Univerza v Ljubljani
Fakulteta za Matematiko in Fiziko
Oddelek za Fiziko

Fizika jedra in osnovnih delcev

Gregor Kramberger

Karakterizacija analognih bralnih sistemov za silicijeve mikropasovne detektorje v spektrometru ATLAS

Magistrsko delo

Mentor: doc. dr. Marko Mikuž

Ljubljana, april 1998

Magistrsko delo, ki je potekalo v okviru raziskovalnega programa Odseka za eksperimentalno fiziko osnovnih delcev Instituta Jožef Stefan in Univerze v Ljubljani, sem opravil pod mentorstvom doc. dr. Marka Mikuža in dr. Vladimirja Cindra. Financiralo ga je Ministrstvo za znanost in tehnologijo Republike Slovenije.

Najprej bi se rad zahvalil doc. dr. Marku Mikužu za spodbudo v času študija, skrbno prebiranje magistrskega dela in za vse koristne nasvete, ki jih je ob tem našel.

Prav tako dolgujem zahvalo delovnemu mentorju dr. Vladimirju Cindru, ki mi je pomagal pri reševanju številnih težav in vprašanj. Brez njegovih kritičnih pripomb in nasvetov pri eksperimentalnem delu, izvedba magistrske naloge ne bi bila mogoča. Seveda ne smem spregledati Erika Margana, čigar znaje elektronike mi je prihranilo dosti časa in mi pomagalo prebroditi številne prepreke.

Neprecenljivi so bili tudi stiki s člani delovne skupine za ravoj silicijevih detektorjev v Evropskem laboratoriju za fiziko osnovnih delcev CERN v Ženevi.

Zahvala gre tudi vsem sodelavcem odseka F9 za prijetno delovno vzdušje, med katerimi moram posebej omeniti Marka Bračka, ki je vedno našel čas za nasvet in pomoč.

Nazadnje bi se rad zahvalil še vsem prijateljem, dekletu in staršem, ki so me vzpodbujali in bodrili na moji poti.

Izvleček

V magistrskem delu sta opisana sistema za določanje statičnih lasnosti silicijevih mikropasovnih detektorjev in analognih bralnih čipov, namenjenih za uporabo v spektrometru ATLAS. Drugi sistem omogoča tudi testiranje sklopa detektor–bralna elektronika z izvorom beta.

Namen testiranj detektorjev je določitev zapornih tokov in napetosti popolnega osiromašenja U_{po}. Izmerjena gostota zapornega toka ~ 200 nA/cm^3 ($T = 24°$C) in napetosti popolnega osiromašenja $U_{po} = 25-60$ V se skladajo s pričakovanji.

Testiranje bralnih čipov Felix in SCT32A z kalibracijskimi signali je dalo pričakovane rezultate (signal/šum~ 34), razen za bralni čip Felix, kadar deluje v dekonvolucijskem načinu (signal/šum ~ 21).

Meritve z elektroni iz izvorov beta za sklop detektor–bralni čip so potrdile pričakovanja za bralni čip Felix (signal/šum= 30) in pokazale precejšnjo izgubo signala (30 %) pri meritvah z bralnim čipom SCT32A. Prav tako se je izkazalo, da zberemo pri časih oblikovanja sunkov $\tau = 25$ ns 95% naboja šele pri napetostih, ki so znatno nad napetostjo, potrebno za popolno osiromašenje detektorja.

Ključne besede: spektrometer ATLAS, silicijevi mikropasovni detektorji, razmerje signal-šum, analogna elektronika, bralni čip Felix, bralni čip SCT32A

PACS:

- 74.40+p Spektrometri za delce
- 25.60−j Polprevodniške naprave

Abstract

Two set-ups are described in this thesis: one for measurements of static properties of silicon microstrip detectors and another for testing analogue electronics designed for ATLAS spectrometer. The second set-up can also be used for beta source measurements.

The aim of detector tests was the determination of leakage currents and full depletion voltages for a set of detectors. The measured current density $j \sim 200$ nA/cm^3 ($T = 24°$C) and full depletion voltages $FDV = 25 - 60$ V are in agreement with expectations.

Tests of two analogue read-out chips Felix and SCT32A with calibration pulses are according to expectations (signal-to-noise ~ 34) except for the Felix working in deconvolution mode (signal-to-noise ~ 21).

Measurements of the signal from detectors with electrons from beta source yield expected $S/N \sim 30$ value for the Felix chip in the peak mode of operation. On the other hand a quite substantial loss of signal (30 %) has been observed when testing detectors connected to the SCT32A. It was also determined that detectors have to be significantly overdepleted to get 95 % charge collection efficiency, when using electronics with shaping times of $\tau = 25$ ns (SCT32A).

Keywords: The ATLAS spectrometer,Silicon microstrip detectors, Tests, Signal to noise ratio, Analogue electronics, Felix read-out chip, SCT32A read-out chip

PACS:

- 74.40+p Particle spectrometers
- 25.60−j Semiconductor devices

Kazalo

U_{po}	napetost potrebna za popolno osiromašenje detektorja
U_D	negativna napetost na napajalni liniji detektorjev FOXFET
U_{pas}	potencial pasov p^+
R	napajalni upor
ΔU	potencialna razlika med pasovi p^+ in napajalno linijo
N_{ef}	efektivna koncentracija primesi
N_A	efektivna koncentracija akceptorjev
N_D	efektivna koncentracija donorjev
n	gostota elektronov v prevodnem pasu
p	gostota vrzeli v prevodnem pasu
x	debelina zaporne plast - osiromašenega področja
S	površina detektorja
n_i	gostota nosilcev naboja v čistem siliciju
τ_0	efektivni življenjski čas nosilcev naboja
j_{gen}	gostota generacijskega zapornega toka
S	površina detektorja
U_{gd}	napetost med vrati in napajalno linijo pri detektorjih FOXFET
τ	potreben čas, da sunek doseže vrh - čas oblikovanja sunkov
m.i.d.	najverjetneje odložena energija, ki jo minimalno ionizirajoči delec pusti pri preletu skozi 300μm debel detektor.
N	število dogodkov – proženj, ki jih upoštevamo pri izračunu šuma
N_k	število kanalov
P_j^i	višina signala v i-tem kanalu za j-ti dogodek
$\overline{P^i}$	ničelna napetost i-tega kanala - podstavek
σ_i	šum i-tega kanala
$\overline{\sigma}$	povprečni šum bralnega čipa
P_j^{cm}	ničelna napetost skupna vsem kanalom čipa za j-ti dogodek
Q_{kal}	vbrizgani kalibracijski naboj
$\overline{S/N_{kal}}$	povprečno razmerje med signalom in šumom, ki ustreza naboju 1 m.i.d.
$\Delta\overline{P^i}$	razlika med največjim in najmanjšim podstavkom
$\overline{P^{cm}}$	povprečna vrednost ničelnega nivoja čipa
σ_{cm}	odmik od povprečne vrednosti ničelnega nivoja čipa
σ_{celice}	prispevek k celotnemu šumu zaradi različnih ničelnih vrednosti celic v pomnilnem nizu
$\overline{\sigma}_{vse}$	povprečni šum pri vzorčenju v vse celice pomnilnega niza
$\overline{\sigma}_{ena}$	povprečni šum pri vzorčenju v eno celico pomnilnega niza
$\overline{S/N}$	kvocient med signalom, ki ustreza najverjetneje odloženi energiji v detektorju, in povprečnim šumom.
N_{rez}	rez, s katerim izključimo signale iz izračuna šuma.
S/N_g	rez, ki izključuje dogodke s prevelikim odmikom od ničelnega DC nivoja čipa
S/N_g	rez na razmerju signal-šum gruče pasov
S/N_c	rez na razmerju signal-šum centralnega pasu
S/N_s	rez na razmerju signal-šum sosednjih pasov
β	karakterističen prirastek šuma zaradi kapacitete na vhodu predojačevalca
I_{zt}	zaporni tok enega pasu

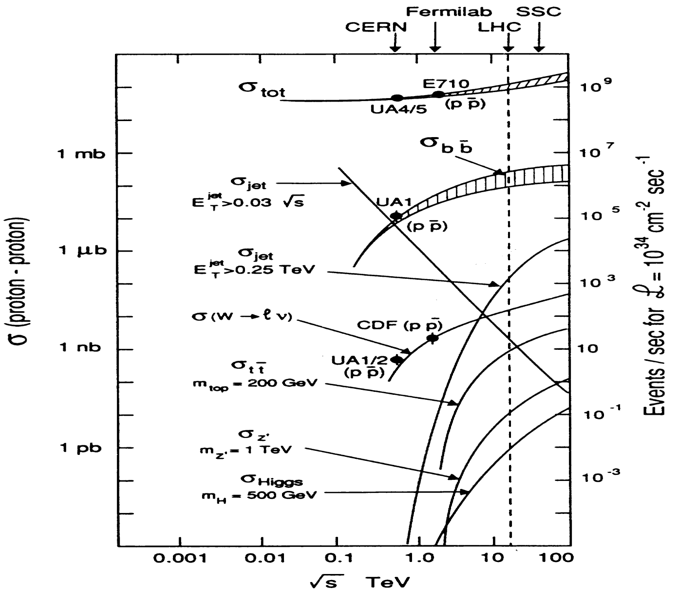
Tabela 1.1: Pomen spremenljivk uporabljenih v delu. S črtami so ločena poglavja, v katerih se je spremenljivka prvič pojavila.

Uvod

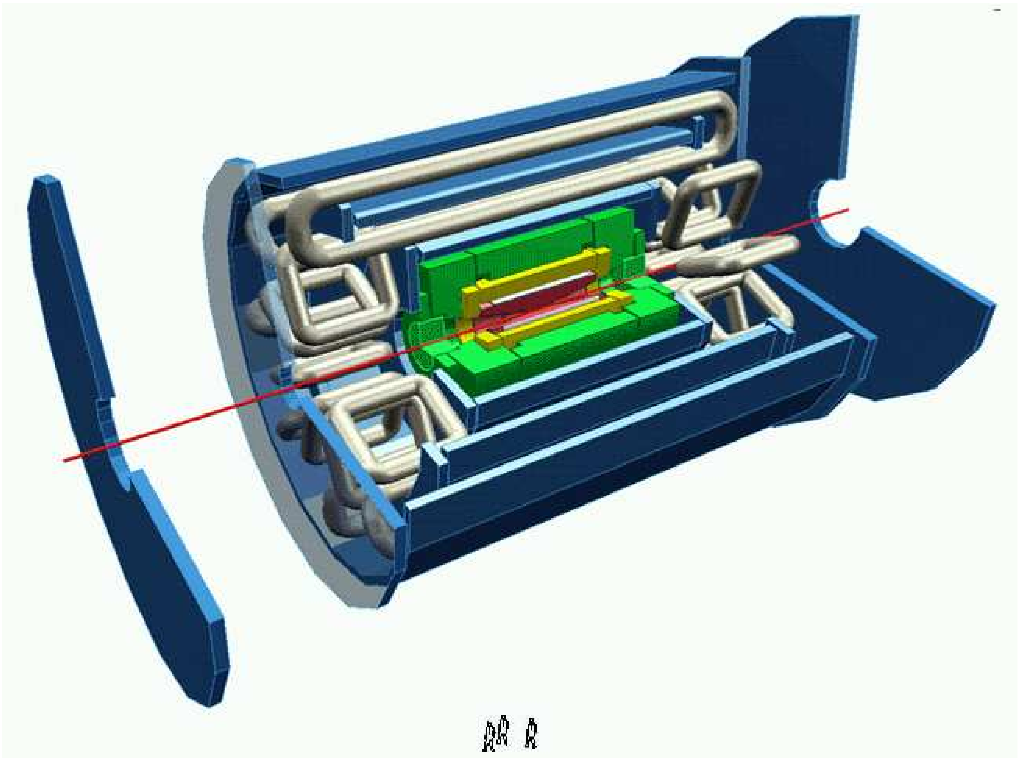
Kaj pravzaprav so naloge eksperimentalne fizike visokih energij? Odgovor je zelo enostaven. Potrditi ali zavreči na stotine idej, ki nastajajo v glavah teoretičnih fizikov. Žal postaja to opravilo bolj in bolj zapleteno, saj so apetiti človeškega uma vedno večji. In čeprav se nekaterim že zdi, da je Standardni model, kakor pravimo teoriji, s katero opisujemo osnovne delce in interakcije med njimi, nezadosten, je vsaj z eksperimentalnega vidika na danes dosegljivi skali to nadvse uspešen model. Nekaj pa standardnemu modelu vendarle manjka. Od 18 neodvisnih parametrov, kolikor jih potrebuje za opis narave, je eden še popolnoma neznan. Ta parameter je masa Higgsovega bozona, še neodkritega delca, ki naj bi bil odgovoren za mehanizem generiranja mas fermionov in šibkih bozonov. Ker v fiziki nič ne more postati resnica brez čvrstega dokaza, bomo fiziki na začetku naslednjega tisočletja v Evropskem laboratoriju za fiziko delcev CERN pri Ženevi zgradili LHC (Large Hadron Collider), pospeševalnik in trkalnik protonov, z obsegom 27 km. LHC naj bi nam pomagal odgovoriti na vprašanja, povezana s Higgsovim bozonom, in razjasniti še veljavnosti mnogih drugih teorij. Popeljal naj bi nas v čas samo 10^{-12} s po velikem poku.

Protoni bodo v obroču krožili z energijo 7 TeV. Med sabo bodo trčili na dveh interakcijskih točkah, ob katerih bosta postavljena dva velika detektorja, CMS (Compact Muon Solenoid) in ATLAS (A large Toroidal LHC ApparatuS). Pri slednjem sodelujemo tudi fiziki z Odseka za eksperimentalno fiziko osnovnih delcev Instituta Jožef Stefan in Fakultete za matematiko in fiziko Univerze v Ljubljani. Zahteve, ki so narekovale načrtovanje pospeševalnika in detektorjev, so zares hude, saj so napovedani preseki za detekcijo Higgsovega bozona in za ostale zanimive procese sila majhni (slika 1.1). Tako majhni preseki zahtevajo luminoznost 10^{34} cm^{-2}s^{-1}, kar je za velikostni red več kot pri današnjih trkalnikih. Tako veliko luminoznost bo mogoče doseči s trkom gruč z okoli 10^{11} protonov, ki si bodo sledile vsakih 25 ns. Ker je celotni presek za trk protonov pri 14 TeV okoli 100 mb, kar ob zgornjih podatkih pomeni 10^9 interakcij na sekundo, oziroma 25 interakcij na vsak prelet gruče. Kaj vse to pomeni za nekoga, ki načrtuje detektor, si ni težko predstavljati. Težave. V grobem bom poskušal orisati tiste, ki jih mora naša skupina upoštevati pri razvoju dela detektorskega sistema.

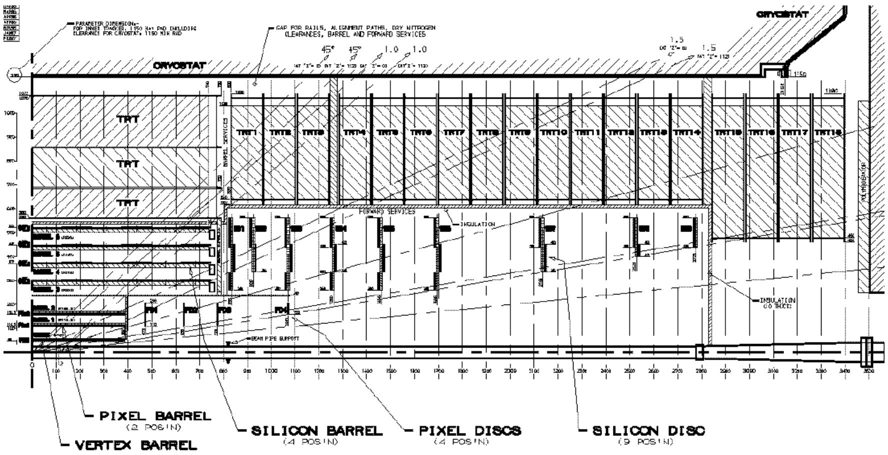
Seveda vodijo načrtovanje detektorja pričakovanja, kaj naj bi se sploh zgodilo pri trku protonov in po njem. Karkoli se že bo, je skoraj gotovo, da bo v občutljive dele detektorja priletelo 5 vrst nabitih delcev: $\mu^{\pm}$,$e^{\pm}$,$K^{\pm}$, $\pi^{\pm}$ in protoni, ki jih bomo sposobni zaznati. Iz njih bomo potem sestavljali mozaik, ki mu rečemo dogodek. Detektor ATLAS bo zaradi zapletenosti dogodkov sestavljen iz številnih poddetektorjev, prikazanih na sliki 1.2. Vsak



Slika 1.1: Preseki za zanimive reakcije v trku protonov v odvisnosti od težiščne energije.



Slika 1.2: Detektor ATLAS.



Slika 1.3: Prečni prerez notranjega detektorja (ang. Inner Detector)

od sestavnih delov detektorja bo imel posebno vlogo pri detekciji delcev. Te sestavne dele srečamo že pri veliki večini danes delujočih detektorjev, vendar so fizične dimenzije poddetektorjev v eksperimentu ATLAS veliko večje, zato predstavlja njihova konstrukcija toliko večji problem. Del, ki bo stal najbližje interakcijski točki, bo notranji detektor (Inner Detector), katerega naloga bo čimbolj natančno določiti sledi nabitih delcev. Iz teh bo po rekonstrukciji moč določiti mesta razpadov kratkoživih delcev. Tudi notranji detektor pa bo sestavljen iz več manjših podsistemov. Eden od njih bo SCT (SemiConductor Tracker, prikazan na sliki 1.3). Sestavljali ga bodo silicijevi mikropasovni detektorji in pri njihovem razvoju sodeluje naša skupina. Tukaj se tudi začne moje magistrsko delo.

Silicijevi mikropasovni detektorji so naprave, s katerimi danes z mikronsko natančnostjo določamo koordinate preleta delca skozi detektor. V bistvu so to polprevodniške diode, ki imajo eno ali obe strani diodnega stika oblikovani v pasove. Takšno diodo nato priključimo na napetost v zaporni smeri, ki ustvari električno polje v kristalu. To polje loči vrzeli in elektrone, ki nastanejo po preletu nabitega delca skozi detektor. Če uspemo zaznati, na katerem pasu se je zbral naboj, lahko nekaj povemo o mestu preleta nabitega delca skozi detektor. Za pretvorbo zbranega naboja v uporabno informacijo je odgovorna elektronika, posebej bralni čip. Žal je večina današnjih čipov in detektorjev neprimerna za uporabo pri eksperimentu ATLAS. Razloga za to sta dva: sevalne poškodbe materiala in le 25 ns časa med dvema zaporednima trkoma protonskih gruč.

V večini današnjih eksperimentov so napake, ki jih v kristalni rešetki naredijo delci, ki preletijo detektor, praktično zanemarljive. Pri eksperimentu ATLAS bo detektorje v celotnem obdobju delovanja preletelo toliko delcev, da bodo povzročili poškodbe enakovredne tistim, ki jih povzroči $2 \cdot 10^{14}/\mathrm{cm}^2$ nevtronov z energijo 1 MeV. Tolikšne sevalne poškodbe niso več zanemarljive, saj se zaradi njih lasnosti detektorja zelo poslabšajo. Tako se zmanjša učinkovitost zbiranja naboja, poveča se mrtvi tok in naraste napetost U_{po}, potrebna za popolno osiromašenje detektorja. Če ta napetost preveč naraste, lahko pride do preboja, hkrati pa se poveča gretje detektorja. Medtem ko lahko težave zaradi povečanega mrtvega toka zmanjšamo s hlajenjem, se proti višanju napetosti U_{po} borimo z izbiro materiala in hlajenjem. Možnost, da bi po določenem času zamenjali vse detektorje, kot to nameravajo zaradi sevalnih poškodb storiti v nekaterih manjših eksperimentih, pri eksperimentu ATLAS odpade, saj bodo v pokrovu in plašču detektorja nameščeni silicijevi mikropasovni detektorji pokrivali skupno površino 64 m^2.

Pred prav posebne zahteve je pri eksperimentu ATLAS postavljena elektronika, saj ima na voljo pičlih 25 ns†, da poveže delec, ki je priletel v detektor, z dano gručo protonov; ali drugače: v času mora ločiti dogodke, ki so 25 ns narazen. To je mogoče doseči le tako, da se dogodki, ki se naberejo v 1-2 μs, zapišejo v pomnilnik. Šele prihod prožilnega signala potem poveže dano celico v pomnilniku z gručo protonov. Tudi pri načrtovanju elektronike igrajo sevalne poškodbe pomembno vlogo. Tako je treba za sevalno manj občutljive predojačevalnike uporabiti bipolarne tranzistorje. Obstajajo pa tudi tehnološki procesi, s katerimi lahko pogosteje uporabljene predojačevalnike, zgrajene iz tranzistorjev FET, naredijo dovolj odporne na sevanje.

Za študij elektronike in detektorjev, ki jih nameravamo v prihodnosti tudi obsevati, smo na Institutu Jožef Stefan postavili dva merilna sistema. Prvi je namenjen meritvam zapornih tokov in kapacitet. Iz meritev kapacitet je mogoče določiti napetost U_{po}, iz meritev tokov pa poleg tega lahko ocenimo še prispevek toka k šumu. Drugi sistem je namenjen testiranju bralnih čipov in sklopov detektor-bralni čip. Ker je eksperiment ATLAS še v razvojni fazi, je v igri več načinov, kako iz zbranega naboja, ki ga pri preletu v detektorju pusti nabiti delec, določiti mesto preleta. Fiziki z našega odseka sodelujemo pri testiranju bralnih čipov, pri katerih na izhodu iz čipa dobimo analogni signal, ki je premo sorazmeren naboju, zbranemu na vsakem pasu posebej. Čipe testiramo z kalibracijskimi pulzi, sklope detektor-bralni čip pa z nabitimi delci. V ta namen uporabljamo elektrone iz radioaktivnih izvorov beta, saj je curek minimalno ionizirajočih delcev (μ, π), ki ga običajno uporabljamo za podobne teste na pospeševalniku, v laboratoriju nemogoče dobiti.

V prvem delu magistrskega dela bom predstavil zgradbo testiranih detektorjev. V nadaljevanju bom opisal meritve statičnih lasnosti detektorjev. Pojasnil bom izvor mrtvih tokov in različnih U_{po}. Temu bo sledil opis merilnega sistema in rezultatov meritev. V tretjem delu bo predstavljena analogna elektronika. Na začetku poglavja bodo razložene zahteve, ki jih narekujejo fizikalni procesi na LHC, nato pa sledi opis obeh čipov, ki sem ju testiral: Felix in SCT32A. Nato je prikazan še merilni sistem in podani rezultati meritev. Delo se konča z rezultati meritev z izvorom elektronov beta.

†Običajno so ti časi danes okoli μs

2. poglavje

Zgradba detektorjev

2.1 Osnove delovanja

Osnova delovanja polprevodniških detektrojev je enaka kot pri ionizacijskih celicah, le da vlogo plina prevzame polprevodniški kristal. V plinu tako nabiti delec na svoji poti tvori pare elektron-ion, v polprevodniškem kristalu pa pare elekton-vrzel. Število teh parov je enako

$$n_{parov} = \frac{E}{W_i}, \tag{2.1}$$

kjer je E energija, ki jo ionizirajoči delec pusti v snovi, in W_i povprečna energija, potrebna za nastanek enega para. V električnem polju elektrod, na katere priključimo polprevodnik, se nastali elektroni in vrzeli ločijo. Celoten naboj, ki se zbere na eni elektrodi, je tako sorazmeren z energijskimi izgubami ionizirajočega delca.

Polprevodniški detektorji imajo v primerjavi z ionizacijskimi celicami dve pomembni prednosti in žal tudi eno pomembno slabost:

- Velika prednost polprevodniških detektorjev je približno desetkrat manjša povprečna ionizacijska energija kot pri plinskih ionizacijskih celicah. Vzrok je v tem, da je pri polprevodniku potrebno elektrone vzbuditi iz valenčnega v prevodni pas, medtem ko je treba pri plinu izbiti elektrone iz nevtralnih atomov. Povprečna ionizacijska energija je tako za silicij 3,62 eV in za germanij 2,9 eV. Pri plinih je ta energija od 42 eV za helij do 22 eV za ksenon.

- Druga prednost polprevodnikov je v njihovi gostoti, ki je $\sim 10^3$-krat večja od gostote plinov, zato so tudi energijske izgube ionizirajočih delcev na enoto poti v polprevodnikih mnogo večje kot v plinih. Dodatno se zaradi velike gostote zmanjša še doseg sekundarnih elektronov, kar omogoča dobro prostorsko ločljivost.

- Ker pri polprevodniških detektorjih električna polja zaradi nevarnosti preboja navadno niso dovolj močna, da bi povzročila pomnoževanje primarnega naboja, je signal nabitih delcev odvisen od količine primarnega naboja, torej od debeline detektorja. Z debelino pa žal narašča tudi delež nezaželenega večkratnega sipanja, zato so debeline detektorjev, ki se uporabljajo za sledenje delcev, le tolikšne, da dajo še zadosti velik signal. V praksi to pomeni debeline od 200 do 350 μm.

Minimalno ionizirajoči delci pustijo v silicijevem kristalu, orientiranem v smeri $\langle 1{,}1{,}1 \rangle$, v povprečju 390 eV na μm poti[1]. Pri povprečni ionizacijski energiji 3,62 eV taki delci torej ustvarijo 108 parov elektron-vrzel na μm, kar pomeni, da v detektorju s tipično debelino 300 μm dobimo $3 \cdot 10^4$ parov.

2.2 Osnovne značilnosti mikropasovnih detektorjev

V osnovi je silicijev mikropasovni detektor dioda priključena na napetost v zaporni smeri. Z napetostjo spreminjamo debelino zaporne plasti, ki nastane na stiku $p-n$. Zaporna plast, imenovana tudi osiromašeno področje, predstavlja aktivni del detektorja, saj v njem ni prostih nosilcev naboja.* Ozadja, ki izvira iz prostih nosilcev naboja in lahko zakrije signal, tako skoraj ni. Največji signal dobimo, če se aktivna plast razteza čez celoten detektor. Za to potrebno zaporno napetost U_{po}, imenujemo tudi napetost popolnega osiromašenja.

Običajno naredimo pozicijsko občutljivi polprevodniški detektor tako, da pri izdelavi z litografskim postopkom razdelimo stran p diodnega stika na mrežo vzporednih tankih pasov. Takšen detektor nam da informacijo le o koordinati, pravokotni na smer pasov. Drugo koordinato lahko določimo na dva načina. Prva možnost je, da na pasove razdelimo tudi spodnjo stran detektorja, druga pa, da zlepimo skupaj dva detektorja s spodnjima stranema. Če hočemo zaznati obe koordinati, mora biti med smerema pasov obeh detektorjev določen kot.

