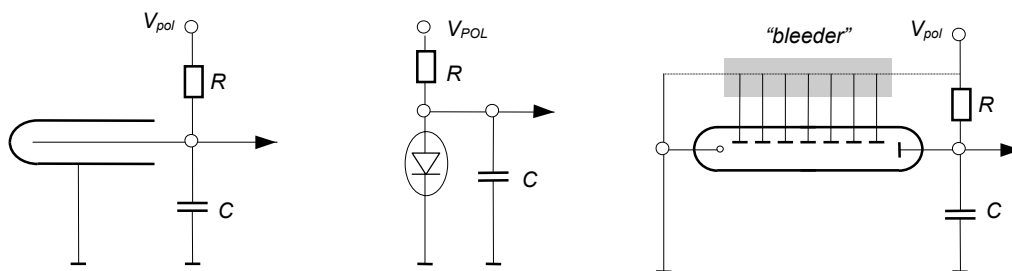


3. Tryb pracy układów elektroniki „Front-End”.

Sygnal elektryczny uzyskiwany z detektorów promieniowania jonizującego w swej pierwotnej formie stanowi stochastyczny ciąg impulsów prądowych niosący informacje o energii konwertowanej w indywidualnych aktach detekcji oraz o średniej częstotliwości tych zdarzeń. Informację o energii promieniowania reprezentuje ładunek zawarty w impulsie prądowym, natomiast średnią częstotliwość aktów detekcji replikuje średnia częstotliwość generowanych impulsów prądowych. EKSTRAKCJA tych informacji dokonywana jest w dalszych układach funkcjonalnych toru pomiarowego. Zadanie układu „Front-End” sprowadza się do wstępnego przetworzenia sygnału („*signal preprocessing*”) stosownie do wymagań narzuconych przez detektor, system pomiarowy oraz charakter ekstrahowanej informacji. Według kryterium *wstępnego przetwarzania sygnału* wyróżniono następujące **tryby pracy** tych układów^{19,20}

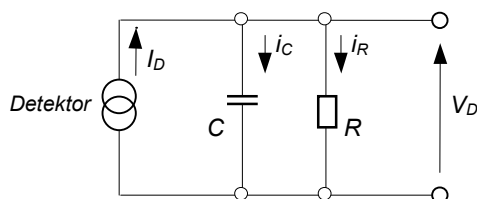
- impulsowy tryb prądowy
- impulsowy tryb napięciowy
- impulsowy tryb napięciowo-prądowy
- impulsowy tryb ładunkowy
- tryb pomiaru średniego poziomu.

W każdym trybie pracy „gorący” punkt detektora łączy się z siecią elementów biernych stworzonego układu odbioru sygnału. Ukazuje to schematycznie rysunek 12 przedstawiający w uproszczeniu typowe konfiguracje obwodów wyjściowych różnych detektorów (gazowego, półprzewodnikowego i scyntylacyjnego).



Rys. 12. Uprozczone schematy ideowe obwodów wyjściowych różnych detektorów.

Na rysunku 13 podano wspólny dla powyższych układów zastępczy schemat sygnałowy. Detektory są w nim reprezentowane przez impulsowe (idealne) źródło prądowe; rezystancja R stanowi wypadkową oporność widzianą od strony detektora, zaś pojemność C obejmuje łącznie pojemności układowe, rozproszone pojemności montażowe i pojemność własną detektora.



Rys. 13. Zastępczy schemat sygnałowy układów z rysunku 12.

3.1. Impulsowy tryb prądowy – (Current Mode)

W prądowym trybie pracy generowany w detektorze impuls prądowy z założenia powinien być przekazany do układu elektroniki odczytu w niezmięnionej, „pierwotnej” postaci. Prócz tak ostro sformułowanego kryterium **trybu wierno-prądowego** (*True Current Mode*), stosowane jest również kryterium *przekazu maksymalnej mocy sygnału*, determinujące tzw. **tryb semi-prądowy** (*Semi-Current Mode*). Dla dopełnienia wymogów kryterialnych konieczne jest ustalenie wzajemnych relacji parametrów układowych i sygnałowych. Podstawę wyznaczenia tych związków stanowi podany wyżej sygnałowy układ zastępczy.

