pomiaru mionów przekazywane do Globalnego Trygera Mionowego muszą być jednoznacznie odniesione do określonego zjawiska fizycznego, a więc system TRIDAQ musi wprowadzać stałą latencję L_{TM} [161] (por. rys. 64). Wymagania te implikują konieczność zapewnienia pracy synchronicznej w torze trygera systemu RPC, tzn. zapewnienia stałej latencji przez procesy i łącza transmisyjne.

W systemie TM RPC na etapach (B)-(G) zaimplementowano transmisję szeregową dystrybucji danych typu $\langle \mathbf{C}_B, \mathbf{I}_B \rangle$ (44) zgodnie z oznaczeniami na rys. 64. Dla każdego strumienia określa się współczynnik F zwielokrotnienia częstotliwości zegara akceleratora LHC (55). Łączna dystrybucja ponad 125 tysięcy bitów informacji przez ponad 4 tys. strumieni synchronicznych zachodzi z okresem T_{LHC} , tzn. co 25 ns. Zbiorcze zestawienie zrealizowanych implementacji przedstawiono w tabl. 8.

Tabl. 8. Zbiorcze zestawienie implementacji modułów dystrybucji strumieni synchronicznych

Etap	Liczba strumieni	Liczba bitów danych w strumieniu	Zegar transmisji [MHz]	Liczba linii transmisji	Przepustowość [Mb/s]	Latencja L [bx]
(B)	1232	17	40	20	800	1
(C)	444	21	1600	1	1600	20
(D)	1944	21	320	3	960	3
(E)	432	108	320	14	4480	3
(F)	108	68	320	9	2280	3
(G)	12	42	80	24	1920	2
Całkowita liczba bitów danych na jedno zderzenie [1/25 ns]:		125596	Całkowita przepustowość systemu TM-RPC: [Mb/s]:		5766880	$\Sigma=32$

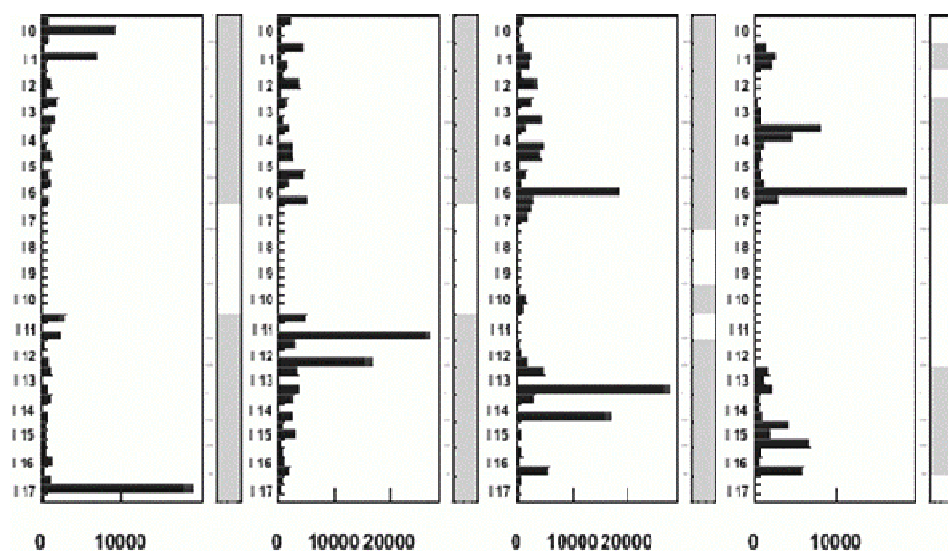
Przepustowość systemu TM RPC wynosi 5,7 Tb/s. Procesy transmisji wnoszą sumaryczną latencję 32 [bx]. Istotną część składową latencji stanowi czas propagacji danych z detektora CMS do modułów elektronicznych na etapie (C).

Model uniwersalnego, sparametryzowanego modułu transmisji i synchronizacji strumieni pakietowych (por. rys. 32) został zaimplementowany w układach FPGA na etapach (B-G), zgodnie z oznaczeniami na rys. 64. Procedura synchronizacji systemu TM RPC składa się z dwóch etapów:

1. **ustawienia parametrów sprzętu zapisanych w bazie danych.** Wartości parametrów uzyskuje się podczas testów aparaturowych systemu. Testy tego typu muszą być przeprowadzane jedynie w przypadku wprowadzenia zmian do konfiguracji układów FPGA (tzw. nowy firmware).
2. **uruchomienie automatycznej procedury synchronizacyjnej linków optycznych.** Procedura ta została zaimplementowana całkowicie w układach FPGA. Za jej pomocą ustawiane są prawidłowe parametry synchronizacji transmisji danych.

Zastosowanie powyższego rozwiązania skróciło czas procesu synchronizacji z kilkunastu minut (przy zastosowaniu procedur komputerowych) do kilku milisekund. Umożliwiło to wykonywanie powyższej procedury każdorazowo podczas automatycznej konfiguracji eksperymentu CMS.

Stan poprawnej synchronizacji systemu TM RPC jest kontrolowany na bieżąco dla każdego przecięcia cząstek (tzn. co 25 ns), bezpośrednio w układzie FPGA dzięki zastosowaniu nadążnego modułu oceny jakości procesu (71). Do tego celu wykorzystano: weryfikację zgodności numeru przecięcia wysyłanego przez nadajnik z numerem przecięcia odbiornika, kontrolę zgodności sygnałów BCN0 odbiornika i nadajnika oraz sprawdzanie sumy kontrolnej odbieranych danych. Przykład nadążnego monitorowania stanu pracy linków optycznych przedstawiono na rys. 65. Wykrycie niezgodności powoduje automatyczne wyłączenie danego kanału transmisji na czas trwania błędów. Powyższe rozwiązanie zapobiega produkcji fałszywych trygerów przez system TM RPC oraz rejestracji niepoprawnych danych. Równolegle jest przeprowadzana analiza staty-



Rys. 65. Przykład monitoringu linków optycznych.

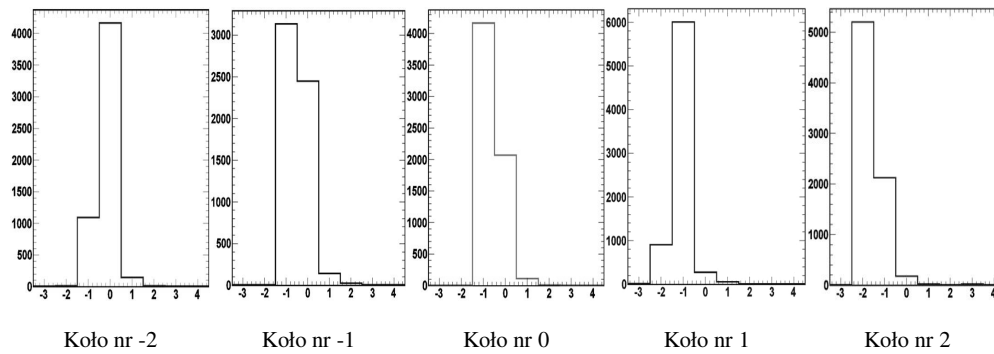
Poziomo odkładane są średnie częstości przesyłanych danych.

Kolorem szarym oznaczany jest poprawny stan synchronizacji linków

styczna częstości przesyłanych danych z wykorzystaniem modułu zliczania flag strumienia binarnego (74).

Zaimplementowanie w transmisji strumienia rzeczywistych identyfikatorów treści przyczyniło się do opracowania kompleksowego algorytmu monitoringu i automatycznej kalibracji synchronizacji dla całego systemu TM-RPC [167]. To rozwiązanie wydatnie wpłynęło na sumaryczną niezawodność systemu oraz zapewniło szybką lokalizację nieprawidłowości [168].

Weryfikację synchronizacji TM RPC przeprowadzono podczas uruchamiania akceleratora LHC [166]. Pojedyncza paczka protonów była skierowywana na kolimatory odległe o ok. 100 m od detektora CMS. Następowala produkcja bardzo dużej ilości cząstek przelatujących przez detektor CMS w okresie kilku ns (tzw. „splash”). Rezultaty zostały przedstawione na rys. 66. Przedstawiono na nim rozkłady liczby mionów zdetekowanych przez paski komór RPC w poszczególnych kołach detektora CMS względem nominalnego numeru przecięcia przejścia cząstek (tutaj równego 0).



Rys. 66. Stan synchronizacji systemu TM RPC w obrębie beczki na podstawie analizy tzw. „slashes”.
Źródło danych: CMS Run121993

Rozkład aktywności komór w pojedynczym kole (por. rys. 63) jest skupiony w dwóch przecięciach, co świadczy o poprawnej synchronizacji sygnałów z komór. Przesunięcie maksimum rozkładu względem środkowego koła (nr 0) wskazuje na poprawną synchronizację w obrębie całej beczki detektora CMS (por. rys. 63).

6.2.3. Diagnostyka procesów trygera mionowego RPC

Procesy wytwarzające tryger mionowy detektora RPC w czasie rzeczywistym i przy ustalonej latencji zostały zaimplementowane w ok. 4 tys. układach FPGA firmy Atera i Xilinx. Wszystkie układy FPGA realizują zadania w trybie pracy równoległej i synchronicznej. W tym kontekście stanowią one zarówno aparaturowy, jak i funkcjonalny koncentrator potokowy. Przetwarzają oraz redukują prawie 200 tys. binarnych potoków synchronicznych do jednego wyjściowego potoku pakietowego zawierającego uszeregowaną informację o czterech najbardziej energetycznych mionach z obszaru beczki i niezależnie z obu obszarów pokryw.

Każdy proces przetwarzania został wyposażony w zestaw modułów diagnostycznych omówionych w rozdz. 5. Stosując metodykę projektowania omówioną w rozdz. 4, zostały określone parametry oraz zadania dla modułów diagnostycznych. Najważniejsze rezultaty opracowania przedstawiono w tabl. 9.