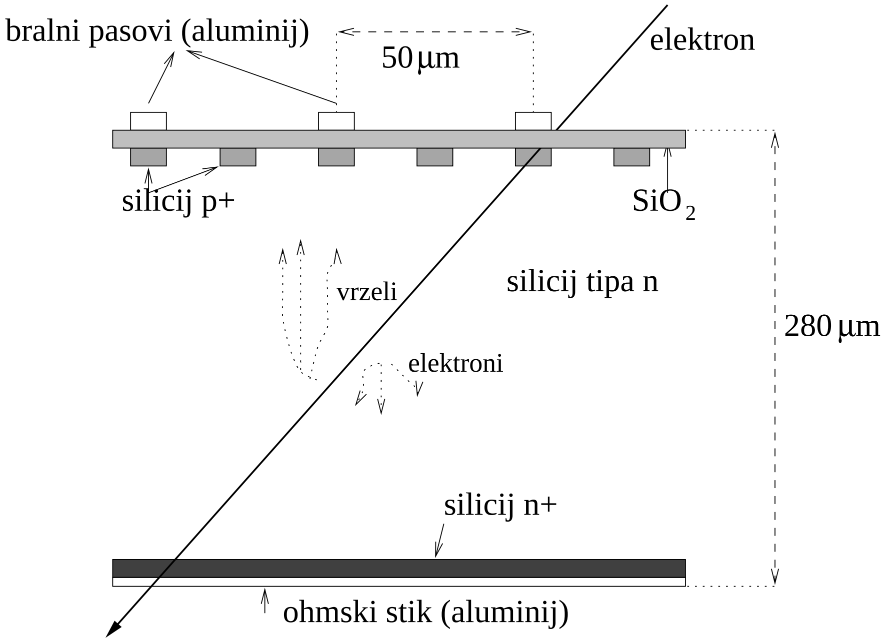
Pravokotni prerez silicijevega mikropasovnega detektorja, je prikazan na sliki 2.1. Osnovo detektorja predstavlja kristal silicija tipa n z veliko specifično upornostjo, tipično $\rho \geq 3\,\mathrm{k\Omega cm}$. Detektorji so široki in dolgi nekaj centimetrov. Navadno imajo silicijeve rezine, iz katerih izdelamo detektor premer $\sim$ 10 ali $\sim$ 15 cm †. Spodnja stran detektorja je močno n^+ začinjena, kar dosežejo z implantacijo arzena ali fosforja, in prekrita z aluminijem. Ta plast preprečuje osiromašenemu področju dostop do površine in skrbi za dober stik z virom napetosti. Na zgornji strani je mreža močno začinjenih p^+ pasov, ki jih dobimo z implantacijo bora. Bralni pasovi so lahko z elektroniko bralnega sistema sklopljeni na dva načina. Pri neposredni sklopitvi – sklopitev DC – jih zaradi lažje povezave z bralno elektroniko prevlečemo z aluminijem, medtem ko je pri kapacitivni sklopitvi – sklopitvi AC, med aluminijem in diodno plastjo še plast dielektrika. S tem dobimo sklopitveni kondenzator.

Za pozicijske detektorje je bolj primerna kapacitivna sklopitev, saj preprečuje zaporni tok v predojačevalec. Izolator je običajno silicijev dioksid ($\mathrm{SiO_2}$) z dielektričnostjo $\epsilon \approx$

---

*To so elektroni v prevodnem pasu in vrzeli v valenčnem pasu.

†4 ali 6 palcev; običajne rezine za izdelavo elektronskih polprevodniških elementov



Slika 2.1: Prečni prerez silicijevega mikropasovnega detektorja.

4. Pri 20 μm širokih pasovih in debelini oksida okrog 100 nm je specifična kapaciteta sklopitvenih kondenzatorjev približno 70 pF/cm. Specifična kapaciteta med posameznimi pasovi znaša le okoli 1-2 pF/cm, kar pomeni, da je sklopitev bralnih pasov z elektroniko bralnega sistema precej boljša od sklopitve z ostalimi pasovi. To omogoča dobro branje naboja.

Zaporno napetost dosežemo na detektorju tako, da spodnjo stran priključimo na višji potencial kot pasove. Pasove je potrebno povezati z izvorom napetosti preko velikega upora, sicer se sklopitveni kondenzator ne nabije in ne opazimo signala. Veliko upornost lahko dosežemo na dva načina. Prvo možnost predstavljajo polikristalni silicijevi uporniki, ki ležijo na detektorju, drugo pa tranzistorji FET, ki povezujejo vsak pas posebej s skupno napajalno linijo. Glavna razlika med testiranimi detektorji je bila ravno v izbiri enega od teh načinov.

Pri gradnji polprevodniških detektorjev igra pomembno vlogo razdalja med bralnimi pasovi, saj je od nje neposredno odvisna prostorska ločjivost. Prehod delca skozi detektor najnatančneje določimo, če zaznamo signal na dveh bralnih pasovih. Signal je tako na vsakem pasu še vedno mnogo večji od šuma, iz razmerja signalov na obeh pasovih pa lahko zelo natančno določimo mesto zadetka. Prostorska ločljivost je tako pri geometriji s slike 2.1 nekaj mikrometrov.

V mikropasovnih detektorjih ima porazdelitev detektiranega naboja na pasovih zaradi difuzije delcev ob potovanju k bralnim elektrodam tipično širino na polovični višini $\sim 10\mu$m [1]. Ker so razdalje med bralnimi pasovi tipično okoli 50 μm, to pomeni, da se ves naboj zbere na enem pasu. Ločljivost je v tem primeru določena z razmikom med pasovi. Izboljšamo jo lahko, če med bralna pasova vrinemo enega ali več interpolacijskih pasov. Naboj, ki se zbere na interpolacijskem pasu, se preko kapacitivne sklopitve delno prenese na sosednje bralne pasove, delno pa na spodnjo stran. Tako večino delcev zaznamo na dveh bralnih pasovih, kar omogoča bistveno natančnejše določanje mesta prehoda vpadnega delca skozi detektor.

2.3 Polisilicijevi detektorji

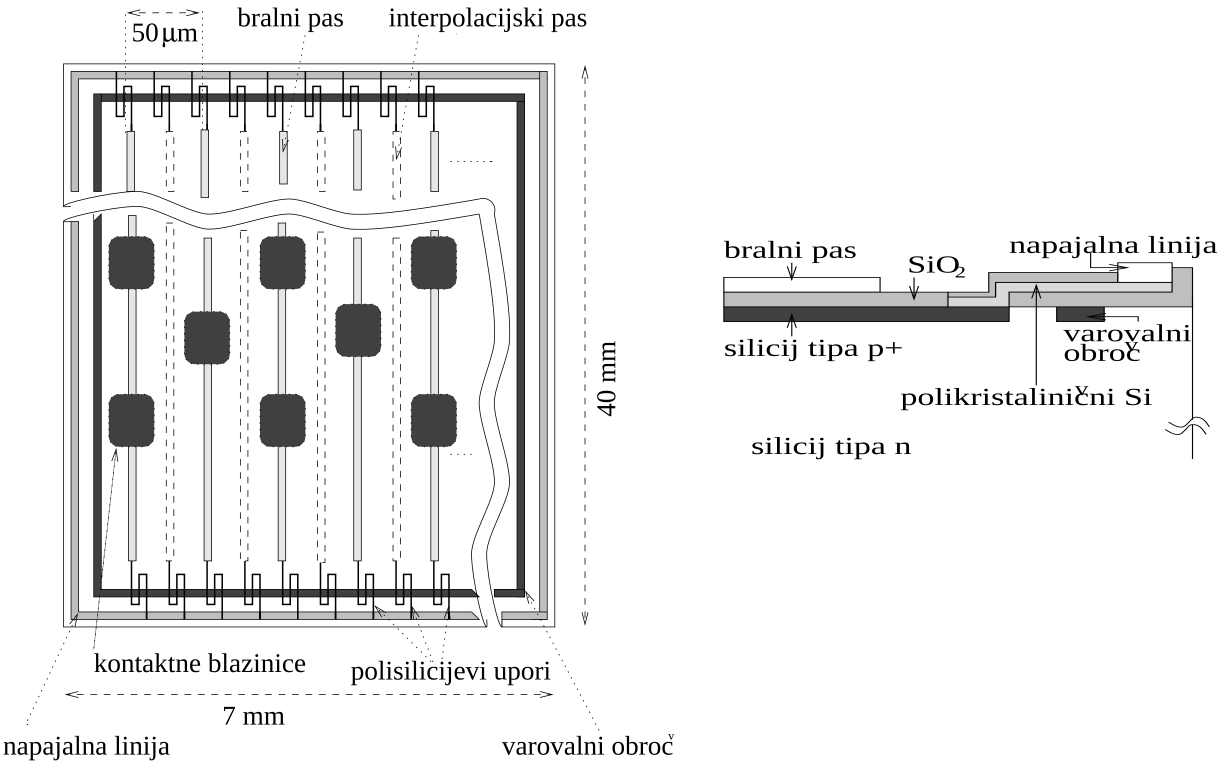
Običajno ozemljimo pasove preko uporov, ki jih vgradimo v detektor (slika 2.2 b). Takšni upori so narejeni iz pasov polikristaliničnega silicija‡, ki jih povežemo s skupno napajalno linijo. Upornost je odvisna od stopnje začinjenja, debeline pasu in njegove dolžine. V praksi smo omejeni s prostorom, zaradi tega dolžine pasov povečujemo z zvijanjem le-teh. Običajne vrednosti uporov, ki jih tako dosežemo, so nekaj MΩ. Izdelava takšnega detektorja zahteva dodatni korak pri proizvodnji, kar podraži izdelavo, hkrati pa ni enostavno zagotoviti enake upornosti vseh uporovnih linij. To ima lahko za posledico spremenljiv šum, hkrati pa lahko majhne upornosti povzročijo izgubo dela signala.

Shematski prikaz takega detektorja je na sliki 2.2. Okrog pasov poteka varovalni obroč, ki služi za zbiranje površinskih tokov in s tem zmanjšuje šum detektorja. Detektor ima 128 bralnih pasov in prav toliko interpolacijskih. Pasovi se med sabo izmenjujejo, tako da je med dvema bralnima pasovoma en interpolacijski. Bralne pasove povežemo z elektroniko s $\sim 20\mu$m debelimi aluminijevimi žičkami. Te žičke vsadimo v bralne pasove s pomočjo ultrazvoka in v ta namen ima vsak bralni pas kontaktne blazinice. Pasovi so dolgi 4 cm, razdalja med dvema pa znaša 25 μm. Skupna širina detektorja je 0,7 cm. Debelina detektorja, ki odloča o višini signala, znaša 280 μm. V okviru svojega dela sem testiral dva vzorca polisilicijevih detektorjev, ki ju bom v nadaljevanju imenoval B01 in B02.

2.4 Detektorji FOXFET

Visoko upornost, preko katere ozemljimo pasove, lahko dosežemo tudi s pojavom predrtja (ang. punch-through).Če na detektor ne priključimo zaporne napetosti, imamo v okolici stika $p^+ - n$ še vedno tanko področje brez prostih nosilcev naboja. Če priključimo med napajalno linijo in spodnjo stranjo napetost U_D v zaporni smeri (slika 2.3), se zaporna plast okoli napajalne linije poveča. Z večjo negativno napetostjo se osiromašena plast pri napajalni liniji širi in pri dani napetosti ΔU doseže zaporno plast ob pasu. Takrat se osiromašeni področji stakneta in skozi stik steče tok vrzeli, zaradi nižjega potenciala na napajalni liniji kot na pasu p^+. Zaradi odtečenih vrzeli se poveča zaporna plast na pasu p^+, in električno polje ustavi prehod vrzeli preko zaporne plasti. V stacionarnem stanju so pasovi p^+ tako na potencialu $U_{pas} \sim 0$V, napajalna linija pa na potencialu ΔU. Razlika med potencialoma $U_D - U_{pas} = \Delta U$ ostane ista, tudi ko negativno napetost na napajalni liniji povečamo $U_D > \Delta U$.

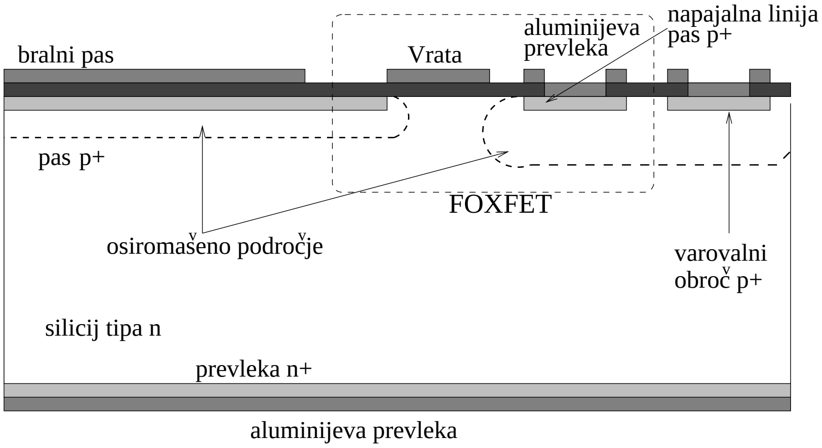
‡Detektor sam je monokristal.



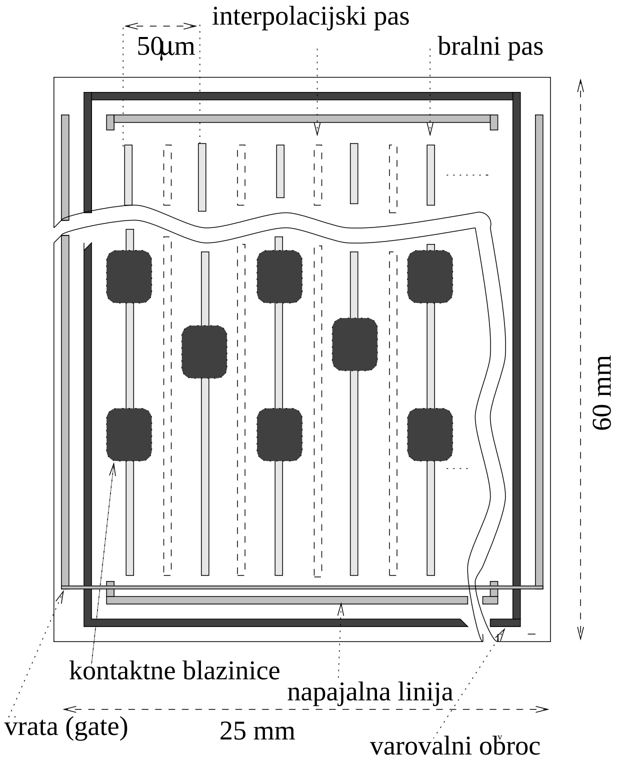
Slika 2.2: a) Pogled na površino testiranega detektorja s polikristaliničnim napajanjem. b) Vzdolžni prerez takšnega detektorja na stiku pasov in napajalne linije. Varovalni obroč je v delu detektorja, kjer ni polikristaliničnih uporov, prevlečen z aluminijem.

Tako smo zagotovili, da so bralni pasovi vedno blizu potenciala napajalne linije, hkrati pa smo med bralnim pasom in napajalno linijo dobili osiromašeno področje z veliko upornostjo okoli $R \approx 100\mathrm{M}\Omega$. Navadno dodamo med konce bralnih pasov in napajalno linijo še aluminijasto elektrodo. Takšna struktura je potem enaka tranzistorju MOS, kjer se napajalna linija obnaša kot skupni ponor (ang. DRAIN), aluminijasta elektroda kot skupna vrata (ang. GATE), vsak bralni pas pa deluje kot neodvisen izvor (ang. SOURCE). Z negativno napetostjo na aluminijasti elektrodi glede na napajalno linijo nato krmilimo ΔU in dinamično spreminjamo upornost med bralnim pasom in napajalno linijo [15].

V okviru dela sem testiral štiri enake detektorje s tem načinom napajanja: D03, D04, D05 in D07. Detektorji so široki 2.5 cm, dolgi 6 cm in debeli 350 μm (slika 2.4). Imajo 1024 pasov, od katerih je polovica bralnih. Ti so med sabo oddaljeni 25 μm. Tudi ti detektorji imajo en varovalni obroč.



Slika 2.3: Prerez detektorja FOXFET vzdolž bralnih pasov. Črtkano je označeno osiromašeno področje okoli pasov. Napajalna linija in varovalni obroč sta priključena na napetost $U_D < \Delta U$.



Slika 2.4: Pogled na površino testiranih detektorjev D03,D04,D05 in D07.

3. poglavje

Statične lasnosti detektorjev

Osnovna celica silicijevega pozicijsko občutljivega detektorja je stik $p-n$. Iz njega lahko izpeljemo večino kvalitativnih lasnosti detektorja. Najpomembnejša med njimi sta napetost potrebna za popolno osiromašenje detektorja U_{po} in zaporni tok. Od izbire delovne napetosti je odvisna uspešnost zbiranja naboja. Kot bomo videli, se z zaporno napetostjo spreminja tudi kapaciteta detektorja in z njo šum, ko detektor povežemo z bralno elektroniko. Dodatno prispeva k šumu zaporni tok. Fluktuacije zapornega toka predstavljajo namreč dodaten naboj, ki ga vidimo kot šum. Ti razlogi so nas vodili k postavitvi merilnega sistema za merjenje zapornih tokov in kapacitet.

3.1 Efektivna koncentracija nabojev

V vsakem siliciju so prisotni tako atomi akceptorjev kot donorjev. Relativna razlika koncetracij nam določa tip silicija in efektivno koncentracijo primesi

$$N_{ef} = N_D - N_A\,, \tag{3.1}$$

kjer je N_D koncetracija donorskih in N_A akceptorskih atomov. Pri pozicijsko občutljivem detektorju so pasovi mnogo bolj začinjeni kot osnova z efektivno koncentracijo primesi N_{ef}, ki predstavlja skoraj ves aktivni del detektorja (slika 2.1). Elektrostatske lasnosti takšnega stika izračunamo iz Poissonove enačbe. V enostavnem modelu lahko privzamemo, da imamo škatlasto porazdeljen prostorski naboja na obeh straneh stika. Tako dobimo enačbo, ki povezuje debelino zaporne plasti x, efektivno koncentracijo primesi N_{ef} in zaporno napetost U

$$x = \sqrt{\frac{2\,\varepsilon_0 \varepsilon\, U}{e_0 |N_{ef}|}} \tag{3.2}$$

kjer je $\varepsilon = 12$ dielektričnost silicija in e_0 osnovni naboj. Zaporna plast narašča z napetostjo vse dokler ni enaka debelini detektorja: $x = d$. Takrat govorimo o popolnem osiromašenju detektorja in iz za to potrebne napetosti lahko potem v skladu z enačbo 3.2 sklepamo na efektivno koncentracijo primesi. Obratno lahko iz efektivne koncentracije primesi sklepamo na U_{po}.

Kapaciteto stika $p-n$ izračunamo kot

$$C = \frac{dQ}{dU} \quad . \tag{3.3}$$

Z dQ je označena sprememba prostorskega naboja zaradi spremembe zaporne napetosti dU. Spremembo dQ izračunamo iz

$$Q = e_0 \, |N_{ef}| \, S \, x \quad \Longrightarrow \quad dQ = e_0 \, |N_{ef}| \, S \, dx \quad , \tag{3.4}$$

kjer je S površina diode-detektorja. Spremembo dx lahko izrazimo iz enačbe 3.2 in dobimo

$$C = \frac{dQ}{dU} = \frac{dQ}{dx}\frac{dx}{dU} = S\sqrt{\frac{e_0 \varepsilon_0 \varepsilon |N_{ef}|}{2U}} = \varepsilon_0 \varepsilon \frac{S}{x} \quad \Longrightarrow \frac{d(1/C^2)}{dU} \propto \frac{1}{N_{ef}} \, . \tag{3.5}$$

Kapaciteta detektorja je torej enaka kapaciteti tako debelega ploščatega kondenzatorja kot je debelina zaporne plasti. Z naraščujočo debelino zaporne plasti kapaciteta detektorja pada. Najnižjo vrednost doseže, ko je detektor popolnoma osiromašen ($x = d$). To se zgodi pri zaporni napetosti U_{po}. Za $U > U_{po}$ je kapaciteta konstantna. Iz meritve kapacitete detektorja v odvisnosti od zaporne napetosti lahko potemtakem določimo U_{po}.

3.2 Zaporni tokovi

Zaradi končnih temperatur v detektorju ves čas nastajajo pari elektron-vrzel. Če zunanje električno polje ni prisotno, se ti pari rekombinirajo, drugače pa jih električno polje loči in rekombinacije praktično ni. Zaradi električnega polja prosti nosilci naboja potujejo k elektrodam, kar nam da nezaželjeni zaporni tok. Ločimo dve vrsti zapornega toka. Če pari nastanejo v osiromašenem področju, ga imenujemo generacijski zaporni tok. V kolikor manjšinski nosilci z difuzijo preidejo iz neosiromašenega v osiromašeno področje pa govorimo o difuzijskem zapornem toku.

Ob upoštevanju, da je v osiromašenem področju gostota nosilcev naboja zelo majhna $n, p \ll n_i$, je generacijski tok kar sorazmeren z debelino osiromašenega področja [6]

$$j_{gen} = \frac{e_0 \, n_i}{\tau_0} x \quad , \tag{3.6}$$

kjer je τ_0 efektivni življenjski čas nosilcev v osiromašenem področju in n_i gostota nosilcev naboja v čistem siliciju. Kot smo videli, je debelina osiromašenega področja sorazmerna s korenom zaporne napetosti in z njo tudi generacijski zaporni tok. Slednje velja le do popolnega osiromašenja detektorja, od tu naprej pa je generacijski zaporni tok konstanten

$$j_{gen} \propto \sqrt{U} \qquad U < U_{po} \tag{3.7}$$

$$j_{gen} = konst. \qquad U > U_{po} \quad . \tag{3.8}$$

Odvisnost generacijskega toka od temperature je skrita v $n_i(T)$ in τ_0.

$$\left.\begin{array}{ll} n_i(T) & \propto T^{3/2}\exp(-\frac{E_g}{2\,k\,T}) \\ \frac{1}{\tau_0} & \propto \sqrt{T} \end{array}\right\} \quad j_{gen} \propto T^2 \exp(-\frac{E_g}{2\,k\,T}) \tag{3.9}$$

kjer je E_g širina energijske reže in k Boltzmanova konstanta. Vidimo, da je j_{gen} močno odvisen od T, saj se poveča za dvakrat, če se temperatura dvigne za 7 K. Pri meritvi tokov moramo torej poznati temperaturo.

Pri normalnih pogojih, ko imamo popolnoma osiromašen silicijev detektor, prispeva k izmerjenemu zapornemu toku skoraj v celoti generacijski tok, ki je obratno sorazmeren z efektivnim življenjskim časom nosilcev naboja. Slednji je močno odvisen od generacijskih in rekombinacijskih procesov nezaželjenih primesi - več kot jih je, krajši je ta čas. Zato je potrebno med izdelavo detektorja poskrbeti, da ostane kristal čimbolj čist.

3.3 Merilni sistem

Glavne dele sistema (slika 3.1) za merjenje zapornih tokov in kapacitet detektorjev predstavljajo merilnik toka, ki je v našem primeru tudi izvor napetosti, merilnik kapacitete in vezje, ki omogoča merjenje kapacitet pri napetostih do 1000 V.

3.3.1 Priprava detektorjev

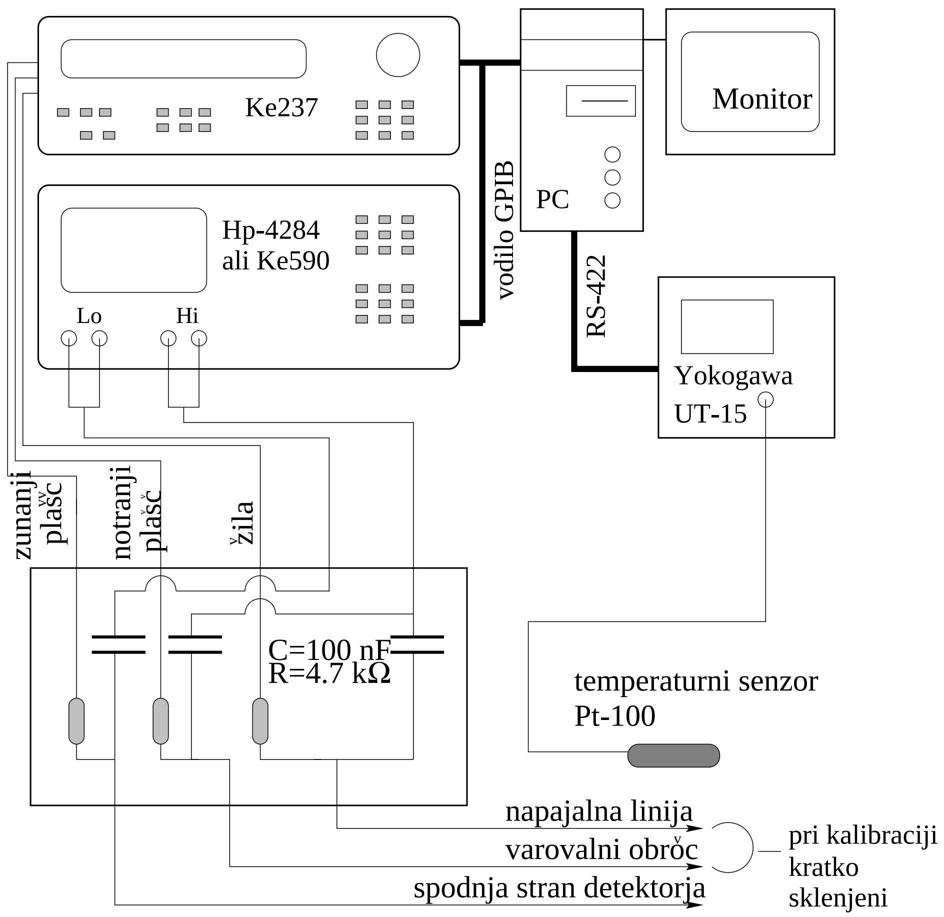
Slabo pripravljen detektor nam pri delu povzroči obilo težav in pokvari meritve, zato je potrebno biti zelo pazljiv.

Detektorje smo s prevodnim lepilom prilepili na prevodno keramiko, ki je detektorju služila za oporo in omogočala električni stik s spodnjo stranjo. Varovalni obroč, bralne pasove, vrata in napajalno linijo smo z izvori napetosti povezali preko kaptonske folije, pritrjene na keramiko. Folija je imela na zgornji strani bakrene blazinice, ki smo jih s spajkanjem povezali z izvorom napetosti. Na drugi strani smo blazinice z aluminjasto žičko povezali z ustreznimi kontaktnimi mesti na detektorju. Prevodna keramika je hkrati omogočala dober toplotni stik detektorja s Peltierjevim hladilnikom, s katerim smo spreminjali temperaturo detektorja. Za temperaturni senzor smo uporabili uporovni termometer Pt-100.