Wyjściowymi równaniami procedur obliczeniowych są równania Kirchhoffa. W zapisie operatorowym przyjmują one postać

$$i_D(p) = i_R(p) + i_C(p) \quad (86)$$

$$i_R(p)R + i_C(p)\frac{1}{pC} = 0 \quad (87)$$

a ich rozwiązaniem jest funkcja operatorowa prądu $i_R(p)$ przekazywanego do odbiornika reprezentowanego w układzie zastępczym przez rezystor R .

$$i_R(p) = i_D(p) \frac{1}{1 + pRC} \quad (88)$$

Równanie powyższe pokazuje, że dla uzyskania identyczności przebiegów $i_R(t)$ i $i_D(t)$, a tym samym spełnienia wymogu kryterialnego **wierno-prądowego trybu** pracy, warunkiem koniecznym i wystarczającym jest, aby wartość stałej czasowej obwodu RC **zdażała do zera**. W praktyce wiąże się to z koniecznością maksymalnie możliwej redukcji rezystancji wejściowej odbiornika sygnału.

Warunki zapewniające przekaz sygnału do odbiornika z maksymalną mocą, zależą od „kształtu” impulsu prądowego tj. jego funkcji czasu $i_D(t)$. Określimy je zatem dla dwóch, istotnie różnych w kształcie impulsów detektorowych: prostokątnego i eksponencjalnego. Pierwszy z wymienionych opisany jest w dziedzinie czasu równaniem

$$i_D(t) = i_m [H(t) - H(t - \tau_i)] \quad (89)$$

które w zapisie operatorowym przyjmuje formę

$$i_D(p) = i_m \left[\frac{1 - \exp(-p\tau_i)}{p} \right] \quad (90)$$

Symbolem τ_i oznaczono tu szerokość impulsu. W tym też interwale następuje przekaz energii impulsu do odbiornika. Ograniczenie czasowe podyktowane szerokością impulsu można przenieść na funkcję mocy $P_R(t)$ w rezystancji R , wyrażając przebieg impulsu $i_D(t)$ pojedynczą funkcją skokową. W postaci operatorowej otrzymamy więc

$$i_D(p) = i_m \frac{1}{p} \quad (91)$$

W konsekwencji operatorowa funkcja prądu odbiornika $i_R(p)$ będzie równa

$$i_R(p) = i_m \frac{1}{RC} \frac{1}{p \left(p + \frac{1}{RC} \right)} \quad (92)$$

a jej oryginał daje opis odbieranego impulsu w dziedzinie czasu

$$i_R(t) = i_m \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) \right] \quad (93)$$

Wyrażenie (93) pozwala wyznaczyć funkcję mocy sygnału dostarczanego do odbiornika $P_R(t)$ a w normalnej procedurze analitycznej określić warunki osiągnięcia przez nią wartości maksymalnej P_{Rmax} . Obliczenia szczegółowe podano w Dodatku C. Ich rezultatem jest warunek

$$\exp\left(\frac{\tau_i}{RC}\right) = 1 + \frac{2\tau_i}{RC} \quad (94)$$

który uchyla się od dalszej procedury analitycznej. Metoda kolejnych przybliżeń prowadzi w tym przypadku do ostatecznej postaci warunku kryterialnego

$$\boxed{RC \cong 0,8\tau_i} \quad (95)$$

Drugi z przyjętych do analizy impulsów opisany jest w dziedzinie czasu zależnościami eksponencjalną

$$i_D(t) = i_m \exp\left(-\frac{t}{\tau_i}\right) \quad (96)$$

o obrazie w dziedzinie operatorowej

$$i_D(p) = i_m \frac{1}{\left(p + \frac{1}{\tau_i}\right)} \quad (97)$$

Podstawienie tego wyrażenia do równania (88) i wykonanie prostych operacji matematycznych daje w ostatecznym efekcie opis impulsu prądowego $i_R(t)$.

$$i_R(t) = i_m \frac{\tau_i}{\tau_i - RC} \left[\exp\left(-\frac{t}{\tau_i}\right) - \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) \right] \quad (98)$$

W dalszych obliczeniach (podanych w dodatku C) zakładamy nadto, że przekaz energii impulsu do odbiornika następuje tylko w interwale równym stałej czasowej zaniku impulsu detektora. Kryterialny warunek maksimum mocy odbieranego sygnału dla wykładniczego przebiegu impulsu detektora wyraża się żądaniem aby

$$\boxed{RC \rightarrow \tau_i} \quad (99)$$

Mimo znacznej różnicy kształtu rozważanych przebiegów uzyskane wyniki są na tyle bliskie, że skłaniają do uznania za ogólnie słuszny warunek dopełnienie wymogów omawianego kryterium, **równość stałej czasowej** obwodu wyjściowego detektora i **szerokości impulsu**.