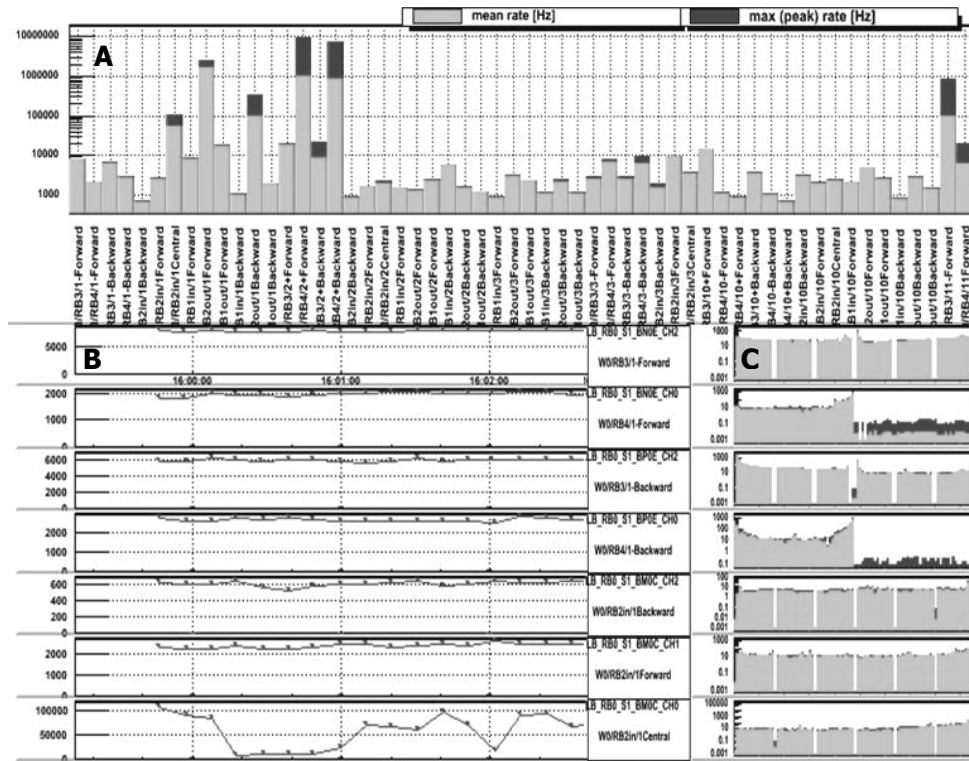
Tabl. 9. Zestaw parametrów oraz zadań dla najważniejszych modułów diagnostycznych TM RPC

Proces (rys. 64)	Moduł diagnostyczny		
	Nazwa	Parametry	Opis
(1)	Zliczanie flag strumienia binarnego	D=96	Zliczanie przejść cząstek jonizujących dla każdego paska komory RPC jedynie w obszarach okien czasowych (po synchronizacji okienkowej). Wyznaczana jest średnia częstość przejść.
		M=32	
	Zliczanie flag strumienia binarnego	D=96	Zliczanie przejść cząstek jonizujących oddzielnie dla każdego paska komory RPC w całym przedziale czasowym (bez synchronizacji). Wyznaczana jest średnia częstość przejść.
		M=32	
	Pomiar rozkładu wartości danych strumienia	D=7	Rozkład częstości przejść cząstek z komory po synchronizacji względem 128 kolejnych przecięć w ustalonym odniesieniu do pozycji BCN0. Wyznaczana jest średnia częstość przejść.
		M=32	
	Wielotrygerowa akwizycja danych strumienia	D=96	Akwizycja przejść cząstek po synchronizacji ze wszystkich pasków komory RPC dla ciągu 8 kolejnych przecięć pakietów. Derandomizacja jest inicjalizowana przez tryger pierwszego stopnia eksperymentu CMS lub na żądanie.
		L=2	
		M _{1,2} =8	
		N=256	
	Sekwencer testowy	D=24	Pobudzanie wejść testowych komór RPC sekwencją danych w przedziale do 256 kolejnych przecięć. Wyzwalanie trygerem testowym CMS.
		N=256	
(2)	Wielotrygerowa akwizycja danych strumienia	D=32	Akwizycja danych wyjściowych po procesie (2) dla ciągu 8 kolejnych przecięć pakietów. Derandomizacja jest inicjalizowana przez tryger pierwszego stopnia eksperymentu CMS lub na żądanie.
		L=2	
		M _{1,2} =8	
		N=256	
(3)	Sekwencer testowy	D=57	Pobudzanie testowe wyjść procesu (3) sekwencją danych w przedziale do 256 kolejnych przecięć. Wyzwalanie trygerem testowym CMS.
		N=256	
(4)	Sekwencer testowy	D=108	Pobudzanie testowe wyjść procesu (4) sekwencją danych w przedziale do 256 kolejnych przecięć. Wyzwalanie trygerem testowym CMS.
		N=256	
	Akwizycja danych strumienia typu „flash”	D=563	Rejestracja danych wejściowych i wyjściowych z procesu (4). dla ciągu 128 kolejnych przecięć pakietów. Derandomizacja jest inicjalizowana trygerem pierwszego stopnia eksperymentu CMS.
		N=128	

Proces (rys. 64)	Moduł diagnostyczny		
	Nazwa	Parametry	Opis
(5)	Wielotrygerowa akwizycja danych strumienia	D=524	Akwizycja danych wejściowych i wyjściowych z procesu (4) dla ciągu 8 kolejnych przecięć pakietów. Derandomizacja jest inicjalizowana przez tryger pierwszego stopnia eksperymentu CMS lub na żądanie.
		L=2	
		M _{1,2} =8	
		N=256	
	Zliczanie flag strumienia binarnego	D=48	Zliczanie wykrytych trajektorii mionów dla każdego procesora trajektorii z procesu (4). Wyznaczana jest średnia częstość detekcji trajektorii dla każdego procesora.
		M=32	
	Sekwencer testowy	D=432	Pobudzanie testowe wejść do procesu (5) sekwencją danych w przedziale do 128 kolejnych przecięć. Wyzwalanie trygerem testowym CMS.
		N=128	
	Sekwencer testowy	D=68	Pobudzanie testowe wyjść z procesu (5) sekwencją danych w przedziale do 128 kolejnych przecięć. Wyzwalanie trygerem testowym CMS.
		N=128	
(6)	Wielotrygerowa akwizycja danych strumienia	D=745	Akwizycja danych wejściowych i wyjściowych z procesu (6) dla ciągu 16 kolejnych przecięć pakietów. Derandomizacja jest inicjalizowana przez tryger pierwszego stopnia eksperymentu CMS lub na żądanie.
		L=2	
		M _{1,2} =16	
		N=256	
	Pomiar rozkładu wartości danych strumienia	D=9	Rozkład wartości energii wykrytych mionów przez procesory trajektorii dla kanału o największej energii po sortowaniu.
		M=32	
	Pomiar rozkładu wartości danych strumienia	D=9	Rozkład wartości energii wykrytych mionów przez procesory trajektorii dla kanału o drugiej w kolejności energii po sortowaniu.
		M=32	
	Pomiar rozkładu wartości danych strumienia	D=9	Rozkład wartości energii wykrytych mionów przez procesory trajektorii dla kanału o trzeciej w kolejności energii po sortowaniu.
		M=32	
	Pomiar rozkładu wartości danych strumienia	D=9	Rozkład wartości energii wykrytych mionów przez procesory trajektorii dla kanału o czwartej w kolejności energii po sortowaniu.
		M=32	
	Sekwencer testowy	D=448	Pobudzanie testowe wejść do procesu (6) sekwencją danych w przedziale do 128 kolejnych przecięć. Wyzwalanie trygerem testowym CMS.
		N=128	
	Sekwencer testowy	D=84	Pobudzanie testowe wyjść z procesu (6) sekwencją danych w przedziale do 128 kolejnych przecięć. Wyzwalanie trygerem testowym CMS.
		N=128	

Proces (rys. 64)	Moduł diagnostyczny		
	Nazwa	Parametry	Opis
(7)	Wielotrygerowa akwizycja danych strumienia	D=966	Akwizycja danych wejściowych i wyjściowych z procesu (7) dla ciągu 8 kolejnych przecięć pakietów. Derandomizacja jest inicjalizowana przez tryger pierwszego stopnia eksperymentu CMS lub na żądanie.
		L=2	
		M _{1,2} =16	
		N=256	
	Zliczanie flag strumienia binarnego	D=32	Zliczanie wykrytych trajektorii mionów dla wszystkich kanałów wejściowych. Wyznaczana jest średnia częstość detekcji trajektorii dla każdego kanału.
		M=32	
	Sekwencer testowy	D=672	Pobudzanie testowe wejść do procesu (7) sekwencją danych w przedziale do 128 kolejnych przecięć. Wyzwalanie trygerem testowym CMS.
		N=128	
	Pomiar rozkładu wartości danych strumienia	D=9	Rozkład wartości energii sortowanych mionów dla kanału o największej energii po sortowaniu dla obszaru beczki.
		M=32	
	Pomiar rozkładu wartości danych strumienia	D=9	Rozkład wartości energii sortowanych mionów dla kanału o drugiej w kolejności energii po sortowaniu dla obszaru beczki.
		M=32	
	Pomiar rozkładu wartości danych strumienia	D=9	Rozkład wartości energii sortowanych mionów dla kanału o trzeciej w kolejności energii po sortowaniu dla obszaru beczki.
		M=32	
	Pomiar rozkładu wartości danych strumienia	D=9	Rozkład wartości energii sortowanych mionów dla kanału o czwartej w kolejności energii po sortowaniu dla obszaru beczki.
		M=32	
	Pomiar rozkładu wartości danych strumienia	D=9	Rozkład wartości energii sortowanych mionów dla kanału o największej energii po sortowaniu dla obszaru pokryw.
		M=32	
	Pomiar rozkładu wartości danych strumienia	D=9	Rozkład wartości energii sortowanych mionów dla kanału o drugiej w kolejności energii po sortowaniu dla obszaru pokryw.
		M=32	
	Pomiar rozkładu wartości danych strumienia	D=9	Rozkład wartości energii sortowanych mionów dla kanału o trzeciej w kolejności energii po sortowaniu dla obszaru pokryw.
		M=32	
	Pomiar rozkładu wartości danych strumienia	D=9	Rozkład wartości energii sortowanych mionów dla kanału o czwartej w kolejności energii po sortowaniu dla obszaru pokryw.
		M=32	