Namesto prevodne keramike smo pri B01 in B02 uporabili plastiko za izdelavo tiskanih vezij prevlečeno z bakrom. S postopkom jedkanja smo naredili kontaktne blazinice in stično površino za spodnjo stran detektorja. Ker je plastika slab prevodnik toplote, smo jo pod spodnjo stranjo delno odstranili.

3.3.2 Meritev kapacitete

Običajne naprave za merjenje kapacitete, ki jih srečujemo na trgu so namenjene raziskavam v elektroniki in jih je neposredno nemogoče uporabljati za merjenje kapacitet



Slika 3.1: Prikaz sistema za merjenje kapacitet iz zapornih tokov. Vsi upori in kondenzatorji v vezju so enaki.

detektorjev, na katere bi hoteli priključiti napetosti tja do 1000 V. Zaradi tega je potrebno visoko napetost pripeljati na detektor mimo merilnika kapacitete. Vhoda v merilnik kapacitete ločimo od visoke napetosti z razklopitvenimi kondenzatorji. Če je kapaciteta teh kondenzatorjev velika v primerjavi z merjeno kapaciteto, je vrednost, ki jo pokaže merilnik, enaka merjeni kapaciteti. *

Merilnik napetosti vsiljuje sinusno napetost z amplitudo nastavljivo med 100 mV in 1 V, ki se naloži na veliko večjo zaporno napetost iz izvora Ke237, zato je slednjega potrebno z razklopitvenimi upori impendančno ločiti od merilnika kapacitete, sicer kompenzira nihanje napetosti na merilniku kapacitete. Slednji izmeri tok in iz njega izračuna absolutno vrednost impendance, ter fazni premik med tokom in napetostjo. Pri izračunu lahko uporabljamo dva različna modela. Odziv merjenca lahko razumemo kot odziv zaporedno ali vzporedno vezanega upora in kondenzatorja. Detektorje si predstavljamo kot

*Kondenzatorji so v tem primeru vezani zaporedno.

vzporedno vezana upor in kondenzator. Impedaca je torej podana z

$$Z = R_p + \frac{1}{i\,\omega\,C_p} \quad . \tag{3.10}$$

Rezultat meritve sta torej R_p in C_p, pri čemer je nas zanimala samo vrednost kapacitete. Ob tem je potrebno povedati, da izmerjeni R_p dinamični upor $R_p = dU/dI$. Celotna napetost na detektorju je vsota konstantne napetosti iz izvora Ke237 in izmenične napetosti iz merilnika kapacitete. Ker zaporni tok ne teče skozi razklopitvena kondenzatorja, lahko izmerimo le spremembo toka zaradi izmenične napetosti.

Pri delu smo sprva uporabljali merilnik kapacitete Keithley 590, ki smo ga kasneje zamenjali z zmoglivejšim Hewlett Packard 4284. Čeprav sta oba približno enako natančna, omogoča slednji uporabo različnih amplitud in ima zvezno nastavljivo frekvenco. Merilnik Keithley 590 omogoča namreč le meritve pri $\nu = 1$ MHz.

Merilnik kapacitete izmeri impendanco detektorja skupaj s kabli, upori in razklopitvenimi kondenzatorji, zato ga je potrebno umeriti. Način umeritve je pri obeh napravah praktično enak. Najprej izmerimo impendanco nepovezanih priključkov (OPEN), nato impendanco kratko sklenjenih (SHORT) in na koncu impendanco znanega bremena (LOAD). Pri umeritvi Keithleya 590 namesto SHORT uporabimo še eno breme z znano impedanco. Umerjeni merilnik smo nato testirali z znanimi bremeni. Izmerjena kapaciteta se dobro ujema z nazivno kapaciteto (slika 3.2) in je neodvisna od zaporne napetosti ali frekvence. (slika 3.2).

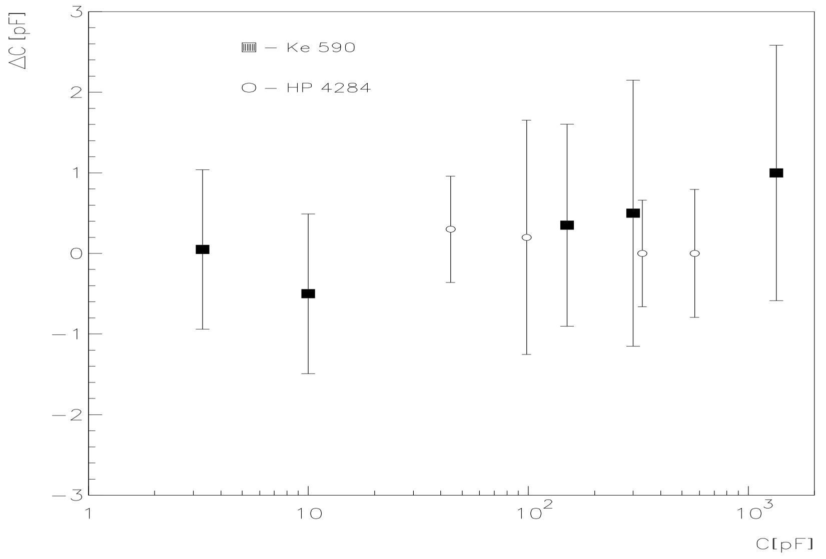
Namesto odvisnosti kapacitete od zaporne napetosti, običajno raje rišemo odvisnost kvadrata inverzne kapacitete od napetosti $1/C^2\,(U)$. Tako dobimo premico, ki se prelomi v konstanto, ko doseže zaporna napetost vrednost U_{po}. Točko preloma določimo s prilagajanjem dveh premic za $U < U_{po}$ in $U > U_{po}$. Koordinata x presečišča prilagajanih premic ustreza U_{po}. Napaka, ki jo naredimo pri določanju U_{po}, je odvisna od napake prilagajanja na eni strani in intervala, v katerem izberemo točke za prilagajanje, na drugi strani. V vseh primerih se je slednji pripevek izkazal za večjega, tako da smo napako ocenili, kot razliko med največjo in najmanjšo vrednostjo U_{po} , ki jo dobimo pri izbiri različnih intervalov.

3.3.3 Meritev tokov

Vezava na sliki 3.1 omogoča hkratno merjenje kapacitete in zapornega toka, kar pomeni, da pri dani napetosti v istem koraku izmerimo tok in kapaciteto. To nam včasih pride prav, saj se velike spremembe v toku odražajo na meritvi kapacitete.

Za izvor napetosti in merilnik toka smo uporabili Keithley 237. Pri meritvi toka ni potrebno upoštevati padca napetosti na obeh uporih (R=4.7 kΩ), saj znaša pri tokovih okoli 1 μA le ~ 0.01 V in je praktično zanemarljiv. Pri hkratnem merjenju je potrebno imeti napravo ves čas na enakem merilnem območju. Sprememba merilnega območja spremeni impendanco Keithleya 237, kar poruši umeritev merilnika kapacitete.

Poleg zapornih tokov so nas zanimali tudi tokovi skozi varovalni obroč, ki sami za delovanje detektorja niso pomembni, lahko pa tok skozi njih povzroča gretje detektorja,



Slika 3.2: Razlika med merjeno in nazivno kapaciteto v odvisnosti od nazivne kapacitete. Umeritveni kondenzatorji so imeli kapacitete C_1 = 300 pF in C_2 = 1.2 nF za Keithley 590 in C = 570 pF za HP-4284. Napako smo ocenili kot koren iz povprečja kvadrata odmika meritve od povprečne vrednosti.

zaradi česar se posredno poveča zaporni tok. Običajno smo bralne pasove povezali z napajalno linijo, na varovalni obroč in napajalno linijo pa ločeno priklopili napetost. Takšna vezava je omogočala posebej meritve zapornega toka in toka skozi varovalni obroč.

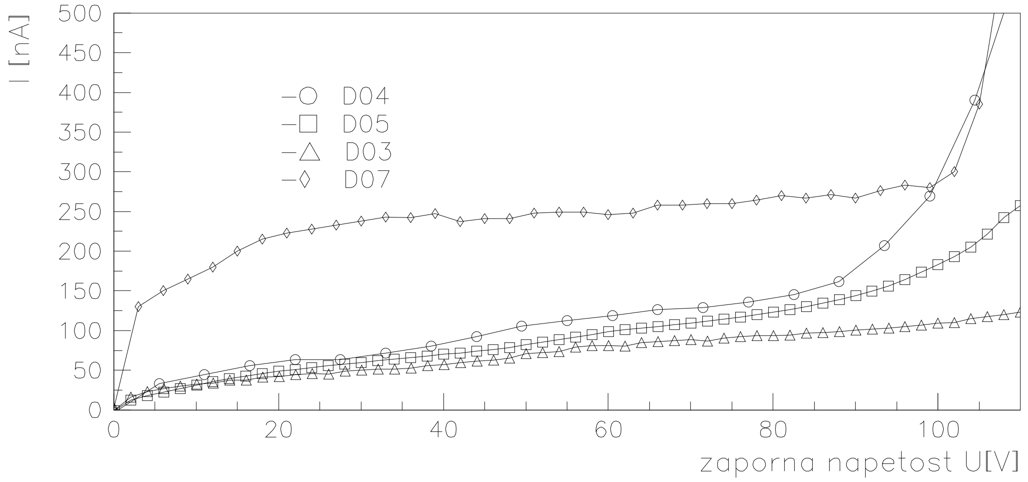
Ker so zaporni tokovi odvisni od temperature, smo v vsakem koraku prebrali poleg kapacite in toka tudi temperaturo. Uporabili smo krmilnik temperature Yokogawa UT-15, odkoder smo podatke vodili v računalnik.

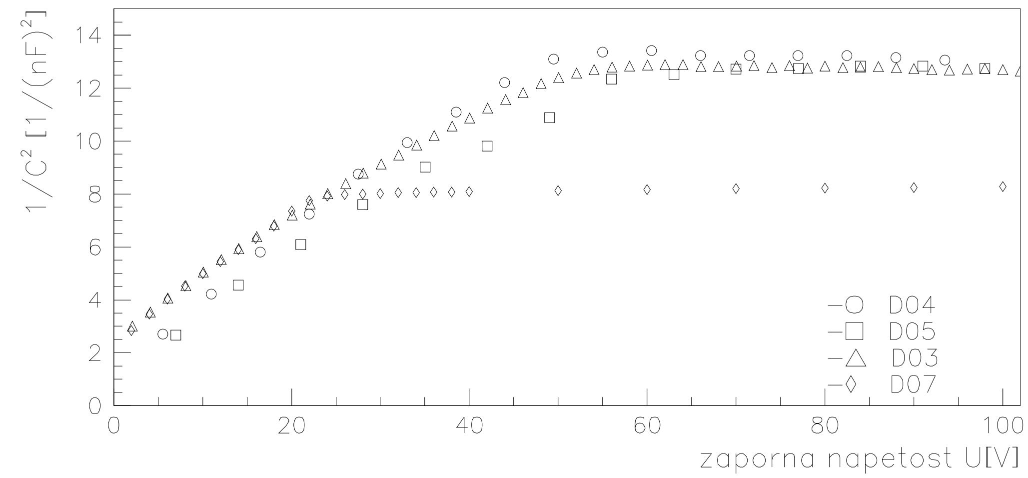
3.4 Rezultati meritev

Testirane detektorje smo razdelili v dve skupini: detektorji FOXFET in detektorji s polikristaliničnimi silicijevimi uporniki.. Na sliki 3.3 lahko vidimo rezultate meritev kapacitet detektorjev: D03, D04, D05 in D07. Kapaciteto prvih treh smo izmerili z merilnikom Keithley 590, zadnjega pa z merilnikom HP 4284. Prvi trije detektorji imajo približno enako $U_{po} \sim 50$ V, znatno odstopanje pa kaže detektor D07, pri katerem je $U_{po} = 24$V. Ker je funkcija $1/C^2(U)$ premica z naklonom odvisnim, samo od N_{ef} (enačba 3.5), bi pričakovali podobno U_{po} kot pri ostalih detektorjih, saj je naklon premice enak. Razliko v U_{po} lahko razložimo s približno 25 % tanjšim detektorjem. Žal je bil detektor že pritrjen na podlago in tega nismo mogli preveriti.

Kapacitete so bile izmerjene pri temperaturi $T = 24°$ C in frekvenci $\nu = 1$ MHz. Napajalna linija in vrata sta bila na istem potencialu $U_{gd} = 0$ V, kot je to običajno pri delu detektorja.

Podobno sliko dobimo tudi pri meritvi toka. Zaporni tok D07 je več kot dvakrat večji od zapornega toka ostalih treh detektorjev. Da bi izključili vpliv merilnika kapacitete, smo tok izmerili samo z izvorom napetosti in merilnikom toka Keithley 237 in dobili enak rezultat.

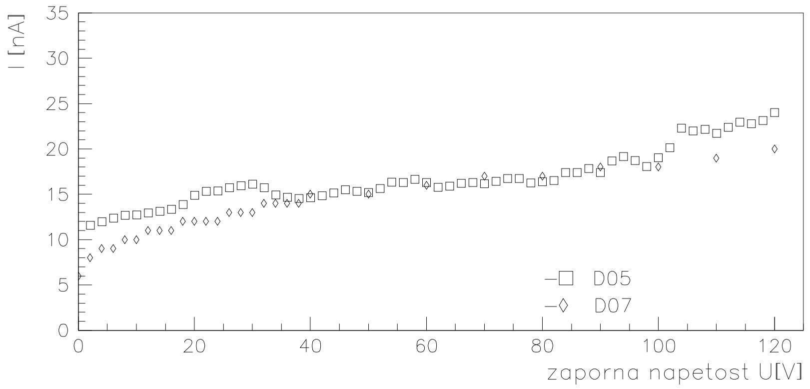




Slika 3.3: Zaporni tokovi (zgoraj) in meritev U_{po} (spodaj) za štiri detektorje FOXFET. Meritve so bile opravljene pri temperaturi $T = 24 \pm 0.5°\mathrm{C}$ in $U_{gd} = U_{bra.pas} = 0$ V.

Večji tok pripišemo manjšemu τ_0, ki je posledica nečistoč ali deformacij kristalne rešetke. Zaporni tok D05 začne naraščati pri zaporni napetosti med $U \sim 90 - 100$ V, pri dveh detektorjih (D04 in D07) pa gre za preboj pri $U \sim 100$ V.

Oceno za U_{po} je iz meritev tokov težko narediti, razen za D07, kjer se krivulja zapornega toka v odvisnosti od napetosti zravna pri okoli $U \sim 30$ V. Ostali detektroji ne dosežejo platoja, ampak z tok z napetostjo počasi narašča. Tok skozi varovalni obroč povezujemo s površinskimi tokovi, ki so posledica napak rešetke na robu kristala. Izkazalo se je, da so ti tokovi za red velikosti manjši kot generacijski tokovi (slika 3.4).



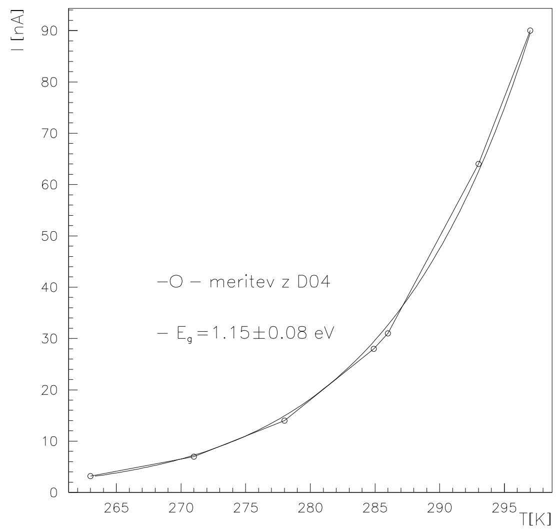
Slika 3.4: Zaporni tok skozi varovalni obroč v odvisnosti od zaporne napetosti za detektorja D05 in D07.Varovalni obroč in napajalna linja sta bila med meritvijo na istem potencialu.

Iz enačbe 3.9 sledi odvisnost zapornega toka od temperature. V kolikor je zaporni tok res samo posledica generacijskega toka, bi se izmerjeni podatki morali lepo ujemati z enačbo 3.9. Ujemanje je prikazano na sliki 3.5. Iz prilagajanja dobljena vrednost energijske reže $E_g = 1.15 \pm 0.08$ eV se v okviru napake ujema s pravo vrednostjo $E_g = 1.12$ eV. Meritev nam obenem potrdi ujemanje izmerjene temperature s pravo. Prav tako se je izkazalo, da je kapaciteta detektorjev znotraj napake neodvisna od temperature.

Iz meritve kapacitet detektorjev B01 in B02 je težje določiti U_{po} kot iz meritev detektorjev FOXFET (slika 3.7). Pri meritvi kapacitete merimo kapaciteto pasov in varovalnega obroča proti spodnji strani detektorja. Razlog za slabšo meritev lahko poiščem v zelo velikem zapornem toku skozi varovalni obroč detektorja. To najlepše vidimo iz meritve kapacitete s frekvenco $\nu = 1$kHz. Napetost, pri kateri izmerjena kapaciteta doseže najmanjšo vrednost in začne naraščati, sovpada s skokom toka. Višje frekvence so na skok toka manj občutljive †.

Kadar smo z napetostjo iz izvora na točki preboja, je dinamičen upor $R = dU/dI$ majhen. Ker si detektor lahko predstavljamo kot vzporedno vezana upor in kondenzator, teče velik tok skozi upor in majhen skozi kondenzator. Zaradi tega je napaka pri določitvi faze in z njo kapacitete velika. Z višjo frekvenco merjenja je tudi tok skozi kondenzator večji, kar zmanjša napako.

† Takšno obnašanje smo opazili tudi pri meritvah diod.

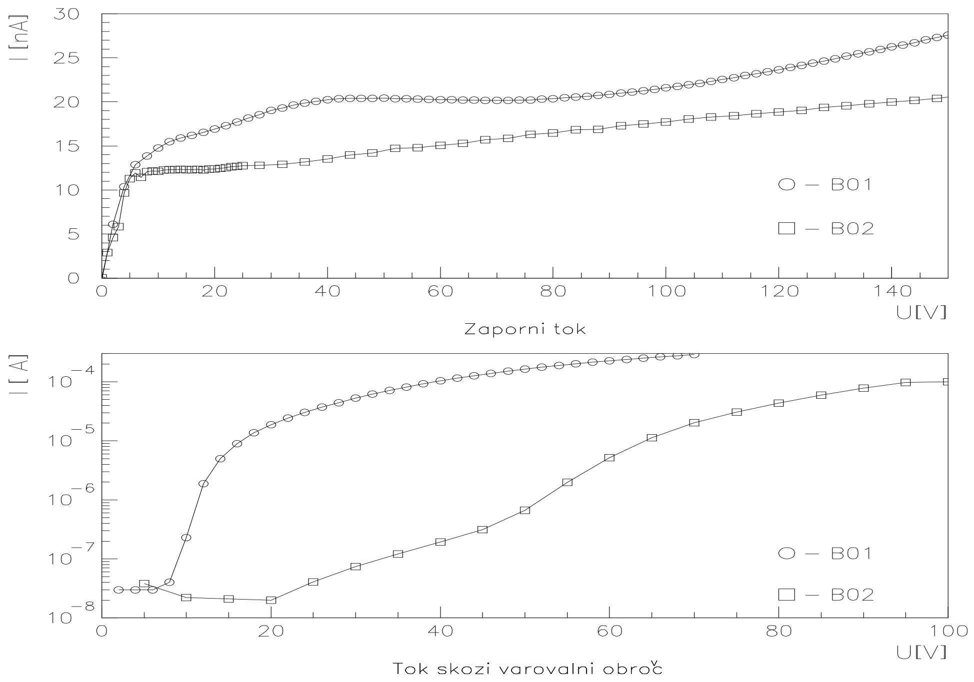


Slika 3.5: Meritev zapornega toka v odvisnosti od temperature za detektor D04. Na detektorju je bila zaporna napetost 70 V.

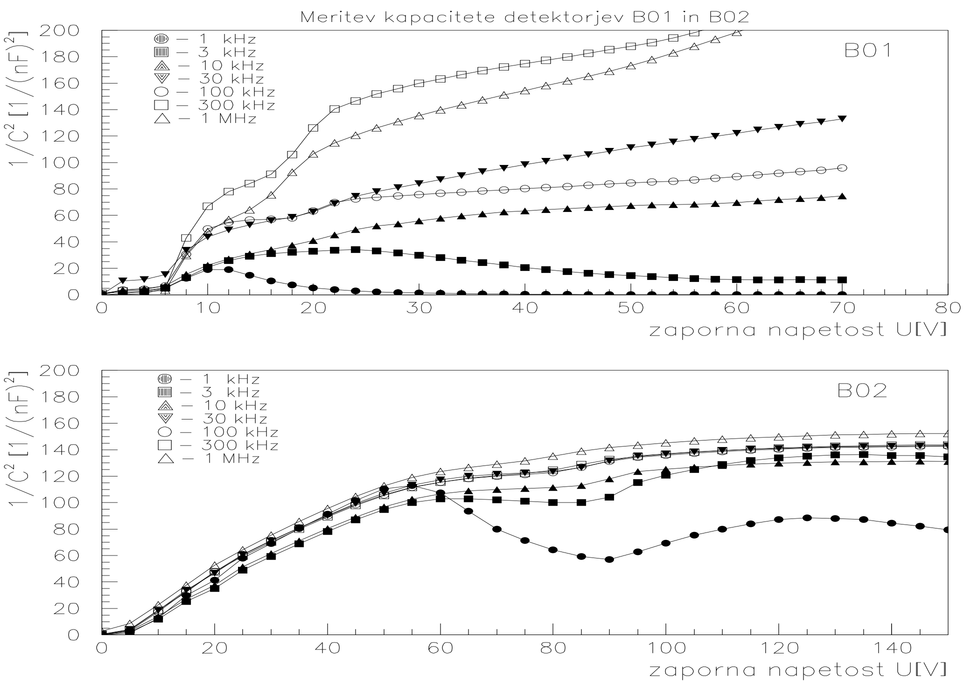
Ker je skok toka manjši pri B02, je meritev boljša. Izmerjena kapaciteta se, preračunana na površino in debelino detektorjev, ujema z kapaciteto detektorjev D03,D04 in D05.

Zaporni tok detektorjev B01 in B02 je v primerjavi s tokom skozi varovalni obroč praktično zanemarljiv in se preračunan na prostornino približno ujema s tokom skozi detektorje D03,D04 in D05. Napetost popolnega osiromašenja lahko iz toka grobo ocenimo le za B01, kjer se zaporni tok izravna pri $U \sim 40V$. Zaporni tok B02 ne doseže platoja. Žal ima $I_{zap.}(U)$ pri obeh detektorjih koleno pri $U = 5$V, ki ga ne razumemo. Ker U_{po} detektorja B01 ne moremo določiti iz meritve kapacitete, je ocena iz toka edina, ki jo imamo.

Rezultati meritev so zbrani v tabeli 3.1.



Slika 3.6: Zaporni tokovi skozi pasove in varovalni obroč detektorjev B01 in B02.



Slika 3.7: Kapaciteta detektorjev B01 in B02 v odvisnosti od zaporne napetosti.

detektor	U_{po}[V]	$I_{U_{po}}$[nA]	$I_{U_{po}}$/pas[nA]	$C_{U_{po}}$[pF]	$U_p[V]$
D03	52 ± 1	71 ± 3	0,07	280	ni preboja
D04	$48 \pm 1,5$	100 ± 8	0,09	289	~ 90
D05	$57,5 \pm 1$	90 ± 7	0,097	279	—
D07	24 ± 2	206 ± 10	0,20	390	~ 100
B01	~ 40	20 ± 2	0,78	—	ni preboja
B02	60 ± 6	15 ± 2	0,06	84	ni preboja

Tabela 3.1: Rezultati statičnih meritev detektorjev. V stoplcih so podane: napetosti potrebne za popolno osiromašenje detektroja, celotni tok pri tej napetosti, tok ki odpade na en pas, kapaciteta detektorja in prebojna napetost. Vsi rezultati so podani pri $T = 24°$ C in $U_{gd} = 0$V za detektorje FOXFET. V obeh primerih je bila kapaciteta nekoliko manjša od pričakovane: $C = 450$ pF za detektorje FOXFET in $C = 100$ pF za detektorje s polisilicijevimi upori.

4. poglavje

Analogna elektronika

Pri pretvorbi zbranega naboja v signal primeren za računalniško obdelavo je najbolj pomemben prvi člen v verigi, bralni čip. Ko zberemo elektrone in vrzeli v detektorju, dobimo iz predojačevalca signal sorazmeren zbranemu naboju. Od tu naprej obstaja več poti. Lahko zadržimo informacijo o višini signala v analogni obliki, lahko na samem čipu signal digitaliziramo, lahko pa za predojačevalcem postavimo diskriminator in dobimo le informacijo o tem, ali je bil pas zadet ali ne - binarno branje. Bralni čip ima običajno 32 ali 128 kanalov. Omeniti velja, da je z izbiro bralnega čipa povezan tudi način prenosa podatkov, saj so bralni čipi ob samih detektorjih, in je signale iz njih potrebno voditi tudi nekaj deset metrov daleč. Od načina branja je odvisna tudi izbira geometrijskih parametrov detektorjev.

4.1 Zahteve v LHC

V trku gruč protonov bo v LHC-ju trčilo približno 25 protonov, iz katerih bo po trku nastalo nekaj sto delcev, ki bodo preleteli detektor. Ob tem ne smemo pozabiti, da se bo slika ponovila vsakih 25 ns. Kaj pomeni vse to za bralno elektroniko?

Če bomo hoteli ločiti delce iz posameznih reakcij, bomo morali doseči časovno ločljivost enako času preleta dveh gruč mimo interakcijske točke. Ker vsak trk protonov ne pomeni fizikalno zanimivih dogodkov, bomo sprožili branje šele ob prožilnem signalu. Sistem proženja je v ATLASu razdeljen v tri stopnje [14]. V prvi bodo eksperiment prožili delci v kalorimetrih in mionskih komorah. V 1-2 μs se bo prožilni sistem odločil, katera področja detektorjev je vredno prebrati, ker v njih pričakujemo signale. Seveda se lahko v tem času pojavi nov zanimiv dogodek, ki ga ne bi želeli izgubiti. Zaradi tega bomo izhod iz oblikovalca sunkov, ki sledi predojačevalcu, vzorčili s frekvenco 40 MHz in vrednosti spravljali v pomnilni niz (ang. pipeline) dolg vsaj 80 celic. Šele prožilni signal bo povezal celico iz pomnilnega niza z gručo protonov, iz katere izvira delec, ki je preletel detektor.

Kratek čas med dvema preletoma gruč elektronov, narekuje tudi kratek čas oblikovanja sunkov. Samo tako se lahko znebimo nalaganja sunkov. V nadaljevanju bo beseda predojačevalec vključevala tudi oblikovalec sunkov.