Dla realnych wartości czasu trwania impulsów prądowych detektorów oraz łącznej pojemności obwodu wstępnego formowania sygnału, wynikająca z warunku (99) wartość rezystancji obciążenia mieści się w przedziale od paru do kilkudziesięciu omów. Osobnym problemem jest sposób zapewnienia tak niskich rezystancji. Będzie on przedmiotem rozdziału poświęconego specjalnie tej problematyce.

3.2. Impulsowy tryb napięciowy - (Voltage Mode).

System napięciowy w rozwoju elektroniki jądrowej wyprzedza znacznie omówiony wyżej system prądowy. Do niedawna był on najbardziej rozpowszechnionym i stosowanym w praktyce pomiarów radiometrycznych systemem odbioru sygnału z detektorów promieniowania jonizującego. Nazwa tego trybu związana jest z formowaniem na elementach sieci stowarzyszonej z detektorem **impulsu napięciowego** o amplitudzie istotnie wyższej od uzyskiwanej w trybie prądowym. Właściwość tę warunkuje wysoka wartość wypadkowej rezystancji obciążenia detektora, jest ona wszakże okupiona wydatnym zwiększeniem stałej czasowej jego obwodu wyjściowego.

Struktura obwodu obciążającego detektor w trybie napięciowym jest identyczna jak w trybie prądowym. Różnice dotyczą jedynie wartości elementów tego obwodu. Możemy zatem korzystać z tego samego schematu zastępczego i opisujących go zależności ogólnych.

W szczególności iloczyn prądu opisanego równaniem (88) i rezystancji obciążenia R wyraża przebieg formowanego w tym obwodzie impulsu napięciowego.

$$V_D(p) = i_D(p) \frac{1}{1 + pRC} R = i_D(p) \frac{1}{C} \frac{1}{\left(p + \frac{1}{RC}\right)} \quad (100)$$

Formalnie równanie powyższe można rozwiązać w klasyczny sposób w oparciu o przekształcenia Laplace'a, transformując funkcję $i_D(t)$ w postać operatorową $i_D(p)$, a następnie po wykonaniu wymaganych działań, wyznaczą oryginal $V_D(t)$ uzyskanej funkcji $V_D(p)$. Sposób ten wymaga jednak uprzedniej znajomości funkcji $i_D(t)$. W ogólnym podejściu wygodniej jest przeprowadzić obliczenia w dziedzinie czasu. Impuls napięciowy wyrazi się wówczas związkiem

$$V_D(t) = R [i_D(t) * h(t)] \quad (101)$$

gdzie $h(t) = \frac{1}{RC} e^{-\frac{t}{RC}}$ stanowi charakterystykę impulsową obwodu obciążenia detektora.

Równanie (101) po rozpisaniu go w formie całki spłotu i wykonaniu prostych przekształceń przyjmuje postać

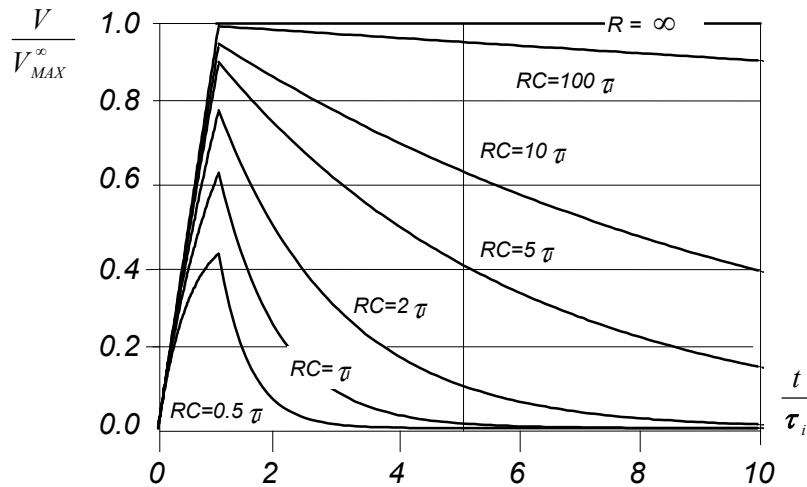
$$V_D(t) = \frac{1}{C} e^{-\frac{t}{RC}} \int_0^t i_D(\xi) e^{\frac{\xi}{RC}} d\xi \quad (102)$$