Rezultaty uzyskiwane z modułów diagnostycznych opisanych w tabl. 9 znalazły szerokie zastosowanie w nadzorze eksperymentu CMS. Dostarczane informacje są na bieżąco analizowane przez obsługę eksperymentu i służą ocenie pracy eksperymentu. Na rys. 67 przedstawiono, jako reprezentatywny przykład, monitoring procesu (1) z tabl. 9. W części A są pokazane średnie (kolor szary) i maksymalne (kolor czarny) częstości przejść cząstek z poszczególnych pasków komory. W części B jest przedstawiony przebieg zmian w czasie średnich częstości dla kanałów pomiarowych wybranych przez użytkownika. Część C reprezentuje rozkład średnich częstości przejść cząstek przez komory dla kolejnych przecięć orbity (tzw. wykres struktury orbity).



Rys. 67. Przykład monitoringu procesu (1) z tabl. 9

7. PODSUMOWANIE

Duże, rozproszone i synchroniczne systemy TRIDAQ stosowane we współczesnych eksperymentach FWE stanowią złożoną strukturę setek lub tysięcy odrębnych bloków elektronicznych rozmieszczonych na dużych powierzchniach. W każdym z bloków rzeczywistego systemu są realizowane określone procesy synchroniczne w zakresie pomiarów, akwizycji i koncentracji danych, szybkiego przetwarzania logicznego i numerycznego oraz monitoringu i diagnostyki. Między modułami są prowadzone połączenia elektryczne lub optyczne umożliwiające szybką, synchroniczną dystrybucję informacji. Liczba i forma połączeń wynika z konkretnego rozwiązania sprzętowego danego systemu TRIDAQ.

7.1. SYSTEMATYZACJA ETAPÓW PROJEKTOWANIA

Ujęcie rozległego systemu TRIDAQ w formie rozproszonej sieci procesów synchronicznych pozwoliło autorowi uzyskać jednolity model funkcjonalny. Każdy z procesów realizuje określoną funkcję przetwarzania wejściowych strumieni danych. Różne rodzaje strumieni danych stosowane w systemach rzeczywistych są reprezentowane poprzez zunifikowaną formę strumienia synchronicznego. Identyfikator strumienia pozwala jednoznacznie określić zasady synchronizacji względem innych strumieni.

Na podstawie modelu systemu TRIDAQ autor opracował Zunifikowaną Strukturę Węzła (ZSW) oraz przedstawił w rozprawie systemowe podejście do zagadnień systematyzacji modelowania, projektowania, realizacji oraz eksploatacji systemów TRIDAQ realizowanych na bazie układów FPGA.

Wykorzystanie układów FPGA w rozległych systemach TRIDAQ pozwala w sposób systemowy rozważać postępowanie na etapach ich modelowania, projektowania, realizacji oraz eksploatacji. Są to zagadnienia powiązanie, które w konsekwencji umoż-

liwiają zbudowanie systemu TRIDAQ o dużym stopniu niezawodności i przeznaczonego do działania przez wiele lat w eksperymencie FWE.

7.1.1. Etap modelowania

Różnorodność i złożoność modelowanych struktur rozległych sieci procesów synchronicznych wynika z rzeczywistych, unikanych potrzeb danego przedsięwzięcia badawczego z zakresu FWE. Systemy tworzą modele struktur koncentratorów w dwóch wzajemnie sprzężonych kategoriach:

koncentracji funkcjonalnej, która wynika z algorytmu przetwarzania w danym ZSW i prowadzi do fizycznej redukcji informacji wynikowej,

koncentracji aparaturowej, która umożliwia redukcję liczby sygnałów dystrybuowanych w sieci systemu.

Rozpatrywanie systemu jako rozległej sieci szybkich i synchronicznych procesów potokowych doprowadziło, już na poziomie modelowania, do bezpośredniej integracji w układach FPGA procesów z warstwą diagnostyczną. W ramach modelu pokazanego na rys. 40 warstwa diagnostyczna stanowi strukturalne odzwierciedlenie warstwy funkcjonalnej koncentratora. Struktura modelu jest jednoznacznie określona zarówno pod względem elementów składowych, jak i wzajemnych powiązań. Poszczególne jej części dokonują wymiernej oceny jakości działania pojedynczego węzła.

Przyjęcie takiego rozwiązania powoduje, że wymagany jest wyłącznie podział systemu na właściwe procesy tworzące ZSW. Podział ten stanowi podstawę dalszych etapów tworzenia systemu. Struktura funkcjonalna ZSW jest jednoznacznie określona.

7.1.2. Etap projektowania

Korzyści wynikające z jednoznacznie określonej struktury funkcjonalnej systemu przetwarzania oraz poszczególnych ZSW są następujące:

- warstwa funkcjonalna systemu, składająca się z procesów oraz sieci dystrybucji sygnałów, jest jednoznacznie określona, a wymagania jakim musi sprostać warstwa diagnostyczna przypisana każdemu procesowi są dobrze zdefiniowane,
- wykorzystując metodykę projektowania obu sprzężonych warstw uzyskuje się implementację węzła z uwzględnieniem wzajemnych wymagań oraz ograniczeń,
- standaryzację węzła na poziomie funkcjonalnym można dodatkowo odnieść do:
 - *standaryzacji technologicznej*, która wynika z użycia programowalnych układów FPGA oraz stosowania technik projektowania algorytmicznego w językach wyższego rzędu (np. VHDL),
 - *standaryzacji metodologicznej* oceny jakości działania poszczególnych węzłów systemu w zakresie oceny działania warstwy sprzętowej i procesowej,
 - *standaryzacji strukturalnej* opartej o jednoznacznie zdefiniowaną zunifikowaną strukturę węzła (ZSW) złożoną z niezależnych bloków zadaniowych.

Uzyskano możliwość postępowania algorytmicznego, posługując się jednoznacznie funkcjonalnie unormowaną strukturą warstwy diagnostycznej. Dokonuje się implementacji określonych bloków zadaniowych lub rezygnuje się z ich użycia.

7.1.3. Etap realizacji

Możliwość implementacji ZSW w układach FPGA w formie behawioralnych algorytmów prowadzi do następujących korzyści:

- pozwala szybciej uzyskać docelową konstrukcję, czyli skrócić czas projektowania, zredukować liczbę prototypów oraz obniżyć koszty,
- przeprowadzić symulacje funkcjonalne i czasowe z uwzględnieniem różnych typów układów FPGA oraz z doбором dostępnych w nich zasobów (np. bloków pamięci, elementów DSP itp.),

- umożliwia zastosowanie sparametryzowanych bloków zadaniowych w warstwie diagnostycznej, gdzie następuje rzeczywisty dobór wymagań.

Jednoznacznie zdefiniowana struktura ZSW umożliwiła opracowanie fizycznych modułów elektronicznych systemu (m.in. dobór zasobów oraz konstrukcję PCB), jak również stowarzyszonego oprogramowania kontrolno-diagnostycznego.

7.1.4. Etap eksploatacji

Omówione w rozdz. 6 przykłady praktycznych rozwiązań systemów TRIDAQ dla eksperymentów FWE w zakresie diagnostyki świadczą o następujących korzystnych cechach systemów bazujących na modelu omówionym w rozprawie:

- wykorzystanie strumienia danych fizycznych z detektora do oceny jakości aparaturowej i procesowej pozwala na bieżący monitoring stanu systemu podczas jego pracy w eksperymencie,
- ocena jakości działania procesu może być oparta na odpowiednio dobranych metodach analizy sygnałów rzeczywistych,
- analiza sygnałów dostarcza informacji o stanie działania detektora, a ponadto ułatwia proces poznawania właściwości detektora.

7.2. AUTORSKIE REZULTATY PRAKTYCZNE

Autor od roku 1990 do czasu publikacji rozprawy osobiście uczestniczył w procesach projektowania, realizacji, uruchamiania i eksploatacji kilku systemów TRIDAQ przy największych europejskich akceleratorach cząstek przeciwbieżnych. W szczególności prace wykonane przez autora obejmowały opracowanie:

1. dla detektora VETO WALL w eksperymencie ZEUS (lata 1990-2000) [169]:
 - kompletnego 96-kanalowego systemu TRIDAQ detektora VETO WALL [170],

- kompletnego 192-kanalowego impulsatora programowalnego do celów diagnostycznych systemu TRIDAQ detektora VETO WALL [40].
2. dla detektora BAC w eksperymencie ZEUS (lata 1991-2002) [142]:
- kompletnego systemu odczytu pozycyjnego dla ok. 40 tys. kanałów [146],
 - kompletnego systemu sterowania akwizycją danych odczytu energetycznego z ponad 2 tys. kanałów [171],
 - kompletnego systemu testowania impulsami programowalnymi [25], [143],
 - częściowe (współautor) systemu trygera lokalnego BAC bazującego na układach FPGA [143],
 - kompletnej warstwy diagnostycznej zaimplementowanej w układach FPGA dla trygera lokalnego BAC [147] (por. podrozdz. 6.1).
3. dla detektora RPC w eksperymencie CMS (lata 1995-2010) [161]:
- częściowe (współautor) systemu TRIDAQ Trygera Mionowego RPC dla ok. 200 tys. kanałów pomiarowych [172],
 - kompletnej warstwy firmware dla ok. 4 tys. układów FPGA tworzących łącznie tor wytwarzania Trygera Mionowego RPC [49], [166], [168]
 - kompletnej warstwy diagnostycznej zaimplementowanej w układach FPGA dla systemu TRIDAQ Trygera Mionowego RPC (por. podrozdz.6.2) [6], [173].