Najpomembnejše lasnosti, ki določajo načrtovanje predojačevalca so tri: kratki časi oblikovanja sunkov, nizek šum in majhna poraba. V spektrometru ATLAS bodo detektorji hlajeni na $-7°$ C, zato bi prevelika poraba povzročila (tabela 4.1) težave pri hlajenju. Vse tri zahteve lahko uspešneje izpolnimo, če uporabimo predojačevalce, zgrajene iz bipolarnih tranzistorjev, kot iz tranzistorjev MOS.

Osnovna ideja ojačevanja je enaka za obe vrsti tranzistorjev. Z nabojem na kontrolni elektrodi (vrata pri tranzistorjih MOS in baza pri bipolarnih tranzistorjih), spreminjamo širino prevodnega kanala tranzistorja in s tem tok skozi prevodni kanal. Integriran tok v času merjenja τ, nam da ojačan naboj. Čim večja bo sprememba toka, več naboja bomo zbrali in večje bo ojačanje. Velikost toka je podana z $I_c = Q_c/t_e$, kjer je Q_c gostota nosilcev naboja v prevodnem kanalu in t_e čas, ki ga nosilci naboja (elektroni) preživijo v prevodnem kanalu. Signal bo torej naraščal s τ/t_e, šum pa kot koren iz tega razmerja. V praksi raje uporabljamo transduktanco $g_m = dI_c/dV_c$, ki nam pove, koliko se spremeni tok skozi prevodni kanal I_c, če se spremeni napetost na kontrolni elektrodi V_c. Enostavna zveza povezuje obe količini $g_m = C_a/t_e = dQ/(dV_c\ t_e)$, kjer je C_a kapaciteta kontrolne elektrode.

- V bipolarnih tranzistorjih je $g_m \propto I_c$, v tranzistorjih MOS pa velja $g_m \propto \sqrt{I_c}$ [4]. Od tod sledi, da za večji g_m narašča poraba hitreje pri tranzistorjih MOS kot pri bipolarnih tranzistorjih. S tranzistorji MOS bomo torej morali meriti dlje, če bomo hoteli enako ojačanje in enako porabo kot pri bipolarnih tranzistorjih.

- Današnja tehnologija izdelave tranzistorjev omogoča prevodne kanale dimenzij nekaj desetink mikrometra v bipolarnih tranzistorjih (dolžina baze), medtem ko je dimenzija kanalov v tranzistorju MOS okoli $\sim 3\mu$m (izvor-ponor). Tipični Časi t_e so zato krajši v bipolarnih ($\sim 10-50$ ps) kot v tranzistorjih MOS ($\sim 200-500$ ps) [4], zato so bipolarni tranzistorji hitrejši. Za enako ojačanje je pri bipolarnih tranzistorjih potrebna torej krajša meritev kot pri tranzistorjih MOS.

- Pri kratkih časih meritev (pod 50 ns) je šum bipolarnih tranzistorjev primerljiv s šumom tranzistorjev MOS [12]. Če so časi meritev daljši, začne šum bipolarnih tranzistorjev naraščati zaradi zrnatosti toka (ang. shot noise), ki teče iz baze v emitor. Tega prispevka pri tranzistorjih MOS ni, saj je med vrati in prevodnim kanalom dielektrik, skozi katerega praktično ne teče nič toka.

Če uporabimo predojačevalce izdelane s tranzistorji MOS, je potrebno zaradi daljšega časa oblikovanja sunkov bralni čip opremiti s posebnim integriranim vezjem, ki izhodni signal iz predojačevalca, predela v signal z željeno časovno ločljivostjo A.

V spektrometru ATLAS sta v igri binarno in analogno branje naboja. Glavna prednost binarnega branja je v nižji ceni elektronike in lažjem prenosu signalov iz čipa, saj gre za logične signale, ki so manj občutljivi na motnje. Analogno branje naboja ima po drugi strani kar nekaj prednosti

- Z dano razdaljo med bralnimi pasovi pri analognem branju dosežemo boljšo ločljivost, saj izkoriščamo višine signalov na posameznih pasovih. Drugače povedano, za enako ločljivost potrebujemo pri analognem branju manj kanalov kot pri binarnem branju.

- Pri analognem branju naboja ni težav s premikanjem ničelnega DC nivoja čipa, zaradi česar je manj dogodkov, ki so posledica šuma. Ker pri analognem branju posnamemo informacijo o višini signalov, lahko analizo naredimo večkrat s spremenjenimi parametri-rezi.

- Analogno branje naboja omogoča spremljanje področij z velikimi zapornimi tokovi, veliko mikro-razelektritvami in mrtvimi pasovi, kar opazimo kot speminjanje šuma teh pasov. Na enak način opazimo tudi pretrgane povezave na stiku dveh detektorjev in povezave, ki se dotikajo.

Osnovne zahteve, ki jih narekuje eksperiment in se tičejo analogne elektronike so podane v tabeli 4.1 [14]. Za analogno branje naboja v spektrometru ATLAS sta bila razvita

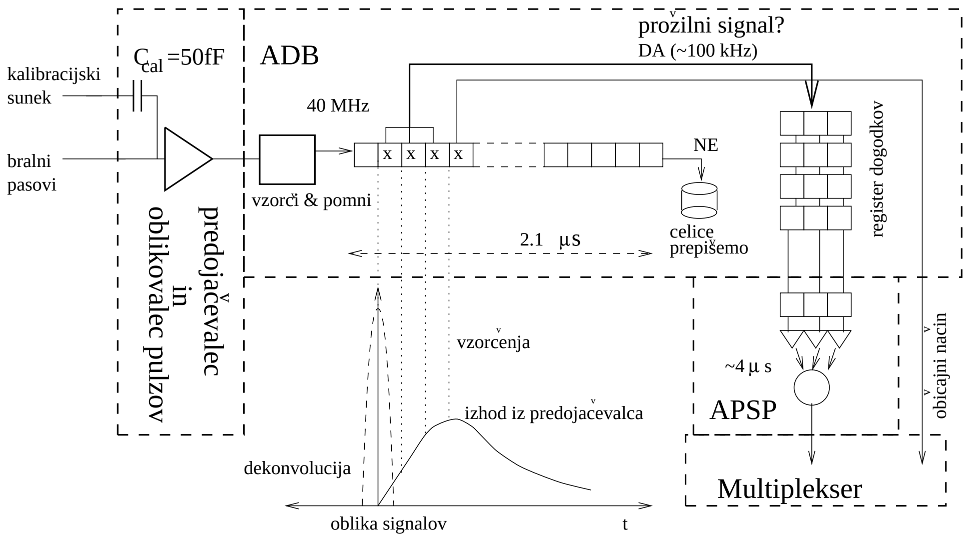
šum (z detektorjem)	$< 1500\, e_0$
odziv na največji signal	6-8 m.i.d.
dinamična širina	7 bitov za 8 m.i.d.
časovna ločljivost	25 ns
najmanjši razmik med dvema dogodkoma	50 ns
verjetnost za dogodek, ki je posledica šuma	$< 10^{-4}$
dolžina pomnilnega niza	$> 2\mu$s
povprečna pogostost branja	100 kHz
delujoč čip po obsevanju z	$3 \cdot 10^{14}$ nevtronov/cm^2 10 MRad ionizirajočega sevanja
poraba	< 3.8 mW/kanal

Tabela 4.1: Zahteve za analogno elektroniko v spektrometru ATLAS. Najverjetneje odloženo energijo minimalno ionizirajočega delca v detektorju sem označil z m.i.d.. V 300 μm debelem detektorju je m.i.d. ekvivalenten približno 22500 parom elektron vrzel. Nad črto so označene zahteve, ki smo jih za oba bralna čipa preverili s testi. Pri dinamični širini smo ocenili prispevke, ki jo zmanjšujejo.

dva čipa: Felix in SCT, ki se razlikujeta v tehnologiji izdelave in izvedbi predojačevalca. Testiranje obeh čipov naj bi pokazalo, ali čipa izpolnjujeta pogoje za delo v spektrometru ATLAS.

4.2 Felix

Shema čipa je prikazana na sliki 4.1. Bralni čip Felix je izdelan v tehnologiji CMOS.



Slika 4.1: Shematski prikaz delovanja enega kanala čipa Felix.

Vsak od 128 kanalov je sestavljen iz štirih delov.

- predojačevalec in oblikovalec sunkov: Izhod iz predojačevalca so sunki oblikovani z vezjem CR-RC (enačba A.3) s časovno konstanto $\tau = 75$ ns. To je čas, v katerem sunek doseže vrh.
- ADB (Analogue Data Buffer): je drugo ime za pomnilni niz. V osnovi je to matrika 84x128 kondenzatorjev, v katere vsakih 25 ns spravljamo izhod –nivo napetosti– iz predojačevalca (slika 4.1, A.2). Dolžina pomnilnega niza je torej 2.1 μs. K pomnilnemu nizu spada tudi kontrolna logika, ki skrbi za pravilno pisanje in prepisovanje celic. Podrobneje je delovanje razloženo v dodatku A.
- APSP: vezje, ki iz treh vzorčenih točk rekonstruira trikotni sunek s časovno ločljivostjo 25 ns (dodatek A).
- Multiplekser: tvori izhodni signal sestavljen iz zaporedja 128 pulzov. Zaporedna številka pulza pove številko kanala, višina pa je sorazmerna z integriranim nabojem v tem kanalu. Ker je bralni čip Felix še v razvojni fazi, multiplekser ni bil integriran v čip. Multiplekser deluje s frekvenco 5 MHz, kar pomeni da je širina pulza enega kanala v multipleksiranem signalu 200 ns.

Ob vsakem urnem signalu se vrednost iz predojačevalca prepiše v tisto celico, na katero kaže pisalni kazalec (TW) *. Približno 1 μs (toliko znaša čas prvostopenjskega proženja v spektrometru ATLAS) za njim se premika prožilni kazalec (TT), ki ob prihodu kontrolnega signala (T1) označi štiri celice. Ko pride pisalni kazalec do konca pomnilnega niza, se vrne

*Izhodni pulz iz predojačevalca ima relativno dolg rep $\sim$ 250 ns, zaradi tega zasede sunek iz predojačevalca več celic.

na začetek. Pri vnovičnem pisanju v pomnilni niz prepiše vse neoznačene celice in preskoči označene.

Označene celice preberemo zaporedno po sistemu prvi not–prvi ven (FIFO). Tri celice se prepišejo v posebno vezje APSP, ki iz njih z metodo dekonvolucije (dodatek A) rekonstruira 25 ns dolg sunek trikotne oblike. Vrh 75 ns sunka je spravljen v četrti celici. Glede na signal, ki ga dobimo na izhodu iz bralnega čipa Felix, ločimo dva načina delovanja:

- Običajni način: Na izhodu vsakega kanala čipa dobimo vrednost iz četrte celice. Ta način je uporaben pri majhni pogostosti dogodkov, kjer se sunki ne nalagajo. Največkrat so to testiranja detektorjev.

- Dekonvolucijski način: Omogoča željeno časovno ločljivost (slika 4.1) in je primeren za uporabo v spektrometru ATLAS. Trenutno čip še ni narejen po postopku, ki zmanjšuje vpliv radiacijskih poškodb na delovanje čipa. Predviden je postopek proizvajalca Harris [5].

Način delovanja izberemo z kontrolnim signalom (dodatek B.2), s katererim izberemo vrh dekonvoluiranega ali 75 ns sunka in ga pošljemo v multiplekser. Eden od Felixovih kanalov je dostopen za predojačevalcem, tako da je mogoče obliko in višino sunka opazovati na osciloskopu, predno sunek vzorčimo v pomnilni niz.

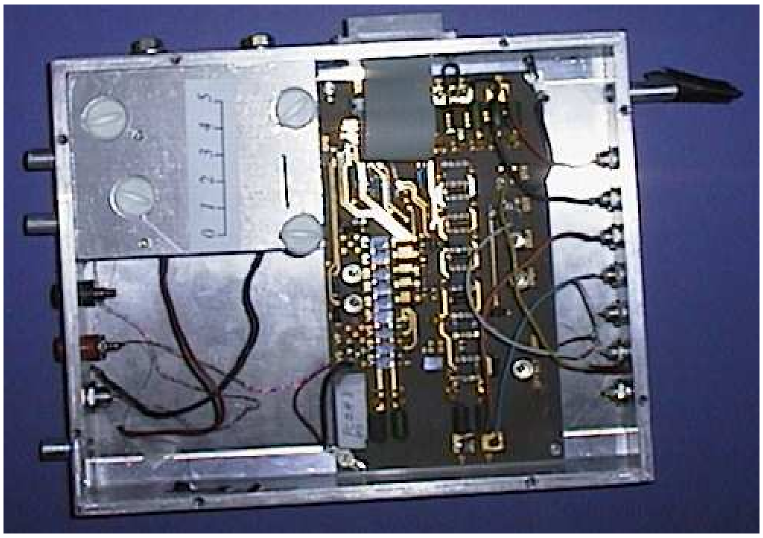
Omeniti velja, da je vsak kanal mogoče kalibrirati preko 50 fF kondenzatorja, integriranega v čipu. Napetostni sunek pusti na kondenzatorju naboj, ki nadomesti naboj iz detektorja. Čip ima dve kalibracijski liniji. Na prvo so priključeni vsi kanali, na drugo pa vsak deseti kanal.

Za delovanje bralnega čipa je potrebna elektronika, ki skrbi za napajanje, ojači izhodni signal in poskrbi za pravilne nastavitve tokov in napetosti skozi posamezne komponente čipa:predojačevalec, oblikovalec pulzov, pomnilni niz in APSP. Dokler je čip v razvojni fazi je za testiranja najbolj prikladno vse skupaj narediti na ploščici za tiskana vezja (slika 4.2), ki daje čipu tudi oporo.

4.3 SCT32A

Bralni čip SCT se od Felixa razlikuje že v sami zasnovi. Medtem, ko je Felix v celoti zgrajen v tehnologijij CMOS, je SCT zgrajen v tehnologiji BiCMOS. Predojačevalec je zgrajen iz bipolarnih tranzistorjev, ostali deli pa iz tranzistorjev MOS. Za razliko od bralnega čipa Felix, je bralni čip SCT32A narejen po postopku DMILL [18], ki naredi čip odpornejši na radiacijske poškodbe. Shematska zgradba čipa je prikazana na sliki 4.4.

Čip je zgrajen iz treh osnovnih delov: nabojno občutljivi predojačevalec, pomnilni niz s kontrolno logiko (ADB) in multiplekser (1 MHz). V osnovi je delovanje čipa SCT32A enako delovanju čipa Felix, s pomembnima prednostima. Sunki so oblikovani z vezjem CR-RC^2 [17] (slika 4.3), kar imenujemo tudi semi-Gaussovo oblikovanje sunkov. Čas, v katerem sunek doseže vrh, znaša τ = 25 ns. Tako oblikovani sunkov nimajo dolgih repov. Obe lasnosti omogočata uporabo bralnega čipa SCT brez vezja APSP, saj se vsak



Slika 4.2: Fotografija tiskanega vezja s potrebno elektroniko za delovanje čipa Felix.

vrh sunka prepiše v svojo celico. S tem je zagotovljena željena časovna ločljivost. Vsak kanal čipa SCT je opemljen s kalibracijskim kondenzatorjem $C = 100$ fF. Čip ima štiri kalibracijske linije, ki omogočajo testiranje vseh kanalov s kalibracijskimi pulzi. Na vsako izmed njih je priključna četrtina kanalov.

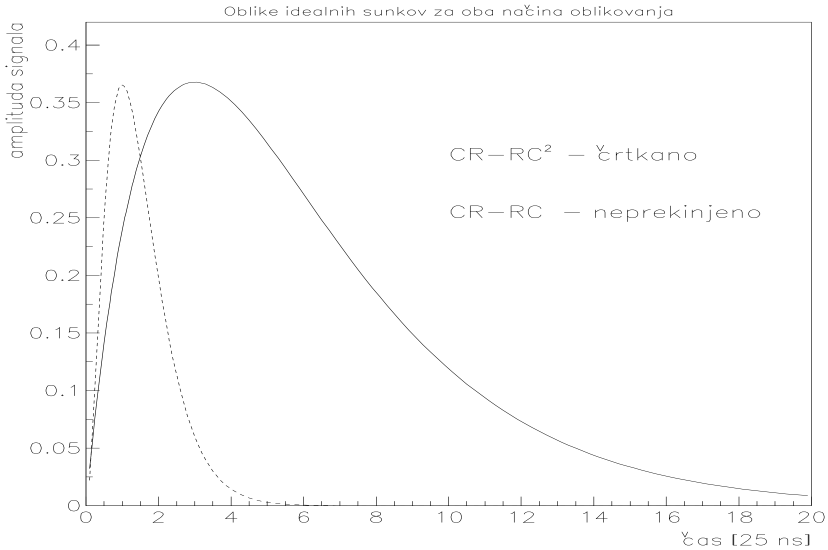
4.4 Merilni sistem

Kako hude bodo težave z nekaj nanosekundno časovno ločljivostjo v spektrometru ATLAS, se pokaže že pri postavitvi merilnega sistema. Če hočemo vzorčiti signale na vrhu sunka iz predojačevalca, se med vbrizgom kalibracijskega naboja ali nabojem rojenim pri preletu delca skozi detektor in proženjem branja ne smemo zmotiti za več kot ~ 2 ns. Drugače se iz vrha premaknemo na levo ali desno in vzorčeni signal je manjši. Izjema je branje čipa Felix v običajnem načinu, kjer je $\tau = 75$ ns in nekaj nanosekundni odmik od vrha ne prinese velike razlike v višini signala.

Glavni del merilnega sistema predstavlja tiskano vezje, na katerega je pritrjen bralni čip. Ob robovih je vezje pritrjeno na aluminijasto škatlo. Ker so bralni čipi občutljivi na svetlobo, mora biti škatla pri testiranjih pokrita. Na robu škatle so priključki za napajanja čipa in ostale elektronike, izhod za multipleksiran signal ter vhod za kontrolne signale in kalibracijski signal (glej dodatek B.2).

Kontrolne signale dobi čip iz generatorja kontrolnih in urnih signalov SEQSI, ki je bil razvit v Rutherford Apleton Laboratory posebej za upravljanje bralnih čipov. Njegova velika prednost pred ostalimi pulznimi generatorji je v tem, da ima kar 32 izhodnih kanalov. Na devetindvajsetih dobimo logične signale ECL, † na ostalih treh pa logične signale NIM

†hitri diferencialni signali: logična 0=-0.9 V, logična 1=-1.75V



Slika 4.3: Idealne oblike sunkov iz predojačevalca obeh bralnih čipov.

. Krmilimo ga lahko z osebnim računalnikom. Takšna rešitev omogoča zelo enostaven prehod iz bralnega čipa Felix na SCT32A, saj je potrebno le sestaviti primerno datoteko z opisi kontrolnih signalov, ki jo računalnik nato posreduje generatorju kontrolnih signalov. Omeniti velja, da zaporedja kontrolnih signalov ni potrebno nalagati pri vsakem dogodku, ampak samo na začetku testa. Zaporedje signalov pri dogodku izgleda takole (slika 4.5).

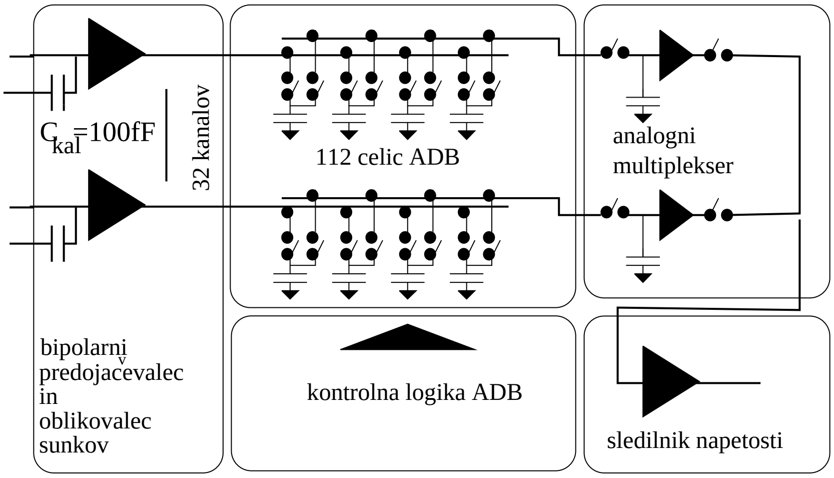
Prožilni signal dobimo iz generatorja signalov NIM (periodično) ali fotopomnoževalke (naključno). S tem signalom še ne prožimo branja na čipu, saj bi kalibracijski signal vbrizgali nesinhronizirano s časom vzorčenja in tako izmerili nižji signal. ‡

Izmed vseh prožilnih signalov, je potrebno izbrati tiste, ki bodo sočasni znotraj ~ 2 ns z urnimi signali, ki jih iz generatorja kontrolnih signalov pošiljamo v bralni čip § . Zato signale iz fotopomnoževalke ali generatorja NIM sunkov vodimo preko diskriminatorja v posebno vezje, ki logični signal na izhodu iz diskriminatorja skrajša ¶ iz 10 ns na vsega 2-3 ns (dodatek C). Tako skrajšani logični signal vodimo v koincidenčno enoto. V drugi vhod koincidenčne enote na enak način pripeljemo sinhronizacijske signale iz generatorja kontrolnih signalov. Enega od obeh vhodov v koincidenčno enoto zakasnimo. Zakasnilna linija ima svoj pomen pri testih z elektroni, kjer čas preleta elektrona skozi detektor ne poznamo vnaprej in nam služi za kompenzacijo dolžine kablov in časa prehoda signala čez diskriminatorski nivo (slika 4.6). Pri testih s kalibracijskimi pulzi teh težav ni, ker lahko

‡V spektrometru ATLAS podobnih težav ne bo, saj bodo urni signali, ob katerih vzorčimo signale na izhodu predojačevalca v pomnilni niz sinhronizirani s časom trka gruč protonov, bo pa zato potrebno upoštevati različne čase, v katerih bodo delci iz interakcijske točke prileteli v detektor.

§Lahko bi branje na čipu prožili z vsemi prožilnimi signali, uporabili TDC in nato v analizi zavrgli signale izven 2 ns okoli časa vzorčenja.

¶krajših logičnih signalov iz diskriminatorja ne moremo dobiti



Slika 4.4: Shematski prikaz SCT32A.

pulze poljubno zakasnjujemo.

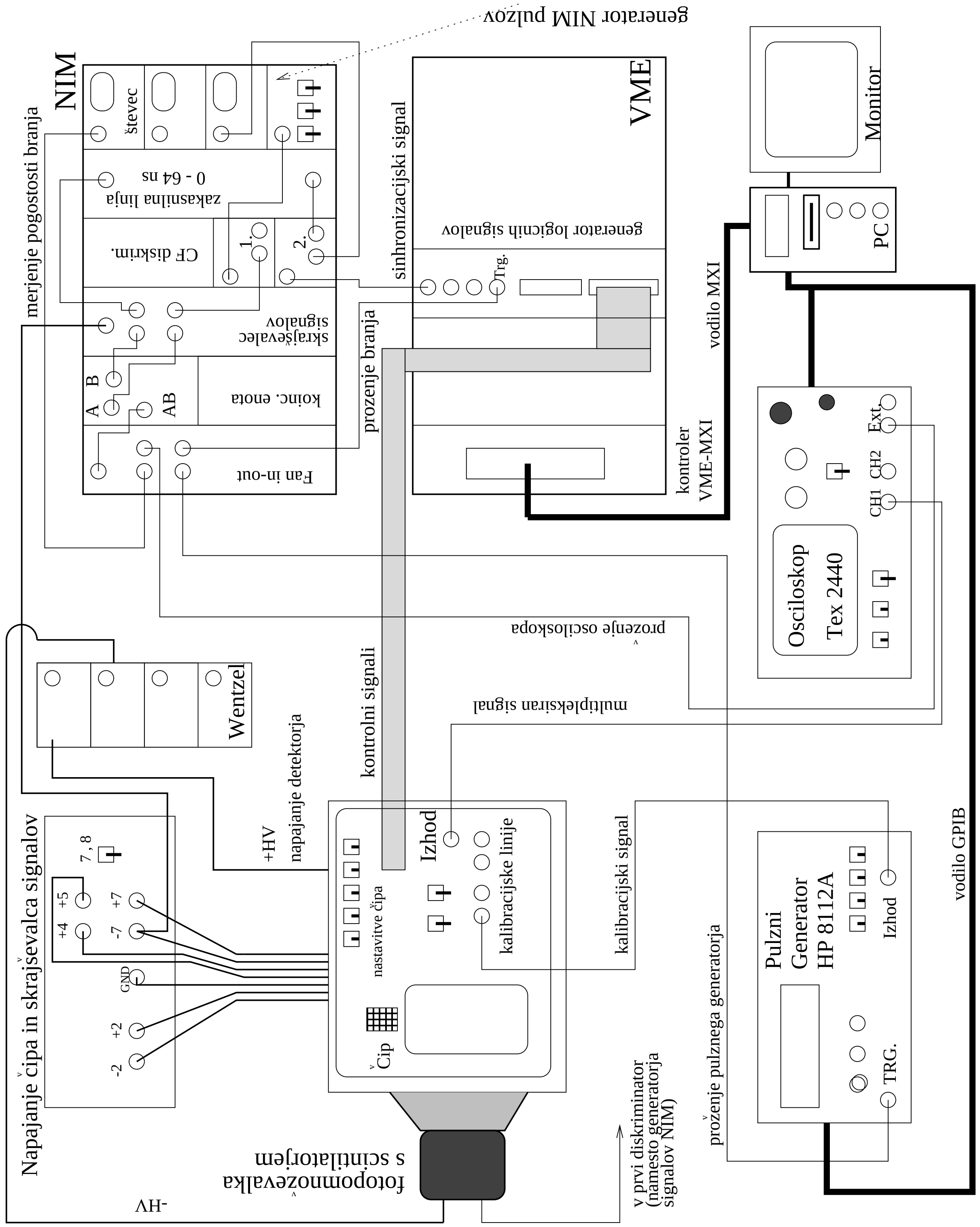
Šele logični signal iz koincidenčne enote proži branje na čipu. Koincidenčna krivulja je prikazana na sliki 4.7. V bodoče bomo prožilni signal imenovali signal iz koincidenčne enote.

Kako dolgi in pogosti so sinhronizacijski signali ni pomembno, vendar si s pametno izbiro olajšamo delo. Te signale generiramo pred signali bralnega cikla (dodatek B.2) in za kontrolnim signalom RESET, ki postavi vse kazalce bralnega čipa v začetni položaj. Dokler ne prožimo branja, se kontrolni signali pred signali bralnega cikla periodično ponavljajo. Prihod prožilnega signala začne bralni cikel. S tem smo zagotovili, da se novi bralni cikel ne more začeti, predno se ne konča stari. To je pomembno pri proženju s fotopomnoževalko, kjer signali prihajajo naključno. Položaj sinhronizacijskega signala glede na signal RESET določa celico pomnilnega niza, v katero zapišemo signal iz predojačevalca. Običajno generiramo niz toliko signalov, kolikor je dolžina pomnilnega niza, v kolikor pa želimo pisati v vedno enako celico pomnilnega niza, generiramo en sam sinhronizacijski signal.