Ukazuje ono wpływ stałej czasowej RC na formę sygnału napięciowego. Czynniki eksponencjalny przed całką determinuje przebieg krawędzi opadającej impulsu napięciowego podczas gdy podobny człon podcałkowy modyfikuje przebieg czoła impulsu.

W hipotetycznym przypadku gdy $R \rightarrow \infty$ równanie (102) ulega znacznemu uproszczeniu, a mianowicie

$$V_D(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i_D(\xi) d\xi \quad (103)$$

W układach rzeczywistych rezystancja obciążenia ma jednak określoną, skończoną wartość. Jej wpływ manifestuje się obniżeniem amplitudy formowanego w tym obwodzie impulsu napięciowego. Efekt ten ilustruje rysunek 14 przedstawiający rodzinę znormalizowanych przebiegów „wtórnych” impulsów napięciowych, uformowanych w obwodzie całkującym RC przez „pierwotne” impulsy prądowe o kształcie prostokątnym i szerokości τ_i .



Rys.14. Rodzina znormalizowanych impulsów napięciowych uformowanych w obwodzie obciążenia detektora generującego prostokątne impulsy prądowe.

Symbolem V_{MAX}^{∞} oznaczono maksymalną (asymptotyczną) wartość napięcia wyjściowego $V_o(t)$ w ekstremalnym przypadku gdy $R \rightarrow \infty$, czyli dla nieskończenie dużej stałej czasowej obwodu RC .

Wobec nieciągłości funkcji $V_o(t)$ na współrzędnej $t = \tau_i$ w jej opisie skorzystamy z metody superpozycji funkcji standardowych. Według takiej procedury otrzymamy

$$\frac{V}{V_{MAX}^{\infty}} = \frac{RC}{\tau_i} \left\{ \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right) H(t) + \left[- \left(1 - e^{-\frac{t-\tau_i}{RC}} \right) - \left(1 - e^{-\frac{\tau_i}{RC}} \right) + \left(1 - e^{-\frac{\tau_i}{RC}} \right) e^{-\frac{t-\tau_i}{RC}} \right] H(t - \tau_i) \right\} \quad (104)$$

Pierwszy składnik sumy powyższej zależności opisuje krawędź narastającą (czoło) impulsu napięciowego, ostatni natomiast jego krawędź opadającą (ogon). Wyrazy środkowe *wygaszają* funkcję czoła impulsu poczynając od $t = \tau_i$, przy czym człon $\{ 1 - \exp(-\tau_i/RC) \}$ określa wartość szczytową napięcia impulsu osiągalną dla danej wartości stałej czasowej RC .

Zauważmy, że z chwilą skokowego zaniku pierwotnego impulsu prądowego, stowarzyszony ze źródłem prądowym (*detektorem*) obwód staje się obwodem odosobnionym o niezzerowch warunkach „początkowych”. Zachodzący w nim proces rozładowywania pojemności C opisują wówczas równania

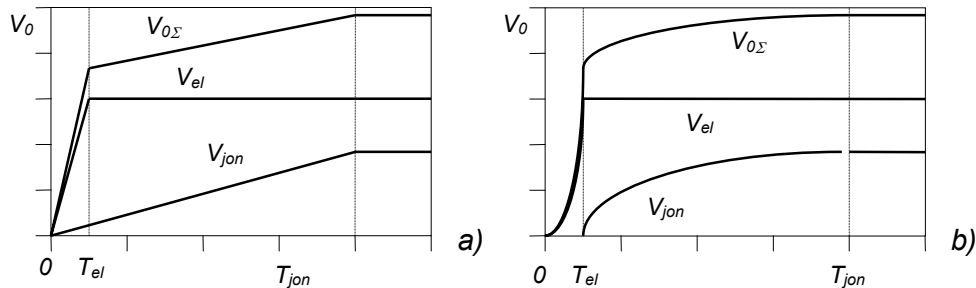
$$V_o(p) = \frac{V_o(\tau_i)}{p} + \frac{i_c(p)}{pC} \quad (105)$$