W praktycznych zastosowaniach modelu dla współczesnych eksperymentów FWE autor wskazał na dwie użyteczne formy strumieni: z identyfikatorem pakietu ($\mathbf{I}_B$) i przypadku ($\mathbf{I}_E$). Wykorzystanie modelu do formalnego opisu dystrybucji i synchronizacji strumieni synchronicznych w rozległym systemie TRIDAQ nie implikuje konieczności rozbudowy jego warstwy sprzętowej, a co za tym idzie, zwiększenia nakładów ludzkich i finansowych na jego realizację. W znacznej części praktycznych rozwiązań, identyfikatory strumienia nie posiadają rzeczywistej reprezentacji, natomiast określają charakter danego strumienia synchronicznego, a w konsekwencji wprost wskazują na użyteczne metody jego synchronizacji w systemie oraz przetwarzania

w procesach synchronicznych i w tym sensie pełnią ważką rolę systematyzującą oraz wspomagającą zarówno projektanta jak i użytkownika systemu.

Uzyskanie rozbudowanej i sparametryzowanej warstwy diagnostycznej umożliwiło jej wykorzystanie m. in. dla następujących zadań:

- bieżącej oceny jakości działania poszczególnych modułów elektronicznych,
- wykrywania i lokalizowania nieprawidłowości w działaniu systemu TRIDAQ,
- przeprowadzania standardowych procedur testowych,
- analizy w czasie rzeczywistym przepływu strumienia danych fizycznych,
- przeprowadzania procedur kalibracyjnych i stały nadzór nad warunkami kalibracji,
- automatycznej synchronizacji systemu TRIDAQ i kontroli stanu synchronizacji.

Omówiona w rozprawie metoda projektowania systemów TRIDAQ została przez autora również zastosowana w opracowaniu Mionowego Trygera Technicznego RPC w eksperymencie CMS [174] oraz systemu sterowania niobową wnęką nadprzewodzącą akceleratora FLASH (XFEL) w DESY [175]-[179].

7.3. PRZEWIDYWANE KIERUNKI ROZWOJU SYSTEMÓW TRIDAQ

W tabl. 10 przedstawiono szacunkowe zestawienie udziału projektowania i implementacji warstwy diagnostycznej w omawianych w rozprawie systemach TRIDAQ w stosunku do systemów pozbawionych warstwy diagnostycznej. Dzięki zastosowaniu układów FPGA mógł nastąpić wyraźny przyrost udziału warstwy diagnostycznej w budowie systemów TRIDAQ. Uzyskano dodatkowe informacje o statystycznych właściwościach sygnałów fizycznych oraz rezultatach ich przetwarzania w kolejnych procesach.

Tabl. 10. Zbiorcze zestawienie udziału warstwy diagnostycznej w budowie systemu TRIDAQ

<i>Ekperymet</i> TRIDAQ (okres projektu)	Liczba kanałów z detektorów (w tys.)	Liczba kanałów diagnostyki (w tys.)	Udział kanałów diagnostyki [%]	Udział diagnostyki w zasobach FPGA [%]	Udział diagnostyki w kosztach projektu [%]	Udział diagnostyki w czasie projektu [%]
<i>ZEUS</i> Tryger BAC (2000-2002)	0,5 k	2 k	80	80	80	50
<i>CMS</i> Tryger RPC (1996-2008)	200 k	300 k	60	60	20	40

Dla kolejnych generacji systemów TRIDAQ całkowity koszt i czas realizacji warstwy diagnostycznej zmniejsza się z następujących powodów:

1. Najnowsze generacje układów FPGA posiadają dostatecznie duże zasoby elementów logicznych, bloków pamięci, bloków DSP itp, co umożliwia implementację wielu procesów przetwarzania wraz ze zintegrowaną warstwą diagnostyczną w jednym układzie scalonym. Ten trend technologiczny będzie się utrzymywał w przyszłości (por. rys. od 17 do 21).
2. Wykorzystuje się wcześniej opracowane i przetestowane sparametryzowane, behawioralne bloki diagnostyczne, co umożliwia szybką realizację rozbudowanych projektów modularnych przy zapewnieniu dużego poziomu ich niezawodności.
3. Uzyskanie rozwiązań modularnych zarówno w warstwie aparaturowej, jak i programistycznej przyspieszyło proces projektowania i uruchamiania systemów potokowych oraz obniżyło ich zawodność.
4. Wbudowane szybkie bloki DSP pozwalają na realizację zaawansowanych sprzętowych algorytmów równoległego przetwarzania numerycznego bezpośrednio zintegrowanych z wewnętrzną częścią logiczną układu FPGA.
5. Wykorzystanie wbudowanych w układy FPGA takich elementów jak procesory klasy PC i gigabitowe łącza Ethernet dostosowane do transmisji optoelektronicznej,

zapewniają efektywne sterowanie komputerowe, przetwarzanie numeryczne danych, kalibrację kanałów pomiarowych, obsługę procesów testowych oraz akwizycję i dystrybucję danych.

Obecnie najważniejszą rolę w budowie systemów TRIDAQ odgrywają programowalne układy FPGA. Obserwuje się coraz powszechniejsze ich stosowanie (m.in. układy firmy Xilinx, Altera, Actel itp.). Popularność układów FPGA sukcesywnie wzrasta dzięki szybko malejącym cenom oraz rosnącym zasobom logicznym. Układ FPGA może być wielokrotnie programowany, co umożliwia rekonfigurację funkcjonalną elektroniki już po jej zamontowaniu na obiekcie. Dzięki temu usunięcie wykrytych nieprawidłowości lub implementacja nieprzewidzianych wcześniej potrzeb funkcjonalnych może być zrealizowana na poziomie firmware i nie wymaga ingerencji ekip technicznych oraz kosztownej wymiany aparatury elektronicznej.

W opinii autora dalszy rozwój systemów TRIDAQ będzie wymagał szerszego stosowania układów i urządzeń optoelektronicznych. Są one coraz częściej wykorzystywane w eksperymentach FWE, co pokazano na przykładzie systemu TRIDAQ detektora RPC w eksperymencie CMS. Układy tego typu szybko tanieją i znajdują zastosowanie w takich obszarach jak np. szybka, synchroniczna transmisja danych. Transmisja optoelektroniczna, umożliwiająca dystrybucję danych na duże odległości, jest odporna na zakłócenia EM i wykazuje się bardzo dobrą stabilnością parametrów (m.in. bardzo małą wartością BER).

Coraz bardziej zwiększające się wymogi funkcjonalne nakładane na systemy TRIDAQ przez eksperymenty FWE będą wymagały uzupełnienia systemów o procesory DSP i komputery wbudowane. Zdaniem autora będzie to prowadzić do konstrukcji modularnych, szybkich i wielokanałowych koncentratorów o dużej mocy obliczeniowej, których kanały wejściowe i wyjściowe będą w dużej części realizowane w postaci optycznej.

BIBLIOGRAFIA

- [1] J.Królikowski: „Eksperymenty fizyki wysokich energii ostatnich dwudziestu lat”, Kwartalnik Elektroniki i Telekomunikacji PAN, Tom 48, nr 2, str. 189-212, 2002
- [2] M.Turała: „Techniki elektroniczne w doświadczalnej fizyce wysokich energii”, Kwartalnik Elektroniki i Telekomunikacji PAN, Tom 48, nr 2, str. 179-188, 2002
- [3] K.Poźniak: „Distributed TRIDAC systems for large HEP experiments part I – System architecture”, Proc. of SPIE, Tom 6937, art. nr 69370D, 2007
- [4] K.Poźniak: „FPGA-based, specialized trigger and data acquisition systems for high-energy physics experiments”, Meas. Sci. Technol., Tom 21, nr 6, rev. art. nr 062002, 2010
- [5] K.Poźniak: „Diagnostic layer integration in FPGA-based pipeline measurement systems for HEP experiments”, Meas. Sci. Technol., Tom 18 nr 8, art. nr 019, str. 2432-2445, 2007
- [6] K.Poźniak: „Modeling of synchronous data streams processing in the RPC Muon Trigger system of the CMS experiment”, J. on Electr. and Telecom., Tom 56, nr 4, str. 489-502, 2010
- [7] K.Poźniak: „Distributed TRIDAC systems for large HEP experiments part II – Implementation for BAC (ZEUS at HERA) and RPC (CMS at LHC) detectors”, Proc. of SPIE, Tom 6937, art. nr 69370E, 2007
- [8] S.F.Novaes: „Standard model: An Introduction”, Proc. of the 10th Jorge Andre Swieca Summer School, Sao Paulo, Brazylia, 1999
- [9] H.E.Haber: „Higgs Theory and Phenomenology in the Standard Model and MSSM”, Proc. of 10th International Conference on Supersymmetry and Unification of Fundamental Interactions (SUSY02), Hamburg, Niemcy, 2002
- [10] www.fnal.gov – [Fermi National Accelerator Laboratory]
- [11] <http://www.lhc01.cern.ch/> – [LHC homepage]
- [12] S.Raby: „Grand Unified Theories”, Proc. of 2nd World Summit on Physics Beyond the Standard Model, Wyspy Galapagos, Ekwador, 2006
- [13] S.Pokorski: „Uwagi n.t. programu fizycznego LHC”, Proc. of the 1st Workshop on „Polish Contribution to CMS Experiments”, Wydział Fizyki UW, Warszawa, Polska, 2002
- [14] CMS Collaboration: „The Compact Muon Solenoid – introduction”, CERN, Szwajcaria, 1998
- [15] XXVI International Conference on High Energy Physics, Tom I i II, Texas, USA, 1992
- [16] <http://www.cern.ch/> – [CERN – European Laboratory for Particle Physics]
- [17] <http://www.desy.de/> – [DESY home page]
- [18] www.slac.stanford.edu – [Stanford Linear Accelerator Center]
- [19] <http://www.bnl.gov> – [Brookhaven National Laboratory]
- [20] <http://www.hep.th.cornell.edu/public/CESR/> – [Cornell Electron Storage Ring]
- [21] <http://www.kek.jp/intra.html> – [KEK organization]
- [22] <http://pdg.lbl.gov/index.html> – [The Review of Particle Physics]
- [23] K.Poźniak: „Electronics and photonics for high energy physics experiments”, Proceedings of SPIE, Bellingham, WA, USA, Tom 5125, 2003
- [24] W.Dąbrowski, K.Poźniak, R.Romaniuk: „Elektronika dla Fizyki Wysokich Energii”, Kwartalnik Elektroniki i Telekomunikacji PAN, Tom 48, nr 2, str. 213-232, 2002