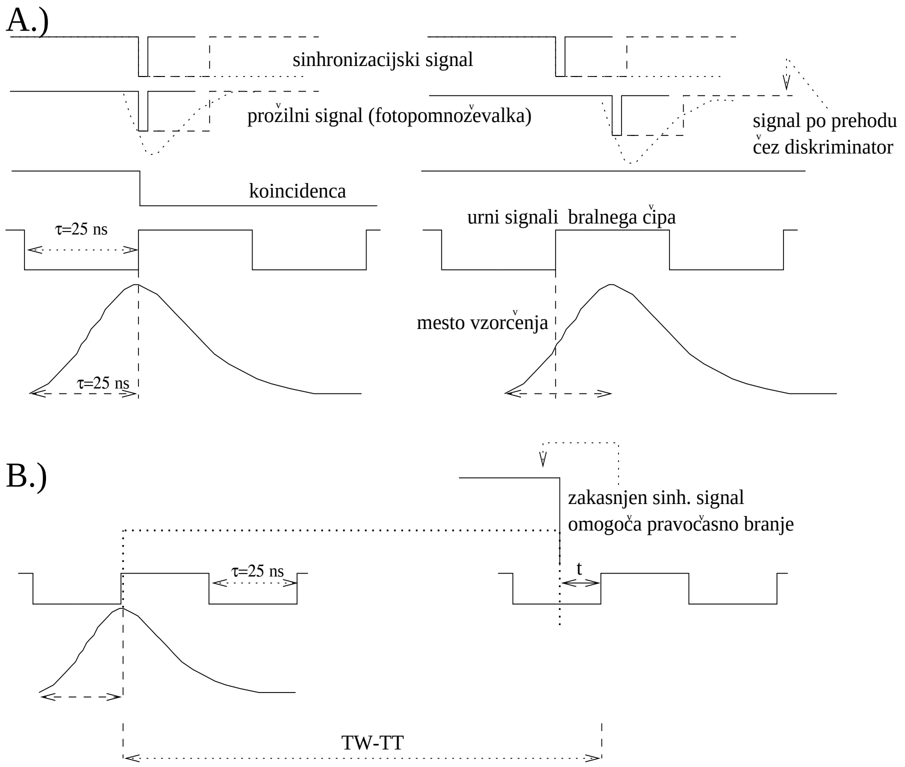
Signal iz koincidenčne enote proži poleg bralnega cikla tudi pulzni generator, ki pošlje kalibracijski signal bralnemu čipu. Signal iz pulznega generatorja lahko zakasnimo in mu zvezno spreminjamo amplitudo.

Na izhodu iz bralnega čipa dobimo multipleksiran signal, ki ga vodimo na osciloskop (slika 4.8). Ob tem je potrebno povedati, da v multipleksiranem signalu vidimo pulze, ki so posledica vbrizganega kalibracijskega naboja le, če je kontrolni signal T1 zakasnjen glede na kalibracijski pulz za razliko kazalcev TW-TT. Ob kakršnikoli drugi razliki beremo prazne celice v pomnilnem nizu in pulzov v multipleksiranem signalu ne vidimo ‖. Pri delu sem uporabljal digitalni osciloskop Textronix 2440. Digitalni osciloskop informacijo iz zaslona zapiše v pomnilnik, ki ga nato prepišemo v računalnik. Računalniški program izlušči iz meritve na zaslonu osciloskopa signale posameznih kanalov v multipleksiranem

‖razen za bralni čip Felix v običajnem načinu branja



Slika 4.5: Sistem za testiranje analogne elektronike.



Slika 4.6: Delovanje prožilca: prožilni signal je v koincidenci - izmerimo pravo višino signala (a. levo) in signal ni v koincidenci - izmerili bi napačno višino signala (a. desno). Napačno časovno razliko med vbrizganim nabojem in signalom iz fotopomnoževalke popravimo z zakasnilno linijo (b.).

signalu. S tem je dogodek sklenjen.

Vsa programska oprema je bila napisana s programskim paketom Labview.

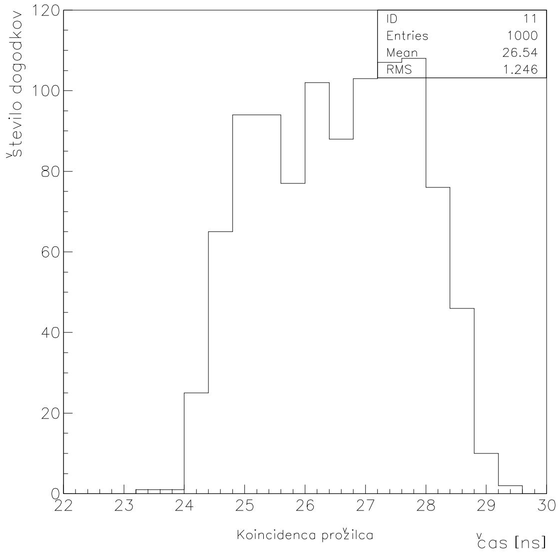
4.5 Rezultati meritev s čipi

Merilni sistem na sliki nam omogoča teste s kalibracijskimi pulzi. Glavne karakteristike bralnega čipa, ki jih želimo testirati so:

- razmerje signal-šum: Od razmerja signal-šum bo odvisna uspešnost rekonstrukcije mesta preleta delca skozi detektor, učinkovitost detektorja in število dogodkov, ki so posledica šuma.

- linearnost odziva: Pove nam kako dobro velja linearna zveza med vbrizganim nabojem in višino signala na izhodu iz čipa.

- spreme v odzivu posameznih kanalov na isti kalibracijski pulz: Višina izhodnih signalov se spreminja glede na položaj kanala v čipu.



Slika 4.7: Porazdelitev dogodkov po časovni razliki med sinhronizacijskimi pulzi iz generatorja kontrolnih signalov in signalom iz fotopomnoževalke - koincidenčna krivulja. Širina koincidenčne krivulje se ujema z vsoto dveh škatlastih 2-3 ns signalov.

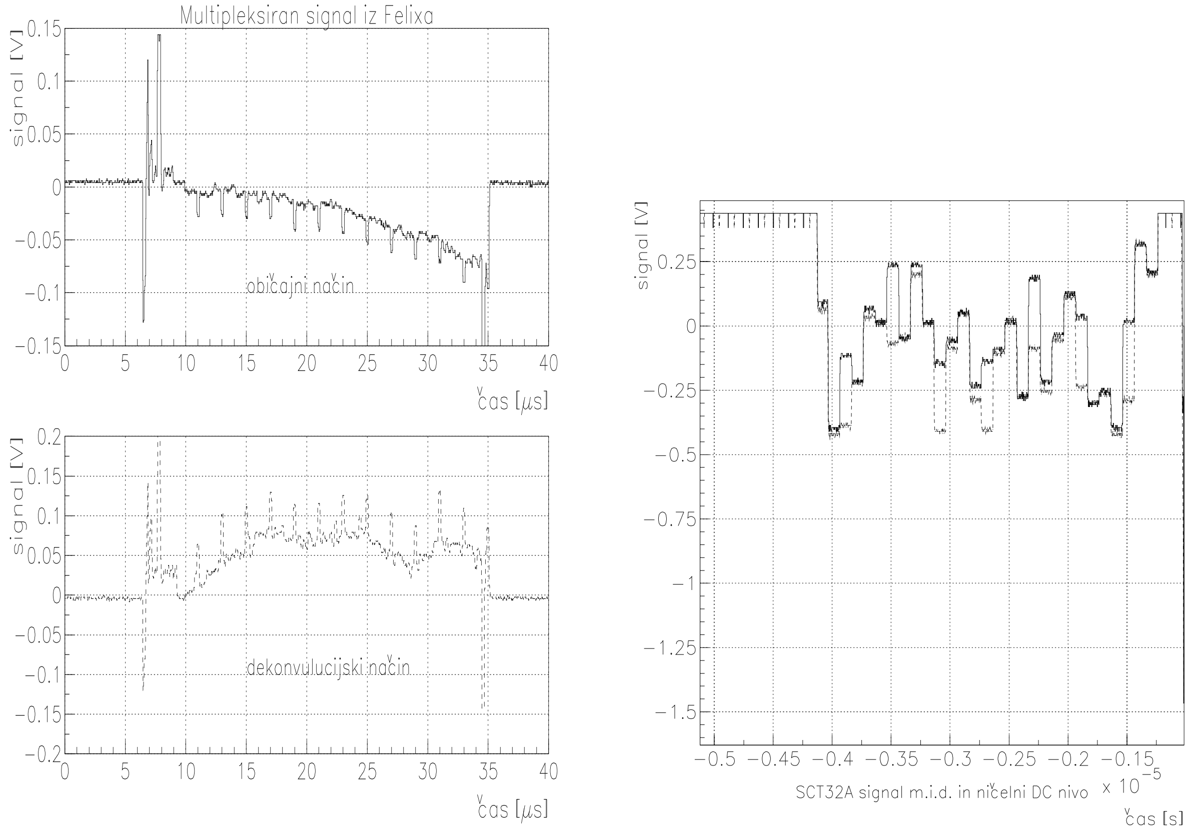
- oblika sunka: Iz nje lahko sklepamo na časovno ločljivost in preverimo nastavitev napetosti in tokov skozi oblikovalec sunkov.
- spreminjanje ničelnega DC nivoja celotnega čipa

Ker nas v bistvu zanima primerjava delovnaja obeh čipov, bomo pri vsaki točki raje primerjali čipa, kot naštevali lastnosti za vsak čip posebej.

4.5.1 Oblika pulza iz predojačevalca

Možnost spreminjanja zakasnitve kalibracijskega pulza glede na kontrolni signal T1 lahko izkoristimo za meritev oblike sunka iz predojačevalca. Če je sinhronizacijski signal en sam je vzorčeni sunek spravljen vedno v isti celici pomnilnega niza. Izhodni signal izmerimo pri različnih zakasnitvah in dobimo oblike sunkov iz predojačevalca. Oblike sunkov za bralna čipa Felix in SCT32A so prikazane na sliki 4.9. Najenostavnješi način določanja oblike pulza je neposredno opazovanje izhoda iz predojačevalca v dostopnem kanalu na osciloskopu (slika 4.9). Oblika pulza se skoraj ne razlikuje od izmerjene na izhodu čipa.

Ena od osnovnih zahtev iz tabele 4.1 je časovna ločljivost dveh dogodkov, ki sta v času 50 ns narazen. Meritev je enaka meritvi oblike sunka, le da je oblika kalibracijskega signala dvojna stopnica (slika 4.10). Pri obeh bralnih čipih brez težav ločimo dogodka, seveda je za bralni čip Felix to mogoče le v dekonvolucijskem načinu delovanja. Kljub približno enaki višini obeh stopnic opazimo pri bralnem čipu SCT32A, nekoliko nižji drugi signal, je posledica podstrela.



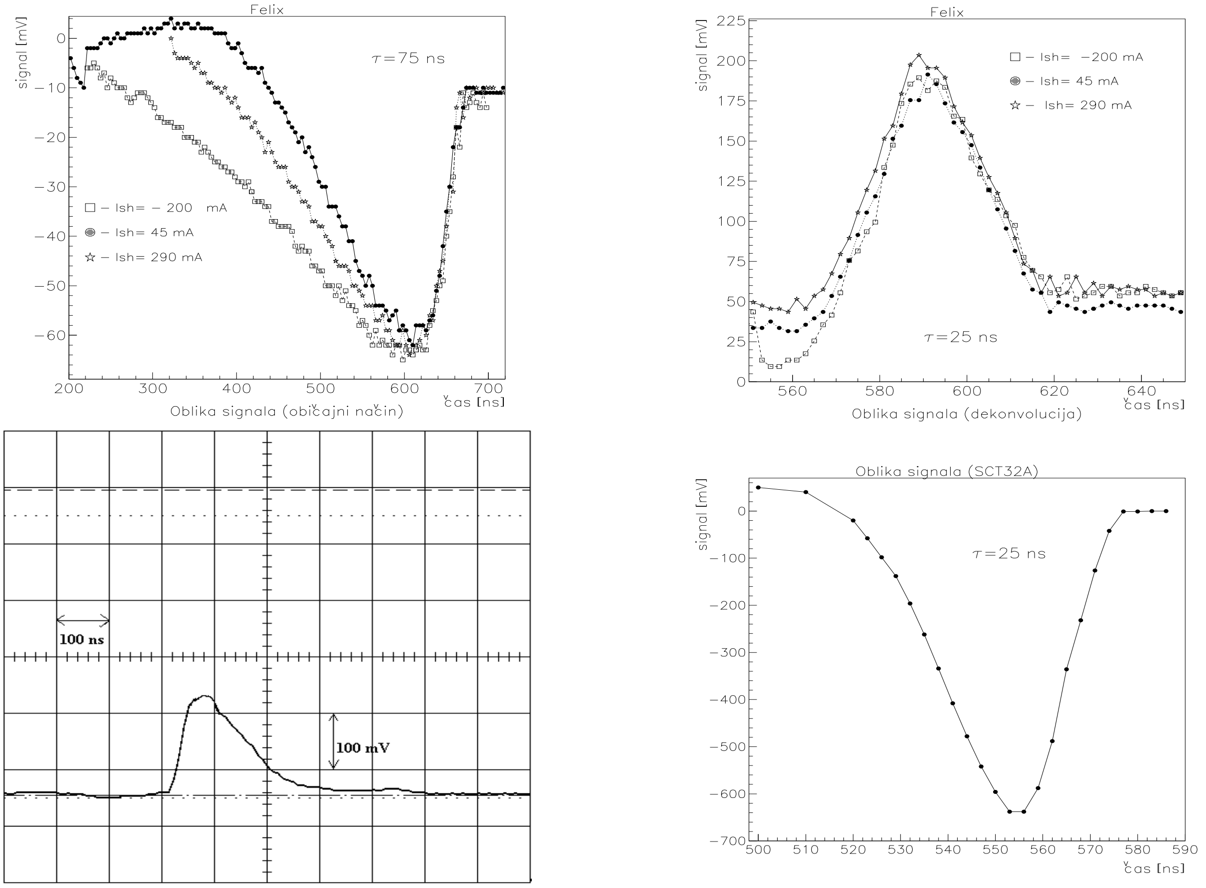
Slika 4.8: Slika na osciloskopu pri vbrizganem kalibracijskem signalu, ekvivalentnem 1 m.i.d., za oba čipa. Pri bralnem čipu SCT32A desno so črtkano označeni signali, naloženi na ničelni nivo. Kalibracijski signal vidimo v vsakem četrtem kanalu. Bralni čip Felix (levo) ima na kalibracijsko linijo priključen vsak deseti kanal.

4.5.2 Šum, signal in razmerje signal šum

Izračun šuma poteka v dveh korakih. V prvem izmerimo zadostno število dogodkov (od nekaj 100 do nekaj 1000) in izračunamo povprečno vrednost signalov v vsakem pasu posebej ($\overline{P^i}$). S tem smo izračunali podstavek ali ničelni nivo kanala. Šum i-tega kanala σ_i nato določimo kot koren vsote kvadrata odmika signalov od povprečne vrednosti. Signalom predhodno odštejemo še ničelno DC napetost skupno vsem kanalom čipa (${P_j}^{cm}$), ki jo izračunamo za vsak dogodek posebej. V matematičnem jeziku to pomeni

$$\overline{P^i} = \frac{1}{N} \sum_{j}^{N} {P_j}^i \tag{4.1}$$

$$ {P_j}^{cm} = \frac{1}{N_k} \sum_{i}^{N_k} {P_j}^i \tag{4.2}$$



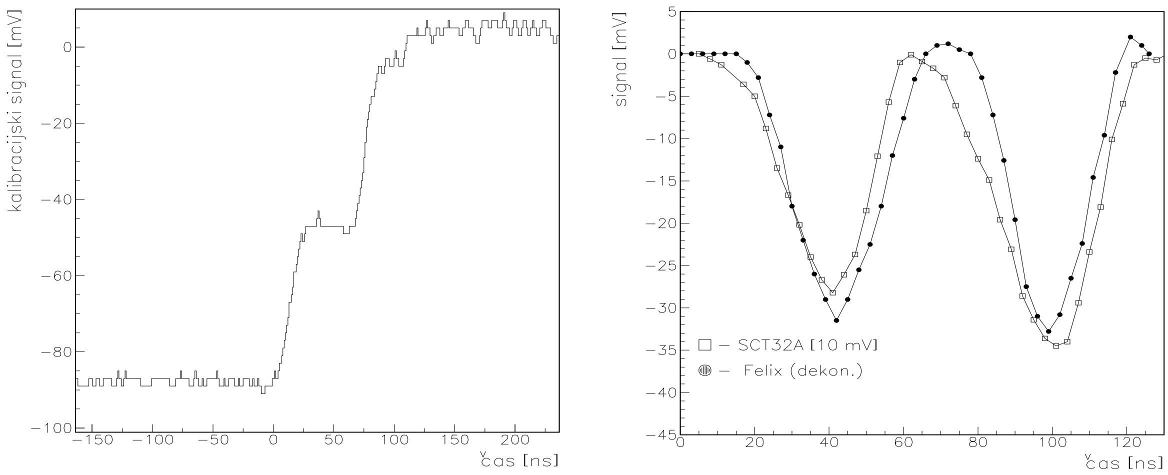
Slika 4.9: Oblika pulza iz predojačevalca za oba čipa; Felix (zgoraj), Felix-dostopen kanal (spodaj levo) in SCT32A (spodaj desno). Za Felix so dodane oblike pri različnih vrednostih tokov skozi oblikovalec sunkov. Ostale nastavitve obeh čipov so podane v dodatku B.2. Vbrizgani kalibracijski naboj je ekvivalenten $\sim$ 2 m.i.d.. Čas na slikah teče z desne proti levi, razen za obliko sunka dostopnega kanala.

$$\sigma_i = \frac{1}{N}\sqrt{\sum_{j=1}^{N}(P_j^{\ i} - P_j^{\ cm} - \overline{P_i})^2} \quad , \tag{4.3}$$

kjer teče indeks j po vseh dogodkih in i po vseh kanalih. Z N_k in N sta označena število kanalov in število dogodkov. Porazdelitev dogodkov po odmiku od podstavka je prikazana na sliki 4.11, šum in podstavke vseh kanalov pa lahko vidimo na sliki 4.12.

V kolikor se nivoji celic pomnilnega niza razlikujejo **, opazimo to kot povečan šum. Izmerjena razlika v šumu pri vzorčenju signala v eno samo celico in vzorčenjem v vse celice (naključno proženje), je merilo za razliko nivojev celic pomnilnega niza. Pri bralnem čipu Felix je bila ta razlika povprečno 2 % povprečnega šuma pri bralnem čipu SCT32A pa

**različne vrednosti kondenzatorjev



Slika 4.10: Oblika kalibracijskega pulza (desno). Vmesna stopnica je široka 50 ns. Višina stopnic približno ustreza signalu 1 m.i.d. za SCT32A in 1/2 m.i.d. za Felix. Oblika signala-časovna ločljivost, ki jo dobimo pri takem kalibracijskem pulzu (desno). Čas na desni sliki teče v obratni smeri.

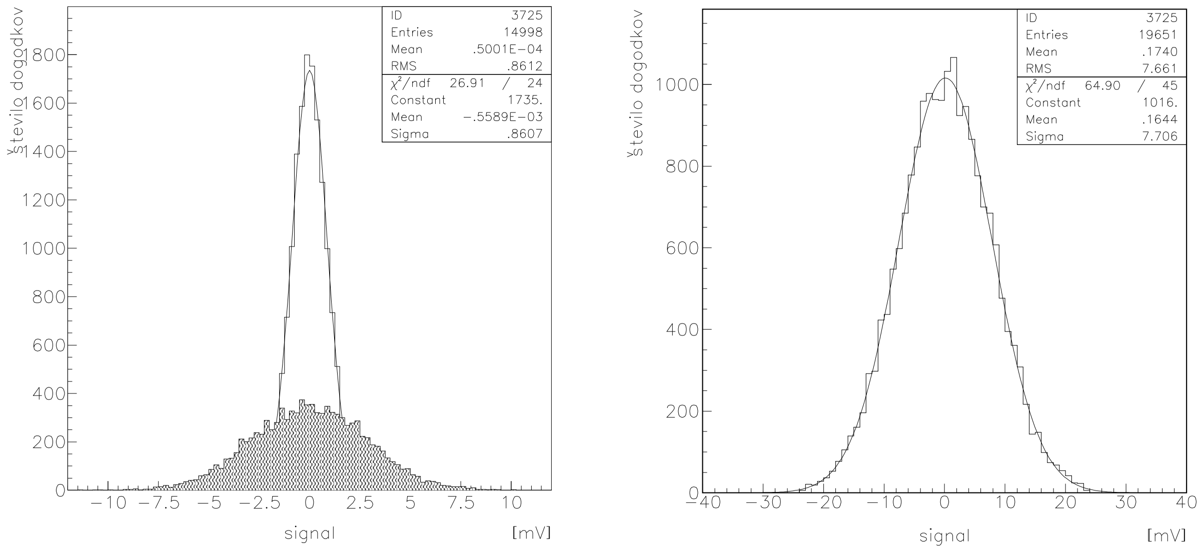
1.8 % povprečnega šuma. Ker je prispevek k šumu zaradi razlik v nivoju celic neodvisen od šuma predojačevalca, lahko ocenimo njegov prispevek kot

$$\sigma_{celice} = \sqrt{\overline{\sigma}_{vse}{}^2 - \overline{\sigma}_{ena}{}^2}, \tag{4.4}$$

kjer je s $\overline{\sigma}_{vse}$ označen povprečni šum celotnega čipa pri vzorčenju v vse celice in s $\overline{\sigma}_{ena}$ povprečni šum celotnega čipa pri vzorčenju v eno celico. Od tu izračunamo $\sigma_{celice} \approx 1.3$mV za bralni čip SCT in $\sigma_{celice} \approx 0.18$mV za Felix. Ker nas zanima šum celotnega čipa bomo v nadaljevanju podajali samo šum pri vzorčenju v vse celice pomnilnega niza.

Pri meritvi šuma je potrebno biti pozoren na šum, ki pride od digitalizacije signalov. V kolikor so v višinah podstavkov velike razlike, se lahko zgodi, da moramo digitalizirati široko področje. Za to potrebujemo ADC pretvornike z velikim dinamičnim obsegom (12 bitov). Naš osciloskop je imel obseg samo 8 bitov, in pri večji skali se je zgodilo, da je bil resnični šum primerljiv z vrednostjo najmanj pomembnega bita. Izračunani šum je bil tako večji kot v resnici. Težavo je moč rešiti tako, da merimo šum na manjši skali, signale pa na večji, saj so znatno nad vrednostjo enega bita. Druga možnost je preračun izmerjenega šuma na pravi šum. Tako je izmerjeni šum pri vrednosti najmanj pomembnega bita (NPB), ki je 20% manjša kot šum, približno 13 % večji kot pri štirikrat manjši vrednosti NPB.

Izmerjeni šum v milivoltih ne pove veliko. Ker v detektorjih zbiramo naboj, raje podajamo šum izmerjen v enotah šumu ekvivalnetnega naboja (ENC). Šum v milivoltih lahko preračunamo v ENC šele, ko izmerimo signal pri znani količini vbrizganega naboja.



Slika 4.11: Šum enega kanala: Felix v običajnem ($\sigma_i = 0.86$ mV) in dekonvolucijskem načinu ($\sigma_i = 2.66$ mV, senčeno) (levo) in SCT ($\sigma_i = 7.7$ mV)(desno).

V splošnem parametriziramo šum bralnega čipa z [3].

$$ENC_{elek.} = \alpha + \beta C \quad , \tag{4.5}$$

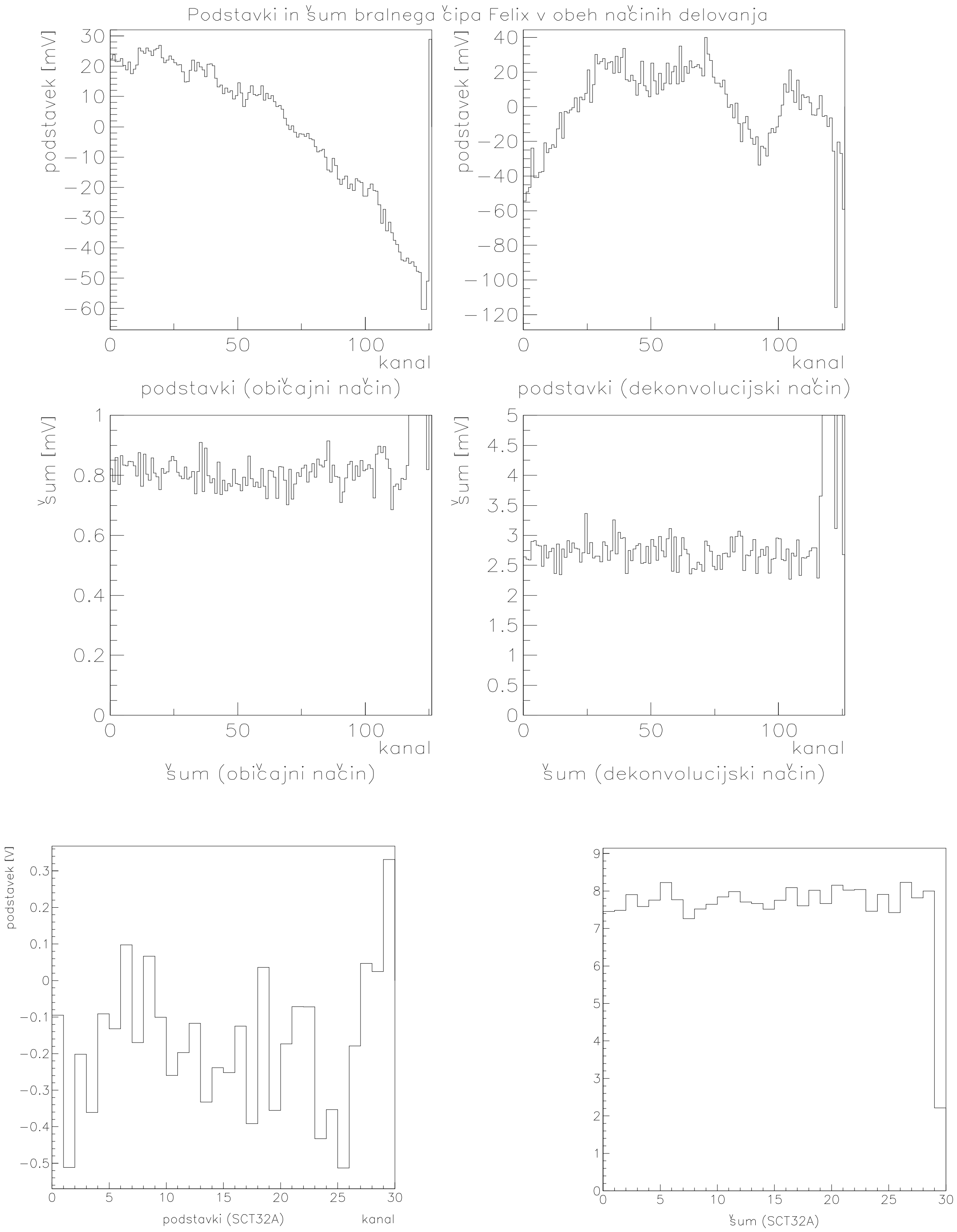
kjer je C kapaciteta na vhodu bralnega čipa. Če bralni čip ni priključen na detektor, je ta nič. Rezultati kalibracijskih meritev nam torej dajo α.