$$i_c(p) = \frac{V_o(p)}{R} \quad (106)$$

przy czym symbolem V_o oznaczono wspólne dla wszystkich elementów układu równoległego napięcie. W nowym, przesuniętym o τ_i układzie współrzędnych, impuls napięciowy wyznaczony układem równań (105) i (106), dany jest równaniem

$$V_o(t) = V_o(\tau_i) \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) \quad (107)$$

Odnosząc powyższe rozważania do przypadku płaskiej komory jonizacyjnej należy uwzględnić obecność w wypadkowym impulsie prądowym dwóch składowych: elektronowej i jono-wej, o różnych w zasadzie amplitudach i rozpiętościach czasowych. Formowany w obwodzie RC impuls napięciowy stanowi w konsekwencji superpozycję dwóch bliźniaczych impulsów napięciowych opisanych tym samym ogólnym równaniem (104). Na rysunku 15a przedstawiono poglądowo kształt obu składowych impulsu napięciowego V_{el} i V_{jon} oraz impulsu wypadkowego $V_{o\Sigma}$ wyznaczone dla warunku $RC \rightarrow \infty$.



Rys.15. Przykładowe przebiegi wyjściowego impulsu wypadkowego i jego składowych płaskiej (a) i cylindrycznej (b) komory jonizacyjnej

Analogiczne procedury prowadzą do wyznaczenia przebiegów impulsów napięciowych cylindrycznej komory jonizacyjnej. Podstawę szczegółowej analizy stanowią równania (18) i (19) opisujące w formie ogólnej przebiegi „pierwotnych” impulsów prądowych.

Dla zwięzłości zapisu dokonajmy w równaniu (20) podstawienia

$$t_k = \pm \frac{p \ln\left(\frac{b}{a}\right)}{2\mu_k V_S} \quad (108)$$

Równanie (18) wyrazi się wówczas w bardzo prostej postaci, a mianowicie

$$i_k(t) = \frac{Nq}{2 \ln\left(\frac{b}{a}\right)} \frac{1}{(t+t_k)} = A \frac{1}{(t+t_k)} \quad (109)$$

gdzie $A = \frac{Nq}{2 \ln\left(\frac{b}{a}\right)}$

Podstawienie (109) do (102) daje w efekcie wyrażenie całkowe

$$V_k(t) = \frac{A}{C} e^{-\frac{t}{RC}} \int_0^{\xi} \frac{1}{(\xi+t_k)} d\xi \quad (110)$$

które daje się scałkować po uprzednim rozłożeniu funkcji podcałkowej na szereg potęgowy²¹. Na tej drodze uzyskuje się ostatecznie

$$V_k(t) = \frac{A}{C} e^{-\frac{t+t_k}{RC}} \left[\ln \frac{t+t_k}{t_k} + \frac{t}{RC} + \dots + \frac{(t+t_k)^n - t_{kN}}{(RC)^n n!} + \dots \right] \quad (111)$$

Dla $t < RC$ funkcja powyższa jest szybkozbieżna, wobec czego do opisu czoła impulsu napięciowego z zadowalającą dokładnością można się ograniczyć tylko do dwóch, względnie trzech członów sumy zawartej w nawiasie.

Przy założeniu ekstremalnie dużej wartości stałej czasowej ($RC \rightarrow \infty$) wyrażenie (111) redukuje się do bardzo prostej postaci:

$$V_k(t) = \frac{A}{C} \ln\left(\frac{t}{t_k} + 1\right) \quad (112)$$

Ilustruje ją rysunek 16b przedstawiający poglądowo przebiegi wypadkowego impulsu napięciowego $V_{\Sigma}(t)$ oraz obu jego składowych: elektronowej $V_{el}(t)$ i jonowej $V_{jon}(t)$.