-
- [25] G.Grzelak, I.Kudła, K.Poźniak i inni: „System odczytu i układ wyzwalania kalorymetru wspomagającego BAC dla detektora ZEUS”, Kwartalnik Elektroniki i Telekomunikacji PAN, Tom 48, nr 2, str. 359-380, 2002
- [26] W.Dąbrowski: „Elektronika front-end do krzemowego detektora torów w eksperymencie ATLAS”, Kwartalnik Elektroniki i Telekomunikacji PAN, Tom 48, nr 2, str. 247-270, 2002
- [27] J.Andruszków, W.Daniluk, P.Jurkiewicz, A.Kotarba, K.Oliwa, J.Pieron, W.Wierba: „System odczytu i akwizycji danych Monitora Światłości eksperymentu ZEUS”, Kwartalnik Elektroniki i Telekomunikacji PAN, Tom 48, nr 2, str. 349-358, 2002
- [28] E.Banaś, A.Bożek, P.Jałocha, P.Kapusta, Z.Natkaniec, W.Ostrowicz, H.Pałka, M.Różańska: „Rejestracja danych z krzemowego detektora wierzchołka eksperymentu BELLE”, Kwartalnik Elektroniki i Telekomunikacji PAN, Tom 48, nr 2, str. 411-420, 2002
- [29] J.Marzec, K.Zaremba, Z. Pawłowski, B. Konarzewski, G. Domański: „Elektronika komór słomkowych w eksperymencie COMPASS”, Kwartalnik Elektroniki i Telekomunikacji PAN, Tom 48, nr 2, str. 421-434, 2002
- [30] G.Battistoni i inni: „Stability of a line receiver (O-T) preamplifier, connected to a capacitive detector via a transmission line”, Nucl. Instr. and Meth. in Phys. Res. A, Tom 424, str. 533-544, 1999
- [31] L.Fabris, N.W.Madden, H. Yaver: „A fast, compact solution for low noise charge preamplifiers”, Nucl. Instr. and Meth. in Phys. Res. A, Tom 424, str. 545-551, 1999
- [32] M. Burks i inni: „A gas microstrip detector with low noise preamplifier/shaper integrated onto a common silicon substrate”, Nucl. Instr. and Meth. in Phys. Res. A, Tom 423, str. 282-289, 1999
- [33] Y.Hu, A.Loge, W.Dulinski: „A low noise, low power BiCMOS preamplifier-shaper for microstrip detectors using DMILL process and irradiation measurements”, Nucl. Instr. and Meth. in Phys. Res. A, Tom 423, str. 272-281, 1999
- [34] A.Bamberger i inni: „The presampler for the forward and rear calorimeter in the ZEUS detector”, Nucl. Instr. and Meth. in Phys. Res. A, Tom 382, str. 419-429, 1996
- [35] W.Dąbrowski, H.F.-W.Sadrozinski, J.DeWitt: „Design and testing of fast, low-power, low-noise amplifier-comparator VLSI circuits”, Nucl. Instr. and Meth. in Phys. Res. A, Tom 314, str. 199-203, 1992
- [36] A.Bornheim i inni: „The Presampler for FCAL and RCAL in ZEUS”, ZEUS-Note 95-130, DESY, Niemcy, 1995
- [37] H.Grabosch i inni: „A Prototype Presampler for the Uranium-Scintillator Calorimeter in ZEUS”, ZEUS-Note 93-059, DESY, Niemcy, 1993
- [38] P.Fischer: „The ATLAS Pixel Front End Chip FEI in 0.25 μ m Technology”, Proc. 8th Workshop on Electronics for LHC Experiments, Colmar, Francja, 2002
- [39] U.S. NIM Committee: „Standard NIM instrumentation system”, raport nr DOE/ER-0457T, U.S. Department of Energy, 1990
- [40] K.Poźniak, M.Adamus: „Programowalny impulsator optyczny przeznaczony do kontroli systemu pomiarowego detektora VETO WALL w Eksperymencie ZEUS przy akceleratorze HERA”, V Krajowa Konferencja „Światłowody i ich Zastosowania”, Wyd. Prace Naukowe Politechniki Białostockiej, Białowieża, Polska, 1998
- [41] H.Deppe, M.Feuerstack-Raible, U.Stange, U.Trunk, U.Uwer: „OTIS – A Radiation Hard TDC For LHCb”, Proc. 8th Workshop on Electronics for LHC Experiments, Colmar, Francja, 2002
- [42] J.Christiansen, M.Mota: „A high-resolution time interpolator based on a delay locked loop and an RC delay line,” IEEE J. Solid-State Circuits, Tom 34, str. 1360-1366, 1999
- [43] IEEE Computer Society/Microprocessor Standards Committee: „ANSI/IEEEANSI/IEEE Std 1014-1987 IEEE Standard for A Versatile Backplane Bus: VMEbus – Description”, IEEE, 1998

- [44] J.Thomas i inni: „Study of LVDS Serial Links for the ATLAS Level-1 Calorimeter Trigger”, Proc. 6th Workshop on Electronics for LHC Experiments, Kraków, Polska, 2000
- [45] The IEEE 802 LAN/MAN Standards Committee: „IEEE 802.3: LAN/MAN CSMA/CDE (Ethernet) access method”, IEEE, 1985-2010
- [46] S.A.Baird, K.W.Bell, J.A.Coughlan, C.P.Day, E.J.Freeman, W.J.F.Gannon, R.N.J.Halsall, J.Salisbury, A.A.Shah, S.Taghavirad, I.R.Tomalin, E.Corrin, C.Foudas, G.Hall: „The Front-End Driver Card for the CMS Silicon Strip Tracker Readout”, Proc. 8th Workshop on Electronics for LHC Experiments, Colmar, Francja, 2002
- [47] E.Hazen, J.Rohlf, S.Wu, A.Baden, T.Grassi: „The CMS HCAL data concentrator: a modular, standards-based implementation” , Proc. 7th Workshop on Electronics for LHC Experiments, Sztokholm, Szwecja, 2001
- [48] H.C. van der Bij i inni: „S-LINK: A Prototype of the ATLAS Read-out Link”, Proc. of the 4th Workshop on Electronics for LHC Experiments, Rzym, Włochy, 1998
- [49] M.Górski, M.Kudła, K.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, Tom 419, str. 701-706, 1998
- [50] L.W.Wiggers, M.G.van Beuzekom, W.Vink, M.Zupan: „Pile-Up Veto L0 Trigger System for LHCb using large FPGA's”, Proc. 8th Workshop on Electronics for LHC Experiments, Colmar, Francja, 2002
- [51] R.Vari, V.Bocci, E.Petrolo, S.Veneziano: „The Design of the Coincidence Matrix ASIC of the ATLAS Barrel Level-1 Muon Trigger”, Proc. 8th Workshop on Electronics for LHC Experiments, Colmar, Francja, 2002
- [52] L.Royer, G.Bohner, J.Lecoq: „An ASIC dedicated to the RPCs' front-end of the dimuon arm trigger in the ALICE experiment”, Proc. 6th Workshop on Electronics for LHC Experiments, Kraków, Polska, 2000
- [53] K.Hasuko, C.Fukunaga, Y.Hasegawa, R.Ichimiya, M.Ikeno, H.Iwasaki, H.Kano, Y.Katori, T.Kobayashi, H.Kurashige, L.Levinson, N.Lupu, T.Niki, S.Nishida, T.K.Ohsaka, H.Sakamoto, O.Sasaki, S.Tarem, D.Toya: „First-Level Endcap Muon Trigger System for ATLAS”, Proc. 6th Workshop on Electronics for LHC Experiments, Kraków, Polska, 2000
- [54] W.H.Smith, P.Chumney, S.Dasu, M.Jaworski, J.Lackey: „CMS Regional Calorimeter Trigger High Speed ASICs”, Proc. 6th Workshop on Electronics for LHC Experiments, Kraków, Polska, 2000
- [55] S.Schadmand i inni: „A fast programmable multiplicity trigger system”, Nucl. Instr. and Meth. in Phys. Res. A, Tom 423, str. 174-182, 1999
- [56] D.Haas i inni: „The new inner-TEC trigger of the L3 experiment using a hadwired neural network processor”, Nucl. Instr. and Meth. in Phys. Res. A, Tom 420, str. 101-116, 1999
- [57] R.Benetta i inni: „Beam tests of the trigger and digital processing electronics for the electromagnetic calorimeter of the CMS experiment”, Nucl. Instr. and Meth. in Phys. Res. A, Tom 413, str. 31-42, 1998
- [58] M.Bourquin i inni: „The new level-1 trigger for the forward tagger of the L3 experiment”, Nucl. Instr. and Meth. in Phys. Res. A, Tom 411, str. 275-284, 1998
- [59] G.Gratta: „A fast programmable trigger for pattern recognition”, Nucl. Instr. and Meth. in Phys. Res. A, Tom 400, str. 456-462, 1997
- [60] R.Cardarelli i inni: „On a very fast topological trigger”, Nucl. Instr. and Meth. in Phys. Res. A, Tom 324, str. 253-259, 1993
- [61] S.Eichenberger i inni: „A fast pipelined trigger for the H1 experiment based on multiwire proportional chamber signals”, Nucl. Instr. and Meth. in Phys. Res. A, Tom 323, str. 532-536, 1992
- [62] S.R.Amendolia: „New trigger techniques”, Nucl. Instr. and Meth. in Phys. Res. A, Tom 315, str. 443-445, 1992