Običajno izberemo kalibracijski naboj ($Q_{kal.}$) ekvivalenten enemu m.i.d.. Za toliko naboja je potrebno v Felix poslati kalibracijski pulz visok 72 mV, v SCT pa 36 mV. Izhodemu signalu kot v enačbi 4.3 odštejemo podstavek in P_j^{cm}, ga povprečimo po več dogodkih in dobimo $\overline{S_i}$. Šumu ekvivalenten naboj celotnega čipa izračunamo kot

$$\alpha = Q_{kal.} \frac{1}{\overline{S/N_{kal}}} \quad , \tag{4.6}$$

kjer je s $\overline{S/N_{kal}}$ označeno povprečno razmerje med signalom, ki ustreza naboju 1 m.i.d., in šumom. Rezultati meritev šuma in razmerja signal - šum so podani v tabeli 4.2. V izračunu razmerja signal šum niso upoštevani zašumljeni kanali, za katere velja $\sigma_i > 2\,\overline{\sigma}$, in mrtvi kanali, ki imajo ali prenizek šum ($\sigma_i > \frac{1}{2}\,\overline{\sigma}$) ali prevelik podstavek (4 m.i.d. glede na sosede).

Izmerjene vrednosti so podobne, kot so jih izmerile tudi druge skupine, razen razmerja signal-šum za Felix, kadar deluje v dekonvolucijskem načinu, kjer smo pričakovali razmerje $\overline{S/N_{kal}} \sim 30$ [5]. Žal smo imeli na voljo samo en Felix, zato je majhno razmerje signal šum lahko posledica slabše delujočega čipa. Vzrok slabšemu razmerju signal-šum je nižji signal.



Slika 4.12: Ničelni DC nivoji - podstavki in šum za oba čipa. Pri Felixu je zadnjih 10 kanalov v obeh načinih delovanja močno zašumljenih ($\sigma_i > 2 * \bar{\sigma}$), dva kanala pa sta mrtva (preveliki podstavki). Zaradi jasnosti slike zašumljenih kanalov ni na sliki.

čip	$\alpha[e_0]$, [mV]	m.i.d. signal [mV]	$\overline{S/N_{kal}}$	σ_{cm}[mV]	$\Delta\overline{P_i}$
Felix(obič.)	647 ± 10 (0.8)	27.8 ± 0.5	34.8 ± 0.8	0.56	~ 3
Felix(dekon.)	$1045 \pm 18(2.6)$	56.1 ± 4	21.5 ± 1.5	2.8	~ 1
SCT32A	$664 \pm 10(7.9)$	266 ± 9	33.8 ± 0.7	2.9	~ 3

Tabela 4.2: Glavne lasnosti bralnih čipov Felix in SCT32A.

V dekonvolucijskem načinu bi pričakovali približno trikrat večji signal kot v običajnem, izmerjeni signal pa je bil le dvakrat večji.

Z analognim signalom si lahko pomagamo šele, ko ga pretvorimo v digitalno obliko, saj je ta primerna za računalniško obdelavo. Ker cena analogno digitalnih pretvornikov hitro narašča z vsakim dodatnim bitom, je neugodno, če se podstavki močno spreminjajo, saj s tem zmanjšujejo dinamični obseg. Na sliki 4.12 lahko vidimo, da je razlika med največjim in najnižjim podstavkom $\Delta\overline{P_i}$ ekvivalentna signalu 3 m.i.d., prav tako pri SCT-ju, medtem ko znaša ta razlika pri Felixu v dekonvolucijskem načinu malo več kot signal enega m.i.d..

4.5.3 Ničelni DC nivo čipa

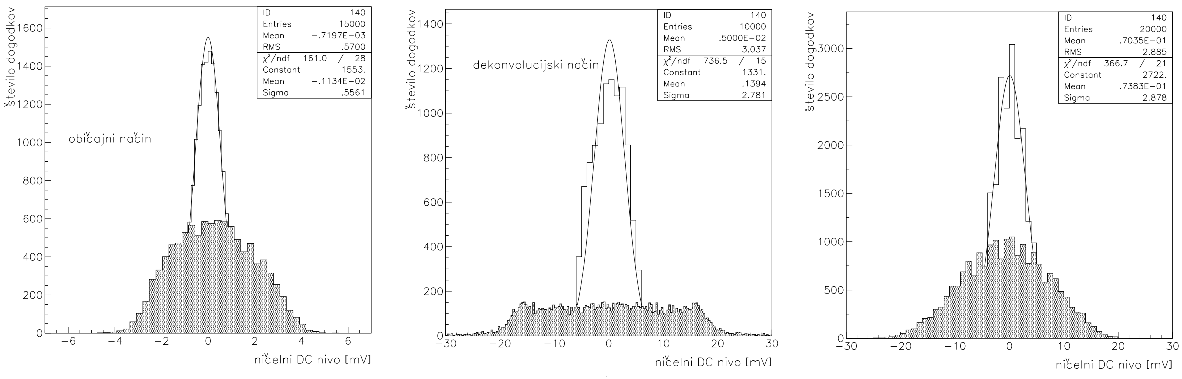
Ena od prednosti analognega branja naboja je upoštevanje premika ničelnega DC nivoja celotnega čipa. Težava se pojavi, če je spreminjanje nivoja veliko (nekaj m.i.d.), saj se s tem zmanjša dinamični obseg. Premik ničelnega nivoja je posledica zunanjih izvorov šuma kot: spremembe v napajanju in motnje okolice.

Izhod iz predojačevalca moramo vzorčiti v vse celice pomnilnega niza (naključno proženje), saj vsota ničelnih vrednosti celic v različnih stolpcih pomnilnega niza ni konstantna. To prinese dodaten prispevek k premiku ničelnega nivoja čipa. Velikost spreminjanja ničelnega DC nivoja σ_{cm} izračunamo kot odmik od povprečne vrednosti $\overline{P^{cm}}$

$$\overline{P^{cm}} = \frac{1}{N} \sum_{j}^{N} P_j{}^{cm} \tag{4.7}$$

$$\sigma_{cm} = \frac{1}{N} \sqrt{\sum_{j}^{N} (P_j{}^{cm} - \overline{P^{cm}})^2}. \tag{4.8}$$

Meritve so pokazale, da se ničelni DC nivo obeh čipov z izjemo Felixa v dekonvolucijskem načinu, le malo spreminja (slika 4.13). Odmiki od povprečne vrednosti so manjši od povprečnega šuma (tabela 4.2). Če na čip priključimo popolnoma osiromašen detektor, se σ_{cm} poveča za dvakrat za bralni čip SCT32A (detektor B02), trikrat za bralni čip Felix (detektor D05) pri običajnem načinu branja in štirikrat pri dekonvolucijskem načinu. Ta meritev služi le kot ocena, saj je σ_{cm} odvisen od detektorja.



Slika 4.13: Porazdelitev dogodkov po ničenlnem DC nivoju za Felix (levo) in SCT32A (desno). Senčeno je označena porazdelitev s priključenim detektorjem.

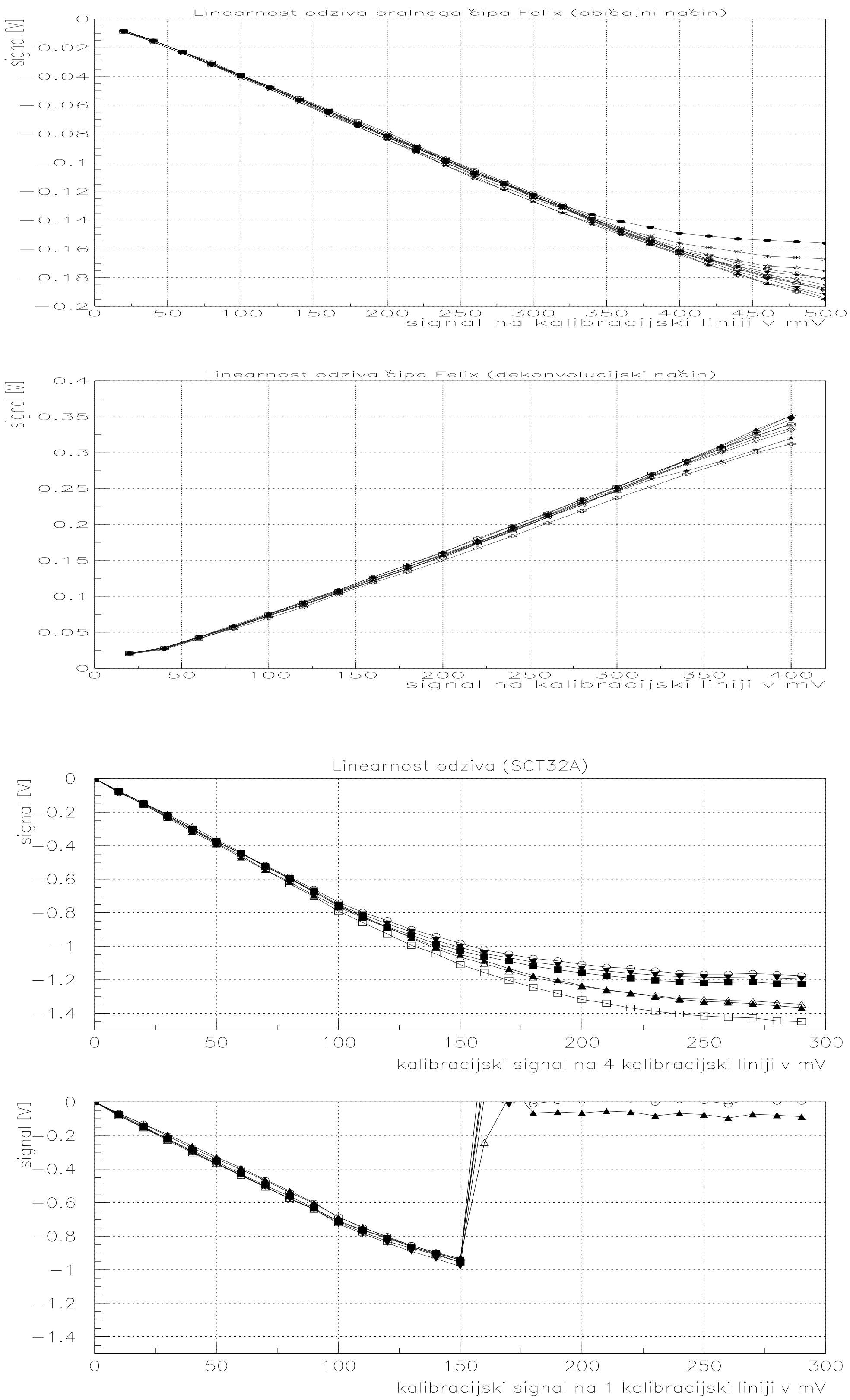
4.5.4 Linearnost odziva

Linearnost odziva preverimo s spreminjanjem velikosti vbrizganega kalibracijskega naboja in merjenjem izhodnega signala (slika 4.14). Iz meritev vidimo, da je odziv Felixa linearen vse do kalibracijskih signalov velikih 400 mV, kar ustreza naboju 5-6 m.i.d.. Nekoliko slabšo linearnost kaže čip SCT, kjer se linearnost poruši pri 4-5 m.i.d., kanali priključeni na prvo kalibracijsko linijo, pa se sploh ne odzivajo na signale večje kot ~ 4.1 m.i.d.. Žal smo imeli na voljo samo en čip, tako da ne moremo vedeti ali je to napaka enega samega čipa ali vseh.

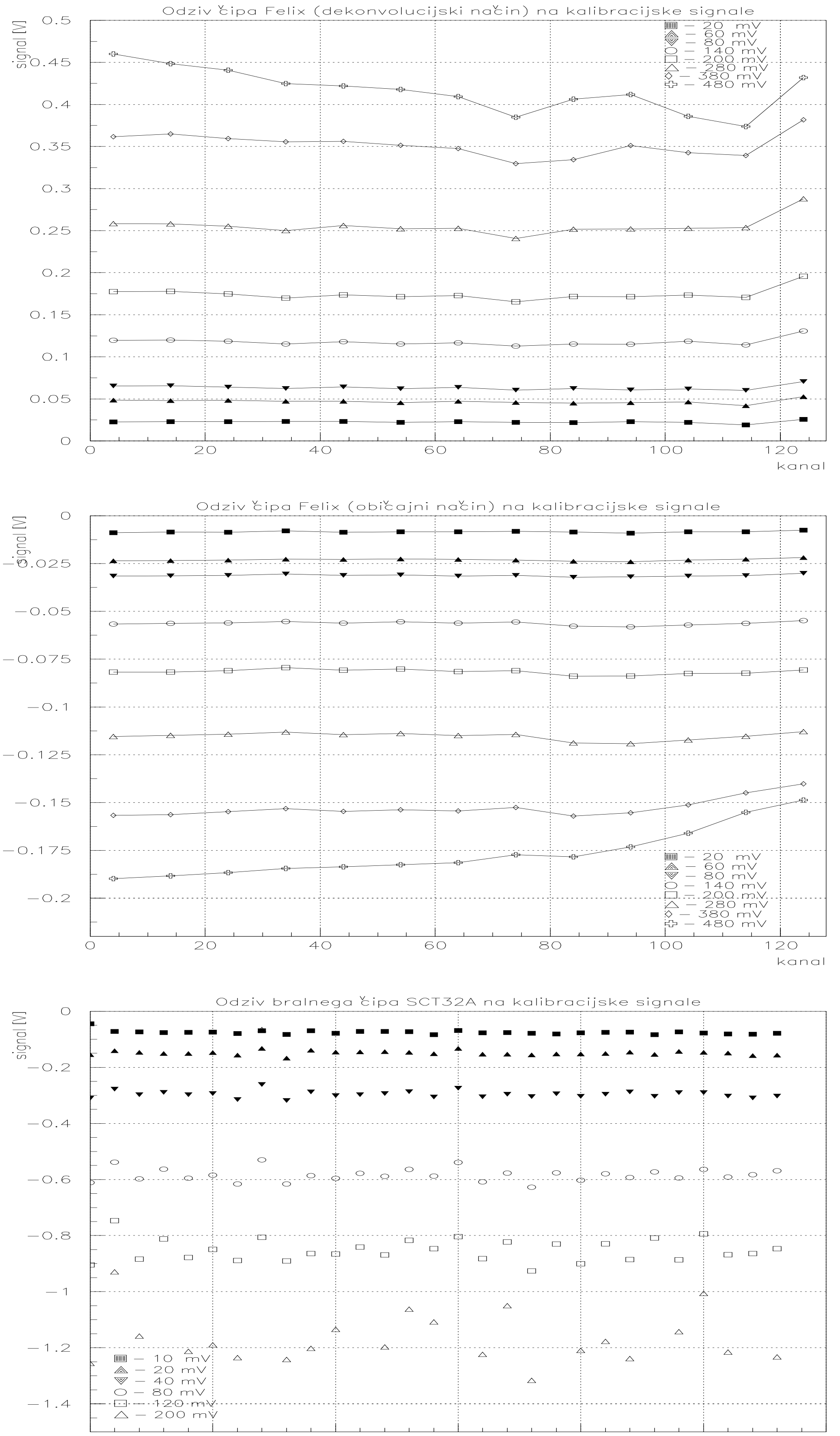
Pri obeh čipih se podstavki ostalih kanalov zaradi vbrizganega kalibracijskega naboja premaknejo v nasprotno smer kot izhodni signal. Odmik narašča z velikostjo kalibracijskega pulza. V povprečju znaša pri kalibracijskih pulzih večjih od 3 m.i.d. nekaj $\overline{\sigma}$ in je enak za vse podstavke.

Zanimivo je pogledati kako se na enake kalibracijske pulze odzivajo različni kanali. To nam prikazuje slika 4.15, s katere je razvidno, da postane Felixov odziv nelinearen za kanale z večjo zaporedno številko. Vzrok bi lahko bil v velikih kalibracijskih signalih v vsakem desetem kanalu. Bralni čip ni načrtovan za tako velike signale v več kanalih hkrati. To lahko poveča porabo do te mere, da kanali na koncu čipa nimajo več optimalnega napajanja.

Pri bralnem čipu SCT opazimo drugačno težavo. Odziv čipa na velike kalibracijske signale je manj homogen. Tako se signali v različnih kanalih pri enakem kalibracijskem signalu 120 mV (~ 3 m.i.d.) razlikujejo za ~ 10 %. Na srečo so takšni dogodki pri delu detektorja, povezanega s čipom, redki.



Slika 4.14: Linearnost odziva obeh čipov. Kalibracijski pulz, ki ustreza naboju 1 m.i.d. znaša 72 mV za Felix in 36 mV za SCT32A. Različne krivulje pomenijo različne kanale na kalibracijski liniji.



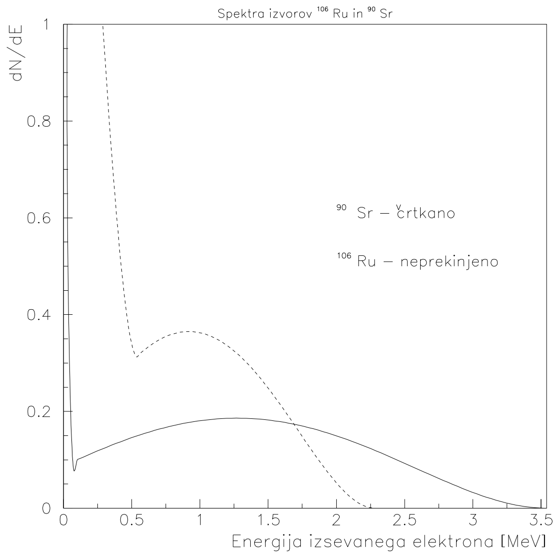
Slika 4.15: Odziv čipov na različno velike kalibracijske pulze.

5. poglavje

Meritve z izvorom beta

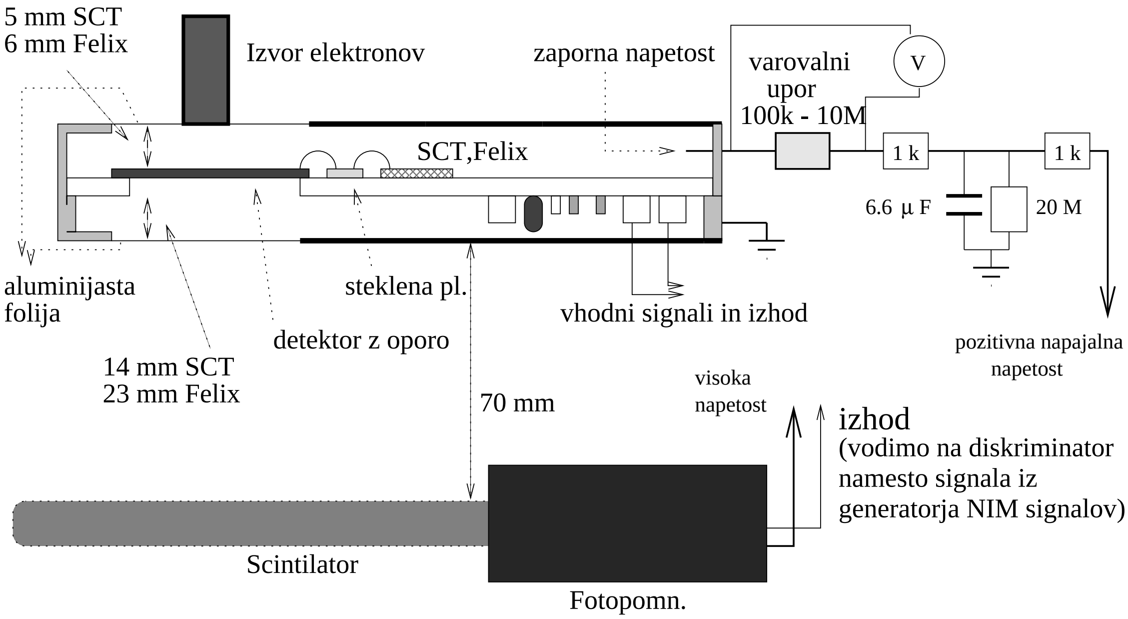
5.1 Postavitev merilnega sistema

Sistem za testiranje bralnih čipov (slika 4.5) lahko uporabimo tudi za testiranje sklopa detektor-bralni čip (slika 5.2). Naboj sedaj v bralni čip ne vbrizgamo s pulznim generatorjem, ampak ga po preletu elektrona zberemo v detektorju. Obenem sproži isti elektron po prihodu v scintilator tudi signal iz fotopomnoževalke. Pri delu smo uporabljali dva izvora elektronov: ^{90}Sr in ^{106}Ru z aktivnostjo 37 MBq in 1 MBq (80% β^-). Spektra obeh izvorov sta prikazana na sliki 5.1.



Slika 5.1: Spektra izvorov ^{90}Sr in ^{106}Ru [9]. Oba razpadeta z razpadom β^- v kratkoživi jedri (Y in Rh), ki razpadeta v končni jedri z nadaljnjim razpadom β^-. Spektra sta normalizirana na enoto.

Tiskano vezje, na katerem se nahaja čip, ima v bližini čipa odprtino, v katero lahko namestimo detektor. Če hočemo bralni čip uporabiti večkrat za branje različnih detektorjev, povežemo čip s stekleno ploščico, ki ima na vsaki liniji več kontaktnih blazinic (ang. Fan-in). Te nato povežemo z detektorjem.



Slika 5.2: Postavitev scintilatorja in izvora pri testiranju detektorjev in analogne elektronike z izvorom. Vrednosti uporov so v Ω.

Zaporno napetost priključimo na detektor preko upora (od 100 kΩ do 10 MΩ), na katerem ob morebitnem preboju detektorja ali nenadnem tokovnem sunku pade večji del napajalne napetosti in s tem varuje detektor pred poškodbami. Hkrati lahko padec napetosti na uporu izkoristimo za meritev zapornega toka skozi detektor. Ker se je pri meritvah izkazalo, da je napajalna napetost premalo gladka, kar opazimo kot povečan σ_{cm}, smo jo zgladili z velikim zaporedno vezanim kondenzatorjem in uporom (slika 5.2).

Pozitivno zaporno napetost smo priključili na spodnjo stran detektorja, varovalni obroč, napajalno linijo, in vrata pri detektorjih FOXFET pa smo ozemljili.

Ker želimo izmeriti spekter odložene energije v detektorju, je za dobro statistiko potrebnih veliko dogodkov. S prenosom vsakega dogodka posebej iz osciloskopa v računalnik, bi porabili veliko časa za prenos podatkov. Veliko bolje je izkoristiti notranji spomin osciloskopa, shraniti nekaj deset dogodkov in jih šele nato prenesti v računalnik. Efektivna pogostost shranjevanja dogodkov na disk je tako znašala okoli 20 Hz.

Ker scintilator pokriva večji prostorski kot kot pasovi, ki so priključeni na bralni čip (slika 5.2), je samo del (10 % SCT, 35 % Felix) dogodkov takšnih, kjer je elektron, ki je sprožil branje, zares preletel tudi z elektroniko povezan del detektorja. V datoteki z meritvami je torej veliko ,,praznih” dogodkov.

5.2 Analiza dogodkov

Na začetku določimo vsem kanalom podstavek $\overline{P^i}$ in šum σ_i. Načeloma bi lahko uporabili enačbo 4.1, vendar je potrebno upoštevati dejstvo, da je spreminjanje nivoja vsakega kanala posledica šuma in signala, ki ga pusti elektron, ko preleti detektor. Pri izračunu podstavka in šuma kanala, signalov seveda ne smemo upoštevati. Iz analize jih izločimo s sledečim postopkom..

- Izračunamo podstavek in šum vseh kanalov z enačbama 4.1 in 4.3, pri čemer v enačbi za šum (4.3) ne upoštevamo premika ničelnega nivoja čipa ($P_j{}^{cm}$).
- Ponovimo predhodni postopek, pri čemer iz vsote izključimo vse $P_j{}^i$, za katere velja $P_j{}^i > N_{rez} * \sigma_i$, ker domnevamo, da so posledica signala. Te kanale ne upoštevamo tudi pri izračunu ničelnega DC nivoja celotnega čipa (enačba 4.2) za dan dogodek.

  V tem koraku izračunamo tudi povprečno vrednost ničelnega DC nivoja čipa $\overline{P^{cm}}$ in efektivni odmik od te vrednosti σ_{cm} (enačbi 4.7 , 4.8).
- Še enkrat ponovimo postopek iz druge točke, le da iz analize izključimo vse tiste dogodke, za katere velja $P_j{}^{cm} > CM_{rez} * \sigma_{cm}$. V izračunu šuma kanala upoštevamo tudi $P_j{}^{cm}$.

Število dogodkov N, ki jih uporabimo za izračun šuma, reza N_{rez} in CM_{rez} so vhodni parametri analiznega programa. Običajno uporabimo enaka reza $N_{rez} = CM_{rez} = 3$. Ko imamo izračunan šum in podstavke, se lahko začne analiza signalov. Signal kanala za dan dogodek izračunamo kot $S_j{}^i = P_j{}^i - \overline{P^i} - P_j{}^{cm}$.

Pri testiranju detektorjev z izvorom zadetega pasu ne poznamo vnaprej, zato je potrebno izbrati kriterij, s katerim ga poiščemo. Običjano izberemo za zadeti pas tistega, pri katerem je razmerje signal-šum največje in hkrati presega mejo S/N_c. Ta pas imenujemo tudi centralni pas.

Večkrat se zgodi, da so zadeti tudi sosednji pasovi. Takšen skupek imenujemo gruča. Vanjo so sprejeti vsi pasovi, katerih razmerje signal-šum presega mejo S/N_s. Celoten signal je tako vsota vseh signalov v gruči. Ker imajo kanali različen šum, izrazimo tudi mejo, ki jo mora presegati signal gruče, v enotah signal-šum . Če je $\sum_k S^k/\sigma_k > S/N_g$, sklepamo, da je nabiti delec preletel detektor. V kolikor je odziv bralnega čipa linearen in homogen, je signal gruče premo sorazmeren z odloženo energijo v detektorju.

Vzroki za pojav signala na več pasovih so: prelet delca pod kotom, difuzija rojenega naboja in kapacitivni prenos naboja iz interpolacijskega pasu na sosednja bralna pasova.

Od izbire rezov S/N_c, S/N_s in S/N_g je odvisna uspešnost zaznavanja nabitih delcev, velikost gruč, prav tako pa izbira reza vpliva na izmerjeno odloženo energijo v detektorju.