-
- [63] C.Maiolino: „HERMES: a high-performance readout and digital trigger system for nuclear multidetectors”, Nucl. Instr. and Meth. in Phys. Res. A, Tom 311, str. 309-318, 1992
- [64] J.Królikowski, I.M.Kudła, K.Poźniak i inni: „Alternative Implementation of Pattern Comparator Trigger Based on SRAM”, CMS IN 2001/004, CERN, Szwajcaria, 2001
- [65] P.Goettlicher i inni: „The Frontend Readout and Trigger Electronics for the FPC”, ZEUS-Note 99-013, DESY, Niemcy, 1999
- [66] K.Poźniak, R.Romaniuk, P.Rutkowski, I.Kudła, M.Pietrusiński: „JTAG test system for RPC muon trigger at CMS experiment”, Proceedings of SPIE, Bellingham, WA, USA, Tom 5125, str. 124-139, 2003
- [67] W.Zabołotny, S.Jodłowski, M.Pietrusiński, K.Poźniak, M.Kudła: „Multi-channel boundary scan controller”, Proceedings of SPIE, Bellingham, WA, USA, Tom 5125, str. 119-123, 2003
- [68] A.Flavell i inni: „CTD RC: The run control system for the central tracking detector of the ZEUS detector”, ZEUS-Note 97-024, DESY, Niemcy, 1997
- [69] K.Poźniak: „Software control and testing of the HIT-READOUT for the BAC detector”, ZEUS-Note 96-117, DESY, Niemcy, 1996
- [70] T.Jeżyński, Z.Łuszczak, K.Poźniak, R.Romaniuk, M.Pietrusiński: „Control and monitoring of data and trigger system (TRIDAQ) for backing calorimeter (BAC) of ZEUS experiment”, Proceedings of SPIE, Bellingham, WA, USA, str. 182-192, Tom 5125, 2003
- [71] A.Gierej, D.Górczyński, K.Poźniak, R.Romaniuk i inni: „Obiektowo i bazodanowo zorientowany system diagnostyczny dla Kalorymetru Uzupełniającego BAC eksperymentu ZEUS”, Kwartalnik Elektroniki i Telekomunikacji PAN, Tom 48, nr 2, str. 381-396, 2002
- [72] K.Banzuzi, T.Czyżew, I.M.Kudła, T.Nakielski, E.Pietarinnen, K.Poźniak, R.Romaniuk: „Model systemu pomiaru Bit Error Rate optoelektronicznej magistrali synchronicznej dla detektora Trygera Mionowego w eksperymencie CMS (CERN, Genewa)”, II Krajowy Kongres Metrologii, Politechnika Warszawska, Warszawa, Polska, Tom II, str. 573-576, 2001
- [73] K.Poźniak, R.Romaniuk, T.Jeżyński, A.Kuliński i inni: „Bazodanowy rozproszony system metrologiczny dla detektora BAC w eksperymencie ZEUS (DESY Hamburg)”, II Krajowy Kongres Metrologii, Politechnika Warszawska, Warszawa, Polska, Tom II, str. 645-648, 2001
- [74] C.Youngman: „The ZEUS silicon microvertex detector DAQ and slow control systems”, 13th IEEE-NPSS Real Time Conference, Montreal, Kanada, sesja T9, RT-40, 2003
- [75] B.Bednarek i inni: „Monitoring Proportional Counters in BAC Gas System at the ZEUS Experiment”, ZEUS-Note 93-095, DESY, Niemcy, 1993
- [76] R.Szczygieł: „A state of the art rad-hard digital ASIC design for high energy physics experiments”, Meas. Sci. Technol., Tom 18, str. 2413-2417, 2007
- [77] G.Hall: „Recent progress in front end ASICs for high-energy physics”, Nucl. Instr. and Meth. in Phys. Res. A, Tom 541, str. 248-258, 2005
- [78] S.Brown, S., Rose, J.: „FPGA and CPLD architectures: a tutorial”, Design & Test of Computers, IEEE, Tom 13, Issue 2, str. 42-57, 1996
- [79] D.Brown, R.J.Francis, J.Rose, Z.G.Vranesic: „Field-programmable Gate Arrays”, Springer, ISBN 0792392485, 1992
- [80] B.Zeidman: „Designing with FPGAs and CPLDs”, Focal Press, ISBN 1578201128, 2002
- [81] <http://www.altera.com> – [Altera, Inc. home page]
- [82] <http://www.xilinx.com> – [Xilinx, Inc. home page]
- [83] <http://www.actel.com> – [Actel Corp. home page]
- [84] <http://www.latticesemi.com> – [Lattice Semicond. Corp. home page]

- [85] J.Rose, A.el Gamala: „Architecture of Field-Programmable Gate Arrays”, Proc. of the IEEE, Tom 81. nr 7, str. 1013-1029, 1993
- [86] S.Trimberger: „Field-programmable Gate Array Technology”, Springer, ISBN 0792394194, 1994
- [87] J.V.Oldfield, R.C.Dorf: „Field-programmable gate arrays: reconfigurable logic for rapid prototyping and implementation of digital systems”, Wiley-Interscience, ISBN:0-471-55665-3, 1994
- [88] S.Brown „FPGA Architectural Research: A Survey”, Design & Test of Computers, IEEE, Tom 13, iss. 4, pp: 9-15, 1996
- [89] Xilinx: „Virtex-5 FPGA RocketIO GTP Transceiver”, User Guide, UG196 (v1.8.1), Xilinx, Inc, 2008
- [90] Altera: „Stratix IV Transceiver Architecture”, Stratix IV Device Handbook Volume 2, Altera Corp., 2009
- [91] Lattice Semiconductor: „High-Speed SERDES Interfaces In High Value FPGAs”, White Paper, Lattice Semiconductor Corp., 2009
- [92] U.Meyer-Baese: „Digital Signal Processing with Field Programmable Gate Arrays”, Third Edition, Springer, 2007, ISBN 3540726128
- [93] Altera: „DSP Literature”, Altera Corp., 2008
- [94] Actel: „RTAX-DSP Radiation-Tolerant FPGAs”, Product Brief, Actel Corp., 2008
- [95] Lattice Semiconductor: „Embedded Signal Processing Capabilities of the LatticeECP3 sysDSP Block”, White Paper, Lattice Semiconductor Corp., 2009
- [96] Xilinx: „Virtex-5 FPGA XtremeDSP Design Considerations”, User Guide, UG193 (v3.3), Xilinx Inc, 2009
- [97] Xilinx: „PowerPC Processor Reference Guide”, UG011 (v1.2), Xilinx Inc, 2007
- [98] D.C.Doughty i inni: „Massively parallel track-finding system for the level 2 trigger in the CLAS detector at CEBAF”, IEEE Trans. on Nuclear Science, Tom 41, str. 267-273, 1994
- [99] J.K.Köhne i inni: „Realization of a second level neural network trigger for the H1 experiment at HERA”, Nucl. Instr. and Meth. in Phys. Res. A, Tom 389, str. 128-133, 1997
- [100] J.Steinberg i inni: „The level 1 muon trigger for run 2 of DØ”, IEEE Trans. on Nuclear Science, Tom 44, str. 348-353, 1997
- [101] B.Abbott i inni: „A fast, first level, Rø hardware trigger for the DØ central fiber tracker using field programmable gate arrays”, IEEE Trans. on Nuclear Science, Tom 44, str. 354-357, 1997
- [102] S.Anvar i inni: „The charged trigger system of NA48 at CERN”, Nucl. Instr. and Meth. in Phys. Res. A, Tom 419, str. 686-694, 1998
- [103] Y.Ushiroda i inni: „Development of the central trigger system for the BELLE detector at the KEK B-factory”, Nucl. Instr. and Meth. in Phys. Res. A, Tom 438, str. 460-471, 1999
- [104] <http://cmsinfo.cern.ch/Welcome.html> – [CMS Experiment Home Page]
- [105] <http://atlasinfo.cern.ch:80/Atlas/Welcome.html> – [ATLAS homepage]
- [106] <http://www.cern.ch/ALICE/> – [ALICE - A Large Ion Collider Experiment]
- [107] <http://lhcb.cern.ch/> – [LHCb Home Page]
- [108] LHC Collaboration: „The Large Hadron Collider - Conceptual Design”, CERN/AC/95-05, CERN, Szwajcaria, 1995
- [109] <http://www-cdf.fnal.gov/> – [CDF homepage]
- [110] <http://www-d0.fnal.gov/> – [DØ homepage]
- [111] <http://www-bdnew.fnal.gov/tevatron/> – [TEVATRON homepage]
- [112] <http://www-hera-b.desy.de/> – [HERA-B home page]
- [113] <http://adweb.desy.de/mpy/hera/> – [HERA homepage]
- [114] M.Cambiaghi i inni: „A versatile muon trigger system FPGAs based”, Nucl. Instr. and Meth. in Phys. Res. A, Tom 461, str. 514-516, 2001

- [115] J.J.Brooke i inni: „Trigger processing using reconfigurable logic in the CMS calorimeter trigger”, Nucl. Instr. and Meth. in Phys. Res. A, Tom 461, str. 505-506, 2001
- [116] A.Taurok i inni: „Implementation and synchronisation of the First Level Global Trigger for the CMS experiment at LHC”, Nucl. Instr. and Meth. in Phys. Res. A, Tom 473, str. 243-259, 2001
- [117] P.Marciniewski i inni: „A fast programmable trigger system for the WASA experiment”, IEEE Trans. on Nuclear Science, 49, str. 312-317, 2002
- [118] R.Engels i inni: „A flexible data acquisition board for nuclear detectors”, IEEE Trans. on Nuclear Science, Tom 49, str. 318-320, 2002
- [119] J.Toledo i inni: „A plug and play approach to data acquisition”, IEEE Trans. on Nuclear Science, Tom 49 II, str. 1190-1194, 2002
- [120] J.Garvey i inni: „Use of an FPGA to identify electromagnetic clusters and isolated hadrons in the ATLAS level-1 calorimeter trigger”, Nucl. Instr. and Meth. in Phys. Res. A, Tom 512, str. 506-516, 2003
- [121] K.Buńkowski, A.Kalinowski, M.Kudła, K.Poźniak, G.Wrochna: „Pattern comparator trigger algorithm – implementation in FPGA”, Proceedings of SPIE, Bellingham, WA, USA, Tom 5125, 2003
- [122] M.Floris i inni: „A new PCI card for readout in high energy physics experiments”, IEEE Trans. on Nuclear Science, 51 (5 I), str. 2086-2090, 2004
- [123] F.Karstens, et al.: „Programmable trigger logic unit based on FPGA technology”, IEEE Trans. on Nuclear Science, Tom 52, str. 1192-1195, 2005
- [124] G.Haefeli i inni: „The LHCb DAQ interface board TELL1”, Nucl. Instr. and Meth. in Phys. Res. A, Tom 560, str. 494-502, 2006
- [125] R.Downing i inni: „Track extrapolation and distribution for the CDF-II trigger system”, Nucl. Instr. and Meth. in Phys. Res. A, Tom 570, str. 36-50, 2007
- [126] E.J.Siskind: „Data acquisition system issues for large experiments”, Nucl. Instr. and Meth. in Phys. Res. A, Tom 579 (2 SPEC. ISS.), str. 839-843, 2007
- [127] E.Aslanides i inni: „The Level-0 muon trigger for the LHCb experiment”, Nucl. Instr. and Meth. in Phys. Res. A, 579, str. 989-1004, 2007
- [128] R.Arcidiacono i inni: „Flexible custom designs for CMS DAQ”, Nuclear Physics B – Proc. Suppl., Tom 172, str. 174-177, 2007
- [129] E.Imbergamo i inni: „Fast trigger logic with digitized time information”, Nucl. Instr. and Meth. in Phys. Res. A, Tom 597, str. 227-232, 2008
- [130] <http://www.altera.com/products/software/sfw-index.jsp> – [Altera Design Software]
- [131] <http://www.model.com/products/default.asp> – [ModelSim Products Page]
- [132] <http://www.actel.com/products/software/libero/default.aspx> – [Actel's Flagship FPGA Development Software]
- [133] <http://www.latticesemi.com/products/designsoftware/> – [Lattice – FPGA and Logic Design Software]
- [134] http://www.xilinx.com/products/design_resources/design_tool/index.htm – [Xilinx Design Tools]
- [135] <http://www.synplicity.com/products/synplifypro/index.html> – [Synplify Pro Home Page]
- [136] <http://www.mentor.com/products/fpga/> – [Mentor Graphics FPGA Design Home Page]
- [137] W.Wolf: „FPGA-Based System Design”, ISBN: 0131424610, Prentice Hall PTR, 2004
- [138] IEEE Computer Society: „IEEE Standard VHDL Language Reference Manual”, IEEE Std 1076-2008, <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4772740>
- [139] IEEE Computer Society: „IEEE Standard for Verilog Hardware Description Language”, IEEE Std 1364-2001, <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1620780>
- [140] K.Poźniak: „Parametryzowany interfejs komunikacyjny dla układów FPGA”, Kwartalnik Elektroniki i Telekomunikacji, Tom 52, nr 3, str.411-425, 2006

- [141] P.Drabik, K.Pożniak: „Obiektowe środowisko programowania wspierające systemy rekonfigurowalne, implementowane w układach FPGA”, Elektronika – konstrukcje, technologie, zastosowania, Tom 50, nr 8, str.183-187, 2009
- [142] K.Pożniak: „Multitasking measuring system of the Backing Calorimeter for the ZEUS experiment at the HERA accelerator”, Metrology and Measurement Systems, Tom 14, nr 2, str.307-327, 2007
- [143] K.Pożniak, P.Plucinski, G.Grzelak, K.Kierzkowski, I.M.Kudła: „First Level Trigger of the Backing Calorimeter for the ZEUS Experiment”, Proc. of SPIE, Tom 5484, str. 186-192, 2004
- [144] <http://www-zeus.desy.de/> [ZEUS experiment homepage]
- [145] ZEUS Collaboration: „The ZEUS Detector Status Report”, DESY, Niemcy, 1993
- [146] K.Pożniak: „Elektroniczny system naboru danych w eksperymencie Zeus przy akceleratorze Hera”, Elektronika – konstrukcje, technologie, zastosowania, Tom 43, nr 2, str.5-10, 2002
- [147] K.Pożniak: „The FPGA Hardware Diagnostic Layer implementation of the Backing Calorimeter for the ZEUS Experiment”, Proc. of SPIE, Tom 5484, str. 193-201, 2004
- [148] (CMS Collaboration) A., Karjavin, Królikowski, J., Pożniak, K., Zabołotny, W. i inni: „The CMS Trigger Systems”, Technical Design Report, Volume 1, CERN/LHCC 2000-038, CERN, Szwajcaria, 2000
- [149] G.Pugliese, A.Colaleo, M.Kudła, K.Pożniak, G.Wrochna i inni: „The RPC system for the CMS experiment”, IEEE Nucl. Sci. Symp. Conf. Rec, str.822-826, 2006
- [150] (CMS Collaboration) A.Karjavin, J.Królikowski, K.Pożniak, W.Zabołotny i inni: „The CMS experiment at the CERN LHC”, Journal of Instrumentation, Tom 3, nr 8, art. nr S08004, 2008
- [151] (CMS Collaboration) A.Karjavin, J.Królikowski, K.Pożniak, W.Zabołotny i inni: „The CMS RPC system overview”, International Conference of the Balkan Physical Union, Aleksandropolis, Grecja, Tom 1203, str.43-48, 2010
- [152] <http://cmsinfo.cern.ch/Welcome.html> [CMS experiment]
- [153] M.Abbrescia i inni: „The RPC system for the CMS experiment at the LHC”, Nucl. Instr. and Meth. in Phys. Res. A, Tom 508, str. 137-141, 2003
- [154] G.Roselli, M.Abbrescia, K.Pożniak, W.Zabołotny, W.Whitaker i inni: „Resistive plate chamber commissioning and performance in CMS”, Nucl. Instr. and Meth. in Phys. Res. A, Tom 602, nr 3, str.696-699, 2009
- [155] A.Colaleo, F.Loddo, K.Pożniak, W.Zabołotny, W.Whitaker i inni: „First measurements of the performance of the Barrel RPC system in CMS”, Nucl. Instr. and Meth. in Phys. Res. A, Tom 609 nr 2-3, str.114-121, 2009
- [156] G.L.Bayatian, S.Chatrchyan, J.Królikowski, K.Pożniak, W.Zabołotny i inni: „CMS physics technical design report, volume II: Physics performance”, Journal of Physics G: Nuclear and Particle Physics, Tom 34 nr 6, art. nr S01, 2007
- [157] A.Kalinowski, J.Królikowski, P.Zych: „Muon Trigger Algorithms Based on 6 RPC Planes”, CMS NOTE-2001/045, CERN, Szwajcaria, 2001
- [158] K.Banzuzi i inni: „Link System and Crate Layout of the Pattern Comparator Trigger for the CMS detector”, CMS IN 2002/065, CERN, Szwajcaria, 2002
- [159] K.Buńkowski, I.Kassamakov, J.Królikowski, K.Pożniak, D.Rybka i inni: „Radiation tests of CMS RPC muon trigger electronic components”, Nucl. Instr. and Meth. in Phys. Res. A, Tom 538, nr 1-3, str. 708-717, 2005
- [160] K.Pożniak, M.Ptak, R.S.Romaniuk, K.Kierzkowski, I.M.Kudła, M.Pietrusiński, G.Wrochna, K.Banzuzi, D.Ungaro: „Gigabit optical link test system for RPC muon trigger at CMS experiment”, Proc. of SPIE, Tom 5125, str. 155-156, 2003