5.3 Rezultati meritev

5.3.1 Meritev najverjetneje odložene energije

Osnovni namen meritev z izvorom je določitev signala, ki ustreza najverjetneje odloženi energiji v siliciju. Kvocient tega signala in povprečnega šuma detektorja definiramo kot razmerje signal-šum za sistem detektor-bralna elektronika.

Pri meritvi najverjetneje odložene energije je potrebno biti pozoren na dve stvari.

- Ker vpad elektronov ni pravokoten in vsi elektroni niso minimalno ionizirajoči delci, pričakujemo $\sim 15\%$ [2] večje razmerje signal-šum, kot bi ga dobili, če bi namesto elektronov imeli minimalno ionizirajoče pione, s katerimi običajno delamo v testnem žarku. Popravek je dobljen iz simulacije. V njej ni bila upoštevana izguba signala zaradi nepopolnih kapacitivnih prenosov iz interpolacijskih pasov na bralne. Zaradi nepopolnih kapacitivnih prenosov je signal, ki ga izmerimo na več pasovih, manjši, kot bi bil, če bi se enak naboj zbral na enem samem pasu.

- Izmerjena odložena energija je odvisna od izbire rezov. Če postavimo rez S/N_s visoko, se nam zaradi tega poveča delež dogodkov z enim zadetim pasom. To ima za posledico nižji signal za najverjetneje odloženo energijo in slabšo učinkovitost zaznavanja delcev, saj lahko kot šum zavržemo tudi resnične dogodke. Prav tako ne gre S/N_s postaviti prenizko, saj potem štejemo k signalu gruče tudi signale, ki so lahko posledica šuma.

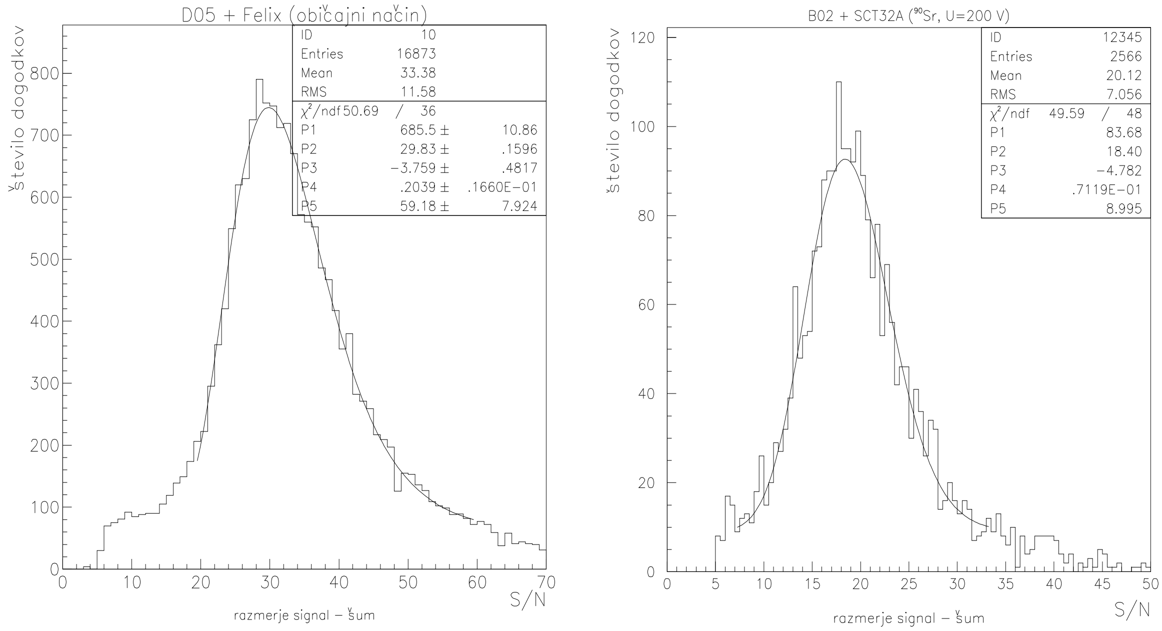
Ker smo imeli na voljo po en Felix in SCT32A, smo izbrali po en polisilicijev detektor (B02) in en detektor FOXFET (D05). Prvega smo testirali z bralnim čipom SCT32A, drugega pa z bralnim čipom Felix. Pri meritvah z detektrojem B02 smo uporabljali oba izvora elektronov, medtem ko smo D05 testirali samo z ^{106}Ru. Kot bomo kasneje videli, se rezultati praktično ne razlikujejo. Razlog je v tem, da silicij in aluminijeva folija (slika 5.2) odrežeta nizkoenergijski del spektrov izsevanih elektronov (slika 5.1) , ki tako ne morejo priti v scintilator in prožiti branja [2]. Skozi silicij se torej prebijejo samo elektroni z energijo večjo ali enako minimalno ionizirajočim elektronov, ti pa imajo približno enake energijske izgube.

Na sliki 5.3 sta spektra odložene energije v obeh detektorjih. Meritve so bile narejene pri sobni temperaturi $T \approx 24°$C in zapornih napetostih $U = 90$V za detektor FOXFET, ter $U = 200V$ za detektor s polikristaliničnimi upori. Zanimivo je pogledati razmeje signal šum, ki ga dobimo iz teh meritev.

Meritev s Felixom da $S/N = 29.8 \pm 0.2$, kar se približno ujema s pričakovanji. Večji šum zaradi kapacitete detektorja zniža S/N (za $\sim 30\%$, glej naslednji razdelek), k zvišanju signala pa prispevajo elektroni ($\sim 15\%$) in debelejši detektor [*]. Pričakovali bi torej $S/N \approx \overline{S/N_{kal}} * 0.69 * 1.15 * 1.15 \approx 31.5$.

Povsem drugače je pri meritvah s SCT32A, kjer je razmerje signal-šum $S/N = 18.4 \pm 0.2$ znatno nižje od pričakovanega iz meritev s kalibracijskimi signali $S/N \approx 27$. Meritev odložene energije (slika 5.6) kaže, da izgubljamo signal. Najverjetneje odloženi energiji ustreza signal ~ 190 mV, kar je manj kot 266 mV, kolikor znaša signal minimalno ionizirajočega delca s kalibracijskimi pulzi. Vzrok temu trenutno še iščemo, saj so tudi druge skupine v kolaboraciji ATLAS opazile podobno vedenje.

[*] Vbrizgani kalibracijski naboj je bil enak naboju, kot ga dobimo pri preletu minimalno ionizirajočega delca skozi 300 μm debel detektor. Detektor D05 je debel 350μm.



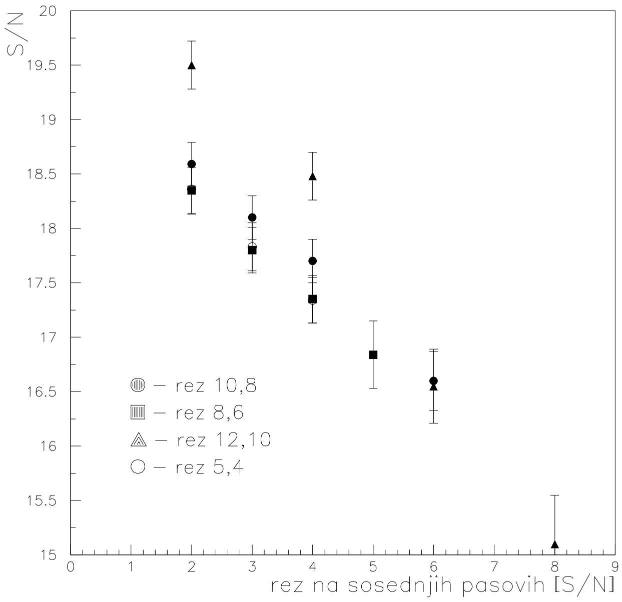
Slika 5.3: Spektera najverejtneje odložene energije: a) v detektorju D05. Zbrani naboj je prebran z bralnim čipom Felix v običajnem načinu. b) v detektorju B02, priključenim na bralni čip SCT32A.

Signal, ki ustreza najverjetneje odloženi energiji, smo dobili s prilagajanjem asimetrične Gauss-ove funkcije vrhu spektra.

$$f(x, p_1, p_2, p_3, p_4, p_5) = p_1 \exp(-\frac{(x-p_2)^2}{(p_3-p_4x)^2}) + p_5 \quad , \tag{5.1}$$

kjer so p_i parametri prilagajanja. Signalu za najveretneje odloženo energijo ustreza parameter p_2. Izbrana funkcija nima fizikalne osnove, ima pa lepo lasnost, da je vrednost p_2 šibko odvisna od intervala prilagajanja. Teoretično bi pričakovali Landau-ovo porazdelitev energijskih izgub okoli povprečne vrednosti, če bi bili elektroni monoenergijski in bi detektor preteli pod pravim kotom. Pri meritvah so elektroni preletavali detektor pod različnimi koti in z različnimi energijami. Prava porazdelitev energijskih izgub elektronov je konvolucija vseh treh porazdelitev. Razmerje med najverjetneje odloženo energijo in povprečno odloženo energijo znaša pri izmerjeni porazdelitvi 0.9, torej je porazdelitev nekje med Gauss-ovo, kjer je najverjetneje odložena energija enaka povprečni in Landau-ovo, pri kateri je najverjetneje odložena energija 2/3 povprečne.

Prilagajanje funkcije 5.1 simuliranim dogodkom, generiranih po obeh skrajnih porazdelitvah (Gauss-ova ($p_3 = 0$) in Landau-ova), nam je služilo za oceno sistematične napake. To smo ocenili kot razliko med vrednostjo najverjetneje odložene energije iz prilagajanja in pravo vrednostjo. Pri številu generiranih dogodkov, ki je približno enako številu izmerjenih, in intervalu, v katerem leži $\sim 70\%$ dogodkov, je ta napaka pri obeh skra-

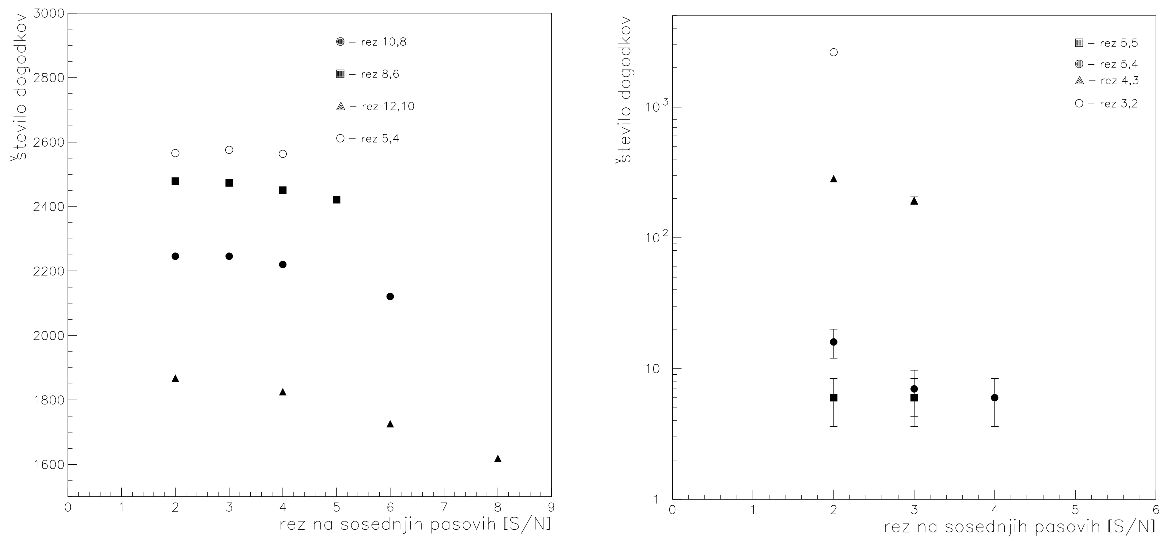


Slika 5.4: Odvisnost signala za najverjetnejo odloženo energijo od izbire energijskega reza S/N_s. Prva številka pri rezu pomeni rez na razmerju signal šum celotne gruče in druga na centralnem pasu. Rez (5,4) se skoraj v celoti ujema z rezom (8,6).

jnih porazdelitvah manjša kot 0.4% najverjetneje odložene energije. Prava porazdelitev je nekje med obema skrajnima, zato smo predpostavili, da velja ta ocena tudi zanjo. Sistematično napako lahko torej proti statistični ($\sim 1\%$, glej sliko 5.3) zanemarimo.

Odvisnost signala, ki ustreza najverjetneje odloženi energiji, od rezov S/N_g,S/N_c in S/N_s je prikazana na sliki 5.4 za detektor B02. Vidimo, da rezi znatno pod razmerjem signal-šum ne vplivajo znatno na meritev najverjetneje odložene energije. Drugače je pri velikih rezih, kjer se lahko zgodi, da čisto pokvarimo spekter in določitev najverjetneje odložene energije ni mogoča. Podobno sliko opazimo pri določanju učikovitosti detektorja (slika 5.5). Ker hočemo, da bo detektor čim učinkoviteje zaznaval delce, moramo imeti čim nižji rez, vendar še vedno takšen, da ne bomo pridelali preveč lažnih-šumnih dogodkov. V nadaljni analizi smo uporabljali rez 5,4,2 (S/N_g, S/N_c, S/N_s), kjer dobimo pri meritvi ozadja (brez izvora) pri enakem številu proženj (20000) okoli 10 šumnih dogodkov. Verjetnost za dogodek, ki je posledica šuma, je torej pri takšnem rezu za en kanal okoli $2 \cdot 10^{-5}$. Če rez na signalu gruče ali centralnem pasu zmanjšamo to število hitro naraste. Omeniti velja, da sta bila tudi spektra na sliki 5.3 dobljena s tem rezom.

Meritev z bralnim čipom SCT32A pokaže slabost branja naboja s časi oblikovanja signalov τ, ki so primerljivi s časi zbiranja naboja v detektorju, ki znaša 20 ns za vrzeli in za 7 ns za elektrone [7]. Zaradi kratkih τ zberemo ves rojeni naboj šele pri napetostih, ki so veliko večje od U_{po} (slika 5.6). Večje električno polje poskrbi, da se naboj hitreje zbere. Tako je napetost, pri kateri zberemo 95 % vsega naboja, okoli 120 V ali 60 V več



Slika 5.5: Število dogokov (levo) in število šumnih dogodkov (desno) pri različnih rezih na sosednjih pasovih. Pri rezih z $S/N_c > 5$ ne dobimo niti enega dogodka, ki je posledica šuma. Število proženj je 20000.

kot je U_{po}. Na isti sliki lahko tudi vidimo, da je signal, ki ustreza najverjetneje odloženi energiji, praktično neodvisen od vrste izvora elektronov.

S spreminjanjem zakasnitve sunkov iz diskriminatorja (slika 4.5) in meritvijo signala, ki ustreza najverjetneje odloženi energiji, lahko dobimo obliko signala iz predojačevalca. Obenem je določitev prave zakasnitve pomembna, saj bi lahko zaradi različne dolžine kablov in časa potrebnega za prehod signala čez diskriminatorski † nivo, vzorčili signal ob vrhu sunka iz predojačevalca in ne v vrhu, kjer je signal največji. Na sliki 5.7 je prikazana odvisnost najverjetneje odložene energije v B02 od zakasnitve.

5.3.2 Meritev šuma

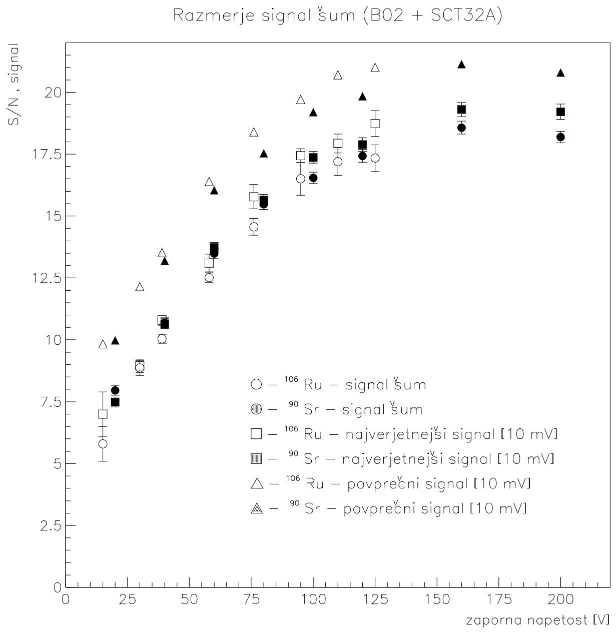
Šum sklopa detektor-bralni čip lahko zapišemo kot vsoto treh prispevkov [16].

- Šum bralnega čipa, ki ga popisuje enačba 4.5.
- Šum zaradi zapornega toka, ki je odvisen od korena zapornega toka.

$$ENC_{zap.tok} = \frac{e}{e_0}\sqrt{\frac{e_0\,\tau}{4} I_{zt}} \quad , \tag{5.2}$$

kjer je I_{zt} zaporni tok enega pasu in e osnova naravnega logaritma. Ob tipičnem zapornem toku testiranih detektorjev 10 pA (tabela 3.1) in kratkih časih oblikovanja pulzov ($\tau = 25, 75$ ns), znaša ta prispevek komaj nekaj elektronov.

† „Time walk" bi zelo pokvaril meritve, zato je bilo nujno uporabiti CF diskriminator.



Slika 5.6: Signal najverjetneje odložene energije, povprečne energije in razmerje signal šum v odvisnosti od zaporne napetosti. Na ordinati je enota za merjeni signal 10 mV.

- Dodatno prispeva k celotnemu šumu šum napajalnega upora R.

$$ENC_{upor} = \frac{e}{e_0}\sqrt{\frac{k\,T\,\tau}{2\,R}} \quad . \tag{5.3}$$

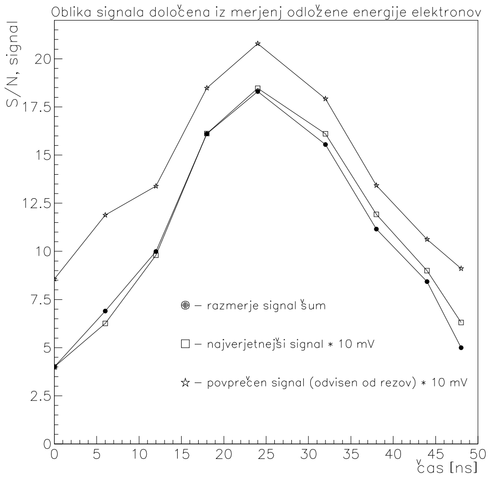
Prispevek šuma napajalnega upora znaša za $R = 10 - 100\mathrm{M}\Omega$ od 10-30 e_0.

K šumu torej skoraj v celoti prispeva šum elektronike. Ta je odvisen od kapacitete na vhodu predojačevalca. Kapaciteta bralnih pasov proti spodnji strani detektorja se zmanšuje z zaporno napetostjo, zato z zaporno napetostjo pada tudi šum (slika 5.8). Iz meritev kapacitete (tabela 3.1) lahko vidimo, da znaša kapaciteta pasov proti spodnji strani popolnoma osiromašenega detektorja B02 okoli

$$\frac{C}{l} = \varepsilon\varepsilon_0\frac{r}{d} = \frac{C_{merjena}}{l}\;\frac{1}{\text{število pasov}} \approx 0.082 \text{ pF/cm} \quad , \tag{5.4}$$

kjer je z $r = 25\mu$m označena razdalja med pasovi in z l dolžina detektorja. Specifična kapaciteta detektorja D05 je zaradi debelejšega detektorja manjša $\sim$ 0.045pF/cm. Pri popolnoma osiromašenem detektorju je mnogo večja kapaciteta bralnega pasu proti sosednjim pasovom, ki znaša za geometrijo pasov testiranih detektorjev 1.95 pF/cm.

Iz velikosti šuma pri popolnoma osiromašenem detektroju lahko določimo koeficient β iz enačbe 4.3. Predpostavili smo, da je ves dodatni šum posledica kapacitete na vhodu v predojačevalec. Iz izmerjenega povprečnega šuma za D05, ki znaša $\overline{\sigma} = 1.15 \pm 0.07$ mV



Slika 5.7: Najverjetneje odložena energija v odvisnosti od zakasnitve signala iz fotopomnoževalke glede na sinhronizacijski signal iz generatorja kontrolnih signalov. Oblika porazdelitve predstavlja tudi obliko signala iz predojačevalca bralnega čipa SCT32A.

lahko z vrednostmi iz tabele 4.2 ocenimo β_{Felix} za bralni čip Felix v običajnem načinu delovanja. Prirastek šuma zaradi kapacitete je $ENC_{det.} = 290 \pm 25e_0$. Če delimo to vrednost s $C =$ 6cm ·2.02 pF/cm= 12.12 pF, dobimo $\beta_{Felix} = 23.9 \pm 1.7$ /pF.

Šum detektorja B02 skupaj z bralnim čipom znaša 10.6±0.2 mV, kar da za prispevek k šumu elektronike zaradi kapacitete detektorja $ENC_{det.} = 240 \pm 10e_0$. Ko to vrednost delimo s vhodno kapaciteto $C = 8.12$ pF, dobimo $\beta_{SCT} = 29.5 \pm 1.3$ /pF .

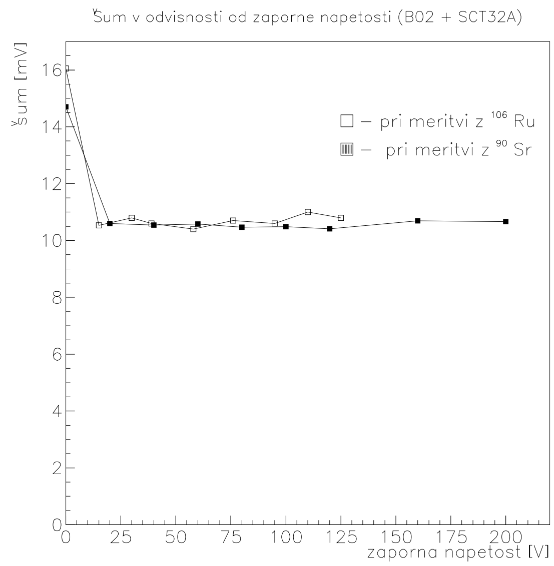
5.3.3 Širina gruč

Z zaporno napetostjo se spreminja povprečna širina gruč. Na podlagi odvisnosti povprečne širine gruč od zaporne napetosti lahko sklepamo na U_{po}.

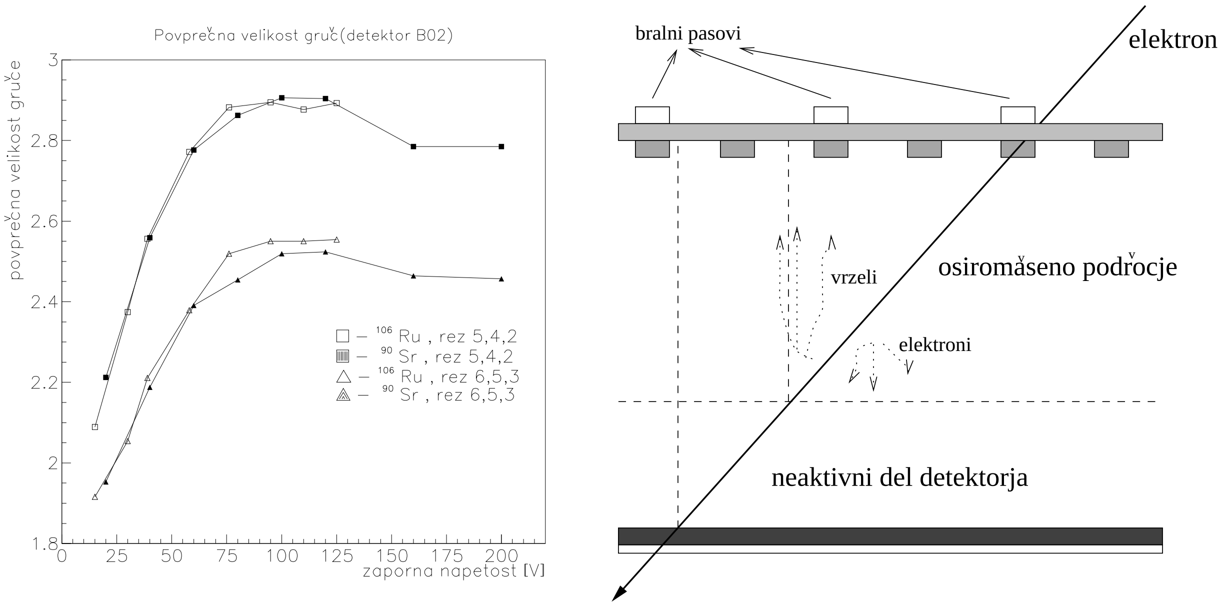
Ko večamo zaporno napetost, se osiromašeno področje in s tem aktivni del detektorja širi (slika 5.9 b). Če delci preletijo detektor pod kotom, rodijo zaznani naboj tako v širšem področju. S popolnoma osiromašenim detektorjem zaznamo ves naboj, zato bi pričakovali, da se povprečna širina gruč z zaporno napetostjo večjo kot U_{po} ne spreminja več. Na sliki 5.9a vidimo, da se pri velikih zapornih napetostih povprečna širina gruč zmanjša.

Večje polje v detektorju zmanjša čas zbiranja naboja in s tem difuzijo. Običajno je porazdelitev zaznanega naboja na polovični višini zaradi difuzije široka okoli 10 μm, kar je primerljivo z razdaljo med pasovi. Rojeni naboj se zaradi tega manj razleze, zaradi česar se zmanjša tudi povprečna širina gruč.

Seveda je širina gruče odvisna od izbire reza S/N_s. Višje kot ga postavimo, ožje bodo gruče. Ne glede na rez doseže povprečna velikost gruč za detektor B02 plato pri $U \approx 70$, kar je blizu U_{po} dobljeni z meritvijo kapacitete (tabela 3.1).



Slika 5.8: Povprečni šum sklopa detektor B02–bralni čip SCT32A v odvisnosti od zaporne napetosti.



Slika 5.9: Povprečna širina gruč pri različnih rezih v odvisnosti od zaporne napetosti za detektor B02 (levo). Razlaga meritve (desno).

6. poglavje

Zaključek

Leta 2004 bo zgrajen trkalnik protonov LHC, ob katerem bo stal spektrometer ATLAS. Ker je spektrometer ATLAS še v razvojni fazi, je potrebno preučiti delovanje vsakega poddetektorja posebej. Naša skupina sodeluje pri izdelavi polprevodniškega sledilca nabitih delcev.

V ta namen smo postavili dva sistema za testiranje mikropasovnih detektorjev. Prvi je namenjen meritvam kapacitet in zapornih tokov detektorjev, drugi pa določanju lasnosti analognih bralnih čipov in testiranju sklopa detektor bralni-čip z izvorom beta.

Statične lasnosti smo določili štirim detektorjem z napajanjem FOXFET (D03, D04, D05 in D07) in dvema detektorjema s polikristaliničnimi silicijevimi upori (B01 in B02). Meritve kapacitet so pokazale, da so napetosti, potrebne za popolno osiromašenje detektorjev, med 25 in 60 V. Zaradi preboja toka skozi varovalni obroč, je bilo napetost, potrebno za popolno osiromašenje detektorja B01, nemogoče določiti iz meritev kapacitet. Ocenili smo jo lahko le iz meritev zapornega toka (slika 3.6). Zaporni tokovi vse detektorjev so bili v skladu s pričakovanji okoli 200 nA/cm^3 pri $T = 24°$ C(tabela 3.1).

Z merilnim sistemom za testiranje bralne elektronike smo določili lasnosti dveh bralnih čipov: Felix in SCT32A. Oba sta bila razvita za analogno branje naboja v razmerah, kot bodo na trkalniku LHC.

Najpomembnejša lastnost bralnega čipa je razmerje signal-šum. Rezultati meritev s kalibracijskimi signali so pokazali, da je razmerje signal-šum bralnega čipa SCT dovolj veliko ($S/N_{kal.} = 34$) za uspešno določanje mesta preleta nabitih delcev skozi detektor. Prav tako je razmerje signal-šum zadovoljivo za bralni čip Felix, kadar dela v običajnem načinu ($S/N_{kal.} = 35$), nekoliko slabše pa je v dekonvolucijskem načinu $S/N_{kal.} = 21$. Žal smo imeli na voljo le en čip, zato ne vemo, kaj je temu vzrok.

K šumu bralnega čipa skoraj v celoti prispeva predojačevalec. Na pomnilni niz odpade le 1-2 % celotnega šuma obeh bralnih čipov. Zanemarljivo je tudi spreminjanje ničelnega DC nivoja celotnega čipa. Oba bralna čipa izpolnjujeta zahteve za ločevanje dogodkov, ki so v času 50 ns narazen. Izmerjene lastnosti so zbrane v tabeli 4.2.

Testiranje detektrojev v povezavi z izvorom elektronov beta je dalo pričakovane rezultate za detektor FOXFET (D05), priključen na bralni čip Felix. Izmerili smo razmerje signal-šum $S/N = 30$. V nasprotju s pričakovanji so rezultati meritev z detektorjem

B02, priključenim na bralni čip SCT32A. Izmerjeno razmerje $S/N = 18.5$ je krepko pod pričakovanim. Nižje razmerje S/N je posledica izgube signala. Vzroka za to zaenkrat še ne poznamo.

Meritve z bralnim čipom SCT32A so pokazale, da je potrebno za 95% zbranega naboja priključiti na detektor zaporno napetost približno 60 V nad napetostjo, potrebno za popolno osiromašenje detektorja. Vzrok temu so časi oblikovanja signalov iz predojačevalca, zaradi katerih v signalu ne vidimo vsega zbranega naboja pri napetosti popolnega osiromašenja. Slednjo smo določili tudi iz meritve povprečne širine gruče v odvisnosti od zaporne napetosti. Za detektor B02 se je dobljena vrednost na 10 % natančno ujemala s tisto iz meritve kapacitete.

V prihodnosti imamo namen testirane detektorje obsevati na reaktorju Instituta Jožef Stefan v Podgorici in jih nato ponovno testirati.

Dodatek A

ADB in APSP

A.1 ADB

Pomnilni niz ali ADB je sestavljen iz dveh delov: celic kamor se zapiše izhod iz oblikovalca pulzov A.1a in kontrolne logike, ki uravnava pisanje v celice in branje iz celic. Delovanje kontrolne logike je prikazano na sliki A.1b. Izhod iz oblikovalca pulzov prepišemo v celico, na katero kaže pisalni kazalec. Ta se pomika v korakih po eno celico, razen če je celica, v katero želimo pisati, zaščitena pred branjem. Takšno celico pisalni kazalec preskoči. Celice zaščiti pred prepisovanejm prožilni kazalec, ki je glede na bralnega zakasnjen za 1μs. Prožilni kazalec ob prihodu kontrolnega signala T1 označi ustrezno število celic ($\tau/\Delta t$, Δt je čas vzorčenja). Označene celice so zaščitene, dokler jih ne preberemo. Branje poteka po postopku prvi not-prvi ven (FIFO). Za pravilno delovaneje pomnilnega niza skrbijo tri vrste registrov (slika A.1b): register označenih celic, register prvih celic in register dogodkov. Register prvih celic potrebujemo, če je pri dogodku označenih več celic (Felix). Ker je čas oblikovanja pulzov pri bralnem čipu SCT dovolj kratek, tega registra ne potrebujemo. V eksperimentu se bo dogajalo, da bo čas med dvema dogodkoma krajši kot je čas obdelave (APSP, multipleksiranje) dogodka, zato ima ADB več dogodkovnih registrov, v katerih dogodki počakajo na obdelavo. V resnici se v dogodkovni register shranijo samo naslovi dogodkov v pomnilnem nizu, signal pa ostane zapisan v celici.

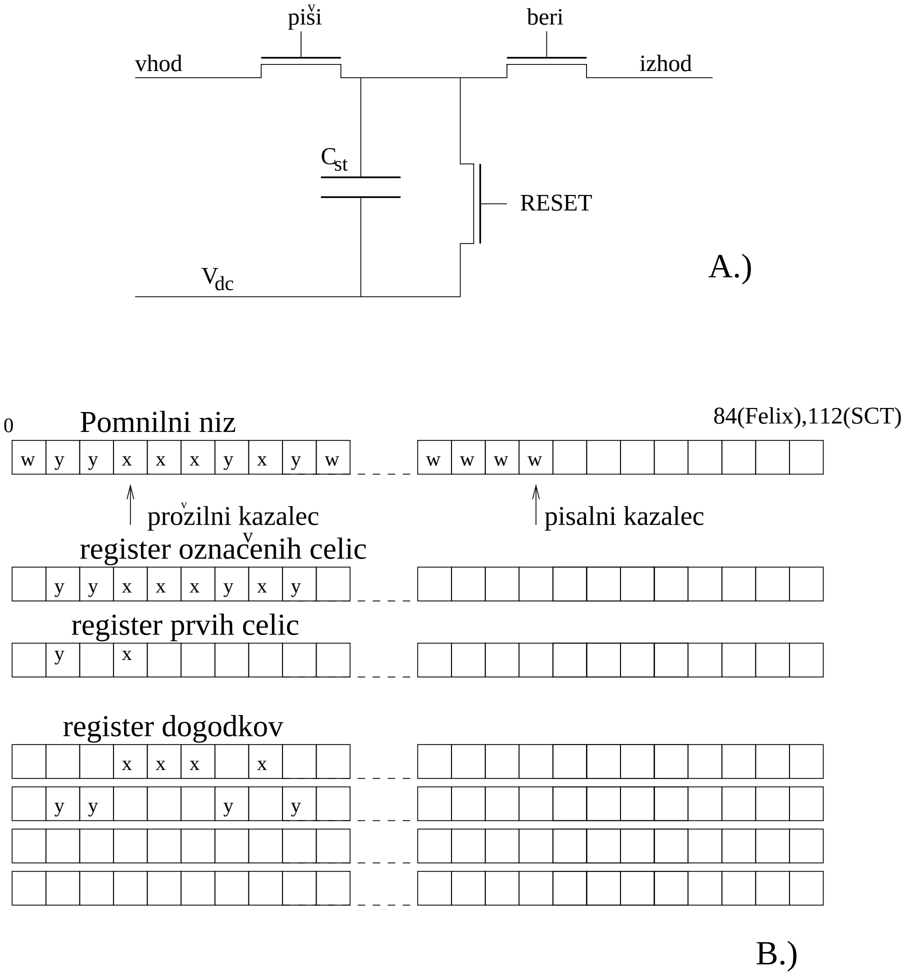
A.2 APSP

Če je odziv $v(t)$ sistema predojačevalca in oblikovalca pulzov linearen, lahko njegov odziv na vhodni signal $s(t)$ zapišemo kot

$$v(t) = \int_{-\infty}^{t} h(t-t')\, s(t')dt' \quad , \tag{A.1}$$

kjer $h(t)$ odziv takšnega sistema na funkcijo $\delta(t)$. V kolikor vzorčimo izhodno napetost v diskretnih časovnih intervalih, zapišemo zgornjo enačbo v matrični obliki [13]

$$V_i = \sum_j H_{ij} S_j \equiv V = H \cdot S. \tag{A.2}$$



Slika A.1: Osnovna celica pomnilnega niza (zgoraj) in registri kontrolne logike (spodaj).

Vhodni pulz tako dobimo kot $S = W \cdot V = H^{-1} \cdot H \cdot S$, kjer je $W = H^{-1}$ utežna funkcija. Če imamo sunke oblikovane z vezjem CR-RC *, dobimo pred vzorčenjem na izhodu iz oblikovalca pulzov signal

$$v(t) = e^0 \, (\frac{t}{\tau}) \exp(\frac{-t}{\tau}) \quad . \tag{A.3}$$

Pri takšnem oblikovanju pulzov se izkaže [10], da lahko določimo čas prihoda in višino vhodnega signala s_k samo s tremi vzorci. V matriki W so od nič različne namreč le tri

*ce uporabimo vezje CR-RC^2 je oblika sunka podana z enačbo

$$v(t) = \frac{e^0}{2} \, (\frac{2\,t}{\tau}) \exp(\frac{-2\,t}{\tau})$$

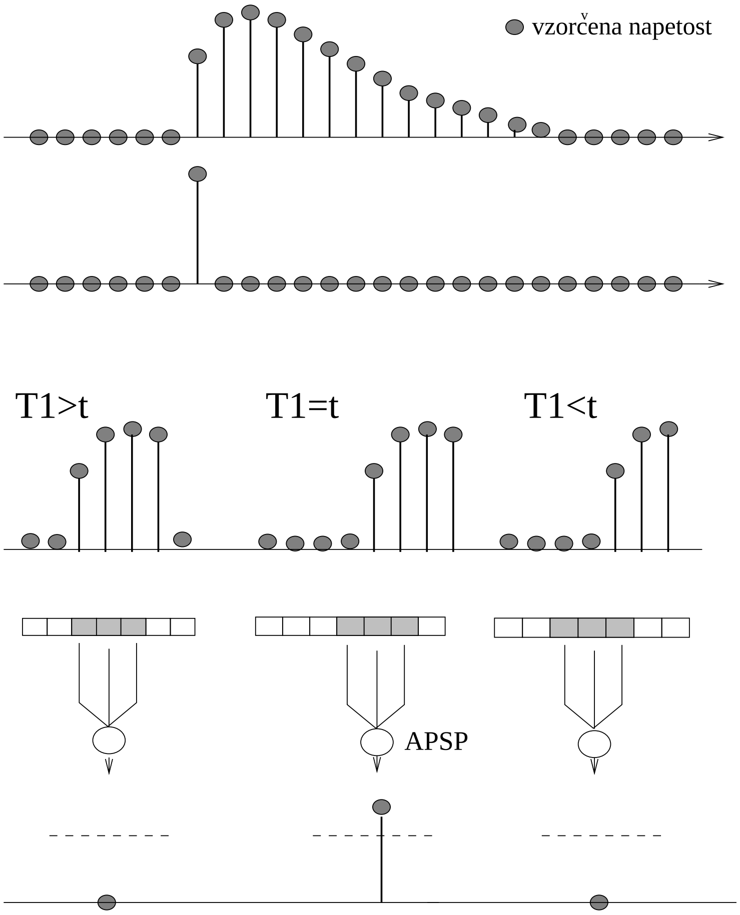
uteži (w_1, w_2 in w_3).

$$s_k = w_1 v_k + w_2 v_{k-1} + w_3 v_{k-2} \quad . \tag{A.4}$$

Uteži w_i izračunamo z

$$w_1 = \exp(x-1)/x \quad w_2 = -2e^{-1}/x \quad w_3 = \exp(-x-1)/x \quad , \tag{A.5}$$

kjer je $x = \Delta t/\tau$. Za bralni čip Felix, kjer je čas oblikovanja pulzov $\tau = 75$ns in čas vzorčenja $\Delta t = 25$ns znaša $x = 1/3$. Bolj zanimiv kot vezje, ki omogoča uteževanje posameznih vzorcev [11], je shematski prikaz delovanja metode dekonvolucije, prikazan na sliki A.2. Na izhodu dobimo od nič različen signal le, če bo prožilni signal T1 zakasnjen na vbriz naboja za časovno razliko t med pisalnim in prožilnim kazalcem. V kolikor se zmoti za eno samo celico, signala na izhodu iz vezja APSP ne vidimo.



Slika A.2: Shematski prikaz delovanja vezja APSP. Iz pulza, ki se razširja preko več celic pomnilnega niza, lahko dobimo pulz s časovno ločljivostjo 25 ns (zgoraj). Potreben pogoj za to je pravočasen prihod kontrolnega signala T1 (spodaj).

Dodatek B

Kontrolni signali in nastavitve za Felix in SCT32A

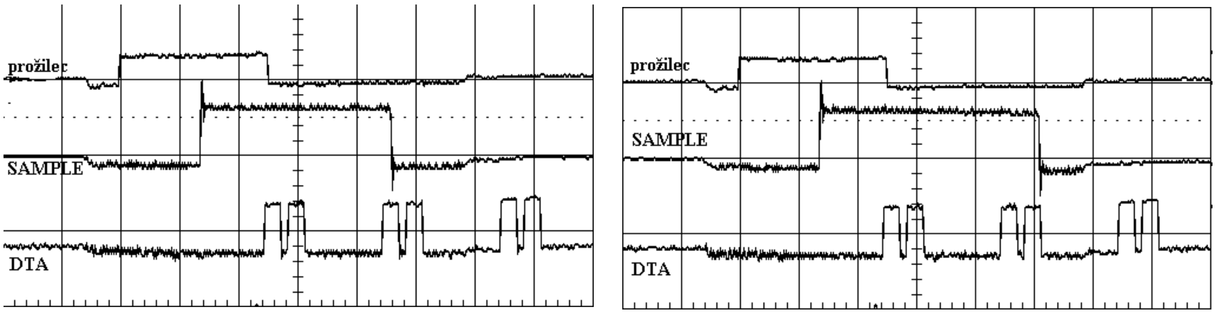
Kontrolne signale razdelimo v dve skupini. V prvo sodijo signali, ki jih generator kontrolnih signalov periodično pošilja bralnemu čipu, do prihoda prožilnega signala. V to skupino sodijo signali RESET (multiplekser RESET), pri bralnem čipu SCT32A signal INIT, s katerim lahko spreminjamo število dostopnih celic pomnilnega niza, in sinhronizacijski signali. Prihod prožilnega signala prekine periodično ponavljanje gornjih signalov, in začne bralni cikel. Prvi v nizu signalov bralnega cikla je signal T1, ki označi celice v pomnilnem nizu. Signal T1 lahko zakasnimo za čas D * glede na prožilni signal in tako kompenziramo različne dolžine kablov, lahko pa zakasnitev izkoristimo za meritve s pulznim generatorjem. Za enak čas D so zakasnjeni tudi ostali signali bralnega cikla (slike B.2,B.3).

B.1 Felix

Prihod prožilnega signala označi štiri celice v pomnilnem nizu bralnega čipa Felix. Kontrolni signal T1 mora biti zato dolg vsaj 100 ns (4 Δt). Če je dogodkov več (daljši T1), izberemo željenega z kontrolnim signalom SAMPLE. Katere dogodke lahko preberemo, javi bralni čip s signalom DTA (podatki pripravljeni), ki je sestavljen iz dveh zaporednih pulzov (slika B.1). V kolikor je padajoči rob signala SAMPLE sočasen s katerim od obeh pulzov, preberemo dogodek. V običajnem načinu deluje čip, kadar izberemo prvi pulz, v dekonvolucijskem načinu pa, kadar izberemo drugega.

Nastavitve delovnih napetosti in tokov skozi posamezne komponente bralnega čipa , kot smo jih uporabljali pri meritvah, so zbrane v tabeli B.1.

*zakasnimo ga lahko za večkratnikih časa vzorčenja Δt=25 ns



Slika B.1: Izbor branega dogodka in načina dela pri bralnem čipu Felix. Signal SAMPLE izbere način branja; običajni (levo) in dekonvolucijski (desno). Razdelek na osi x je 2 μs.

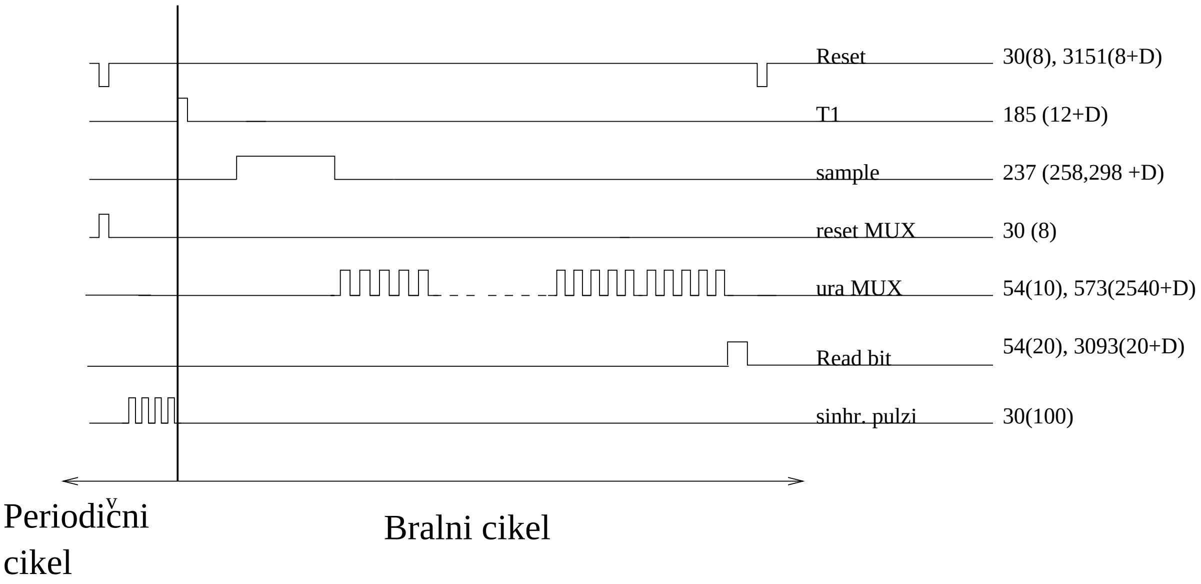
parameter	vrednost
V_P (napetost na predojačevalcu)	-0.452 V
V_S (napetost na oblikovalcu pulzov)	0.280 V
V_B (napetost na kondenzatorjih ADB)	-0.805 V
V_D (referenčna napetost)	-1.087 V
V_{PB} (tok skozi predojačevalec)	0.850 mA
V_{SB} (tok skozi oblikovalec pulzov)	0.290 mA
V_{BB} (tok skozi izhodni ojačevalec)	0.086 mA
V_{AB} (tok skozi APSP)	0.024 mA
V_{FB} (tok skozi sledilnik napetosti)	0.024 mA

Tabela B.1: Nastavitve delovnih napetosti in tokov skozi posamezne komponente bralnega čipa Felix. Oznake za posamezne parametre so takšne kot na tiskanem vezju. Tokovi so merjeni preko upora 1 kΩ.

B.2 SCT32A

Vloga signala SAMPLE je pri bralnem čipu SCT32A nekoliko drugačna. Signal, shranjen v celici pomnilnega niza, lahko prepišemo v multiplekser samo, če to dovoli signal SAMPLE. Ta mora biti zato dolg vsaj toliko kot je skupna dolžina multipleksiranega signala. Različne dogodke (več signalov T1) izbiramo s signalom ECL Read (beri).

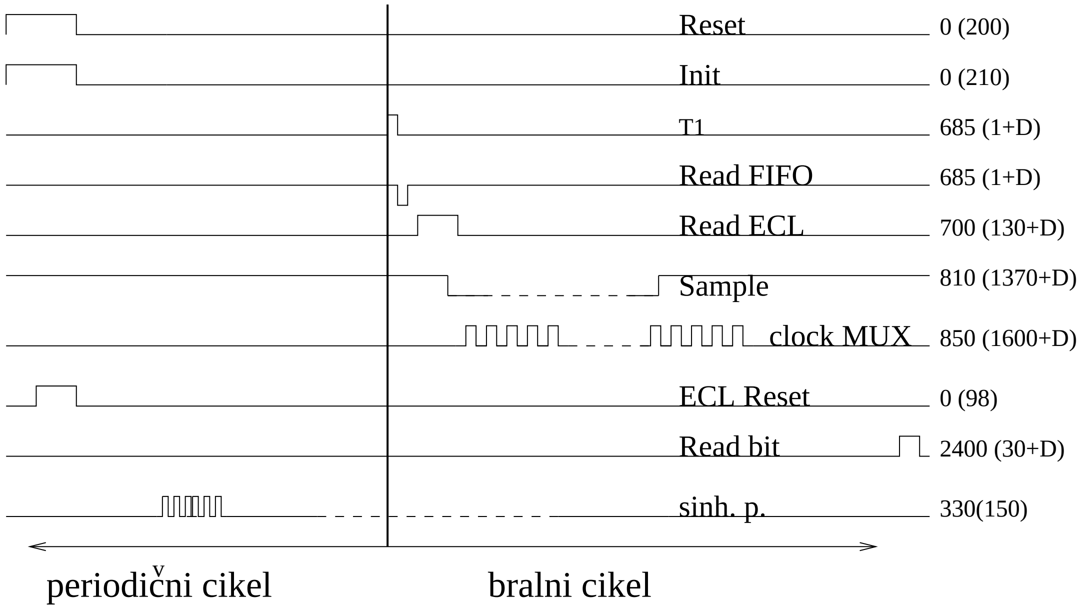
Nastavitve delovnih napetosti in tokov za bralni čip SCT32A so zbrane v tabeli B.2



Slika B.2: Shema kontrolnih signalov za bralni čip Felix. Časi pojavljanja posameznih signalov in časi trajanja (v oklepaju) so podani na levi. Navpična črta na sliki označuje čas prihoda prožilnega signala.

parameter	vrednost
I_{pre} (tok skozi predojačevalec)	126 mA
I_{sh} (tok skozi oblikovalec pulzov)	-125 mA
I_{buf} (tok skozi sledilnik napetosti)	-133 mV
V_{ref} (referenčna napetost)	-1.039 V

Tabela B.2: Nastavitve tokov in napetosti za bralni čip SCT32A. Tokovi so merjeni preko upora 1 kΩ.



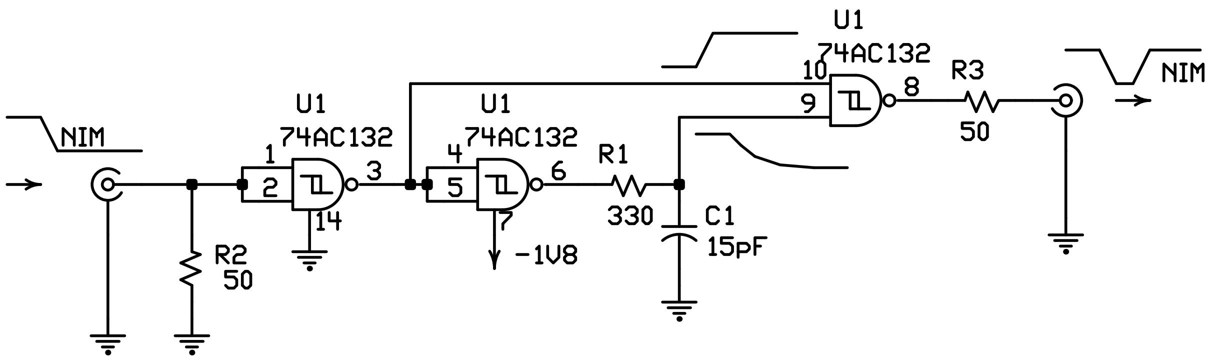
Slika B.3: Shema kontrolnih signalov za bralni čip SCT32A. Časi pojavljanja posameznih signalov in časi trajanja (v oklepaju) so podani na levi.Navpična črta na sliki označuje čas prihoda prožilnega signala.

Dodatek C

Skrajševalec pulzov

Čas trajanja logičnega signala, ki ga dobimo iz večine diskriminatorjev na trgu ni krajši od 10 ns. Kadar vodimo takšne signale na koincidenčno enoto dobimo širino koincidenčne krivulje okoli 20 ns.

Signale iz diskriminatorja lahko skrajšamo z vezjem na sliki C.1. Vezje izkorišča končni čas preklopa logičnih vrat za krajšanje pulzov. Vhodni signal NIM skrajša na samo 2-3 ns, kar da okoli 5 ns široko koincidenčno krivuljo..



Slika C.1: Skrajševalec logičnih signalov

Literatura

[1] A. Peisert, *Silicon microstrip detectors*, Institoto Nazionale di Fisica Nucleare, Sezione di Padova, Padova,1992.

[2] G. Kramberger, *Meritev in simulacija signalov izvora* ^{90}Sr *v pozicijsko občutljivem silicijevem detektorju*, diplomsko delo ,Ljubljana, 1995.

[3] T. Ferbel, *Experimental Tecniques in High Energy Physics*, Addison-Wesley, 1987.

[4] Veljko Radeka, *Ann. Rev. Nucl.Part. Sci.* **Vol. 38**, (1988) 217-277.

[5] S. Roe, *A Felix users Guide*, ATLAS internal note, 1995.

[6] S.M. Sze, *Physics of Semiconductor Devices*, John Wiley & Sons, 1981.

[7] W.R. Leo, *Tecniques for Nuclear and Particle Physics Experiments*, Springer-Verlag, 1987.

[8] J.B.A. England et. al., *Nuclear Instruments and Methods* **185**, (1981) 43.

[9] C. S. Wu, S. A. Moszkowski, *Beta Decay*, Interscience Publishers, New York, 1966.

[10] T. Schulz, *Investigation on the Long Term Behaviour of Damage Effects an Corresponding Defects in Detector Grade Silicon after Neutron Irradiation*, doktorsko delo, Hamburg, 1996.

[11] S. Gadomski et. al., *Nuclear Instruments and Methods* **A 320**, (1992) 217-227.

[12] R. Brenner et. al., *Nuclear Instruments and Methods* **A 339**, (1994) 564-569.

[13] E. Engels et. al., *Nuclear Instruments and Methods* **A 326**, (1993) 214-221.

[14] ATLAS Collaboration, *ATLAS Technical Proposal* ,CERN,1994

[15] H. Dijkstra et. al., *IEEE Transactions on Nuclear Science* **Vol. 36**, (1989) 591.

[16] E. Nygard et. al., *Nuclear Instruments and Methods* **A 301**, (1991) 506-516.

[17] F. Anghinolfi et. al., *SCT A - A Rad-Hard BiCMOS Analogue Readout ASIC for the ATLAS Semiconductor Tracker*, ATLAS internal note, 1996.

[18] F. Anghinolfi et. al., *Development of Front-End Electronics for Silicon Strip Detectors Using the DMILL BiCMOS Rad-Hard Process*, ATLAS internal note, 1996.