-
- [161] H.Białkowska, W.Dominik, K.Poźniak, M.Szleper, R.Romaniuk i inni: „Elektroniczny system trygera mionowego RPC w eksperymencie CMS dla akcelatora LHC”, *Elektronika – konstrukcje, technologie, zastosowania*, Tom 50, nr 8, str.240-256, 2009
- [162] T.A.Filipek, K.Poźniak, I.M.Kudła, K.Kierzkowski, W.Okliński, R.S.Romaniuk: „Fast synchronous distribution network of data streams for RPC Muon Trigger in CMS experiment”, *Proc. of SPIE*, Tom 5775, str. 139-149, 2005
- [163] D.Wiacek, I.M.Kudła, K.Buńkowski, K.Poźniak: „Database and interactive monitoring system for the photonics and electronics of RPC Muon Trigger in CMS experiment”, *Proc. of SPIE*, Tom 5775, str. 150-158, 2005
- [164] A.Fengler, I.M.Kudła, P.Zalewski: „Ghosts Buster for the RPC Based Muon Trigger”, *CMS NOTE-1998/012*, CERN, Szwajcaria, 1998
- [165] K.Poźniak: „FPGA-based fast pipeline-parameterized-sorter implementation for first level trigger systems in HEP experiments”, *Proc. of SPIE*, Tom 5484, str. 237-246, 2004
- [166] K.Poźniak: „Parameterized, hierarchical sorter for RPC Muon Trigger”, *Proc. of SPIE*, Tom 5775, str. 111-120, 2005
- [167] K.Buńkowski, A.Colaleo, K.Poźniak, A.Ranieri, T.Tuuva i inni: „Diagnostic tools for the RFC muon trigger of the CMS detector – Design and test beam results”, *IEEE Transactions on Nuclear Science*, Tom 52, nr 6, str.3216-3222, 2005
- [168] K.Buńkowski, K.Doroba1, J.Królikowski1, I.Kudła, K.Poźniak i inni: „Synchronization methods for the PAC RPC Trigger System in the CMS experiment”, *Measurement Science and Technology*, Institute of Physics, London, Tom 18, str. 2446-2455, 2007
- [169] M.Adamus, I.Kudła, K.Poźniak, R.Szwed: „Veto detektor dla eksperymentu Zeus”, *Kwartalnik Elektroniki i Telekomunikacji PAN*, Tom 48, nr 2, str.397-410, 2002
- [170] M.Adamus, K.Poźniak: „Proposal of the new on-line VETO WALL trigger quality checking system”, *ZEUS Note*, 061/1997, DESY, Niemcy, 1997
- [171] I.M.Kudła, R.Kupczak, K.Poźniak: „GFLT signal testing and distribution within the BAC system”, *ZEUS-Note 96-116*, DESY, Niemcy, 1996
- [172] K.Buńkowski, K.Kierzkowski, I.Kudła, K.Poźniak, W.Zabołotny, i inni: „Tryger mionowy RPC w eksperymencie CMS”, *Kwartalnik Elektroniki i Telekomunikacji PAN*, Tom 48, nr 2, str.309-323, 2002
- [173] I.Kudła, T.Nakielski, K.Poźniak, R.Romaniuk: „Diagnostyka i monitorowanie Trygera Mionowego RPC w eksperymencie CMS”, *Kwartalnik Elektroniki i Telekomunikacji PAN*, Tom 48, nr 2, str. 325-336, 2002
- [174] R.T.Rajan, A.Colaleo, F.Loddo, M.Maggi, A.Ranieri, M.Abbrescia, R.Guida, K.Poźniak i inni: „A configurable tracking algorithm to detect cosmic muon tracks for the CMS-RPC based technical trigger”, *Nucl. Instr. and Meth. in Phys. Res. A*, Tom 602, nr 3, str. 792-795, 2009
- [175] K.Poźniak: „FPGA technology application in a fast measurement and control system for the TESLA superconducting cavity of a FLASH free electron laser”, *Meas. Sci. Tech.* Tom 18, nr 8, str. 2336-2347, 2007
- [176] P.Fafara, W.Jalmuzna, K.Poźniak, R.Romaniuk i inni: „FPGA-based implementation of a cavity field controller for FLASH and X-FEL”, *Measurement Science and Technology*, Tom 18, nr 8, str. 2365-2371, 2007

- [177] T.Czarski, K.Pożniak, S.Simrock, A.Brandt, B.Chase i inni: „Superconducting cavity driving with FPGA controller”, Nucl. Instr. and Meth. in Phys. Res. A, Tom 568, nr 2, str.854-862, 2006
- [178] T.Czarski, K.Pożniak, R.S.Romaniuk, S.Simrock: „TESLA cavity modeling and digital implementation in FPGA technology for control system development”, Nucl. Instr. and Meth. in Phys. Res. A, Tom 556, nr 2, str.565-576, 2006
- [179] K.Pożniak: „Zastosowanie dużych matryc FPGA do sterowania LLRF wnękami akceleratora na przykładzie projektu X-FEL”, Elektronika – konstrukcje, technologie, zastosowania, Tom 46, nr 7, str. 31-36, 2005

DIAGNOSTIC METHODS OF FPGA BASED TRIDAQ SYSTEMS FOR HIGH ENERGY PHYSICS EXPERIMENTS

Summary

The thesis considers the issues of modeling, design, realization, testing and commissioning of the Triggering and Data Acquisition Systems (TRIDAQ), used in high energy physics experiments. Distribution problems of synchronous digital data streams are researched. A model of a synchronous stream used in the TRIDAQ system was proposed for information distribution. A general functional structure of a single TRIDAQ network node was introduced. The proposed block structure of the TRIDAQ model facilitates its full implementation in the FPGA circuit. Moreover, a standardization and parameterization of the model are possible, together with integration of the functional and diagnostic layers. A new approach to design methods of the TRIDAQ systems based on the unified model of the network were debated. Examples of pipeline systems, implemented in large FPGA circuits, were presented. The systems were designed and applied in the ZEUS experiment at HERA accelerator in DESY (Hamburg, Germany), and in the CMS experiment at LHC accelerator in CERN (Geneva, Switzerland/France).

SPIS TREŚCI

Wykaz ważniejszych oznaczeń i skrótów	4
1. Wstęp	10
1.1. Zakres, cel i struktura rozprawy	10
1.2. Wprowadzenie do eksperymentów zderzeń wysokoenergetycznych cząstek	12
1.2.1. Akceleratory przeciwbieżne dla eksperymentów FWE	14
1.2.2. Wybrane parametry zderzeń cząstek przeciwsoobnych	18
1.2.3. Kompleksy akceleratorów wysokoenergetycznych	21
1.2.4. Eksperymenty na wiązkach przeciwbieżnych	23
2. Systematyka systemów TRIDAQ stosowanych w eksperymentach FWE	33
2.1. Grupa systemów detektorowych	35
2.1.1. System detekcyjny	35
2.1.2. System trygerowania i akwizycji danych	36
2.1.2.1. Standaryzacja	38
2.1.2.2. Przetwarzanie potokowe	39
2.1.2.3. Akwizycja danych	43
2.1.3. System nadzoru detektora	44
2.2. Systemy globalne eksperymentu	46
2.3. Współczesne systemy TRIDAQ	47
2.3.1. Technologiczne aspekty rozwoju systemów TRIDAQ	49
2.3.2. Rozwój technologii FPGA w kontekście jej zastosowania w systemach TRIDAQ	52
2.3.3. Implementacja systemów TRIDAQ w układach FPGA	57
2.3.3.1. Adaptacja koncentratora systemu TRIDAQ do technologii FPGA	58
2.3.3.2. Zarządzanie systemem TRIDAQ z wykorzystaniem układu FPGA	59
2.3.3.3. Proces projektowania systemu TRIDAQ w technologii FPGA	61
3. Modelowanie systemu TRIDAQ	62
3.1. Strumień synchroniczny	63
3.2. Synchronizacja strumieni	65
3.2.1. Synchronizacja bezwzględna	66
3.2.2. Wybrane funkcje synchronizacji	67
3.3. Synchroniczna dystrybucja strumienia	71
3.4. Proces synchroniczny	74
3.4.1. Derandomizacja synchroniczna z trygerem eksperymentu	77
3.4.2. Koncentracja strumieni przypadków	79
4. Metodyka integracji warstwy diagnostycznej z procesem synchronicznym	81
4.1. Metoda projektowania warstwy diagnostycznej dla procesu synchronicznego	82

4.2. Model zunifikowanej struktury węzła	84
5. Sparametryzowane moduły diagnostyczne implementowane w FPGA.....	87
5.1. Moduły symulacyjne	88
5.1.1. Generator impulsów testowych	88
5.1.2. Sekwencer testowy.....	90
5.2. Moduły nadążne	92
5.2.1. Kondycjonowanie strumienia danych	92
5.2.2. Ocena jakości procesu.....	94
5.3. Moduły selektywne	95
5.3.1. Akwizycja danych strumienia typu „flash”	95
5.3.2. Wielotrygerowa akwizycja danych strumienia.....	97
5.4. Moduły statystyczne.....	101
5.4.1. Zliczanie flag strumienia binarnego.....	101
5.4.2. Pomiar rozkładu wartości danych strumienia.....	104
5.5. Parametryzacja modułów diagnostycznych.....	105
6. Wybrane przykłady implementacji warstwy diagnostycznej.....	106
6.1. Warstwa diagnostyczna trygera detektora BAC w eksperymencie ZEUS	107
6.1.1. Implementacja warstwy diagnostycznej trygera BAC.....	109
6.1.2. Przykłady zastosowania warstwy diagnostycznej	111
6.1.2.1. Ocena jakości aparaturowej kanałów energetycznych.....	111
6.1.2.2. Monitorowanie efektywności trygera lokalnego detektora BAC.....	112
6.1.2.3. Analiza sygnału energetycznego.....	113
6.2. System Trygera Mionowego RPC.....	114
6.2.1. Sieć procesów systemu trygera mionowego RPC	115
6.2.2. Diagnostyka automatycznej synchronizacji strumieni	116
6.2.3. Diagnostyka procesów trygera mionowego RPC	119
7. Podsumowanie.....	124
7.1. Systematyzacja etapów projektowania.....	124
7.1.1. Etap modelowania.....	125
7.1.2. Etap projektowania	125
7.1.3. Etap realizacji.....	126
7.1.4. Etap eksploatacji	127
7.2. Autorskie rezultaty praktyczne.....	127
7.3. Przewidywane kierunki rozwoju systemów TRIDAQ	129
Bibliografia.....	132
Summary.....	140