Formuły (111) i (112) są słuszne również dla typowego licznika proporcjonalnego, charakteryzującego się współśrodkowym, cylindrycznym układem elektrod. Uformowany w obwodzie RC impuls napięciowy pochodzi jednak wyłącznie od składowej jonowej indukowanego impulsu prądowego.

W przypadku liczników scyntylacyjnych kształt wyjściowego impulsu prądowego $i_a(t)$ zależy zarówno od rodzaju scyntylatora jak i od własności fotopowielacza. Wobec szerokiego

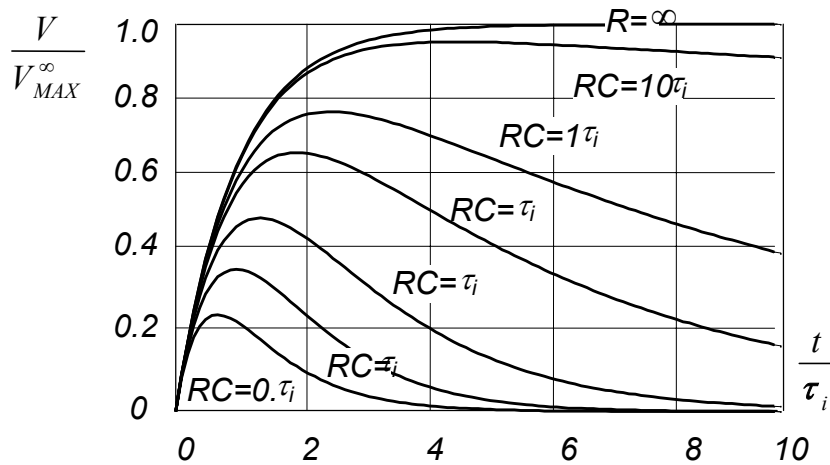
wachlarza możliwych kształtów impulsu prądowego w dalszej dyskusji przyjmiemy przebieg opisany formułą (78). Przy założeniu, że stała czasowa zaniku impulsu prądowego τ_i jest różna od stałej czasowej RC obwodu całkującego, operatorowa funkcja wyjściowego impulsu napięciowego $V_a(p)$ przybiera postać

$$V_o(p) = \frac{Q}{\tau_i C} \frac{1}{\left(p + \frac{1}{\tau_i}\right)\left(p + \frac{1}{RC}\right)} \quad (113)$$

a jej obraz w dziedzinie czasu wynosi

$$V_a(t) = \frac{Q}{C} \frac{RC}{RC - \tau_i} \left(e^{-\frac{t}{RC}} - e^{-\frac{t}{\tau_i}} \right) \quad (114)$$

Równanie powyższe ukazuje jawnie wpływ obu stałych czasowych na amplitudę i kształt formowanego impulsu napięciowego. Jeszcze wyraźniej uwidacznia go rysunek 17 przedstawiający rodzinę znormalizowanych przebiegów impulsu napięciowego dla ustalonej wartości czasu wyświetlania scyntylatora τ_i , przy różnych wartościach stałej czasowej obwodu RC .



Rys.16. Rodzina znormalizowanych przebiegów impulsu napięciowego licznika scyntylacyjnego.

W pomiarach spektrometrycznych przy niskim obciążeniu spektrometru korzystnie jest stosować duże wartości stałej czasowej RC . W takim też przypadku, gdy $RC \gg \tau_i$, przebieg impulsu wyjściowego dobrze aproksymuje formuła

$$V_o(t) = \frac{Q}{C} e^{-\frac{t}{RC}} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_i}} \right) \quad (115)$$

Na kanwie rysunku 17 wypada zauważyć, że drastyczne skracanie stałej czasowej RC w stosunku do czasu wyświetlania scyntylatora τ_i sprowadza warunki pracy układu do trybu prą-

dowego. Jeżeli zatem założyć silną nierówność $RC \ll \tau_i$ wówczas równanie (114) daje się przybliżyć zależnością

$$V_o(t) = \frac{QR}{\tau_i} e^{-\frac{t}{\tau_i}} \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right) \quad (116)$$

która w sytuacji ekstremalnego zmniejszenia wartości rezystancji obwodu, tj. dla $R \rightarrow 0$, redukuje się do postaci

$$V_o(t) = R \left(\frac{Q}{\tau_i} e^{-\frac{t}{\tau_i}} \right) \quad (117)$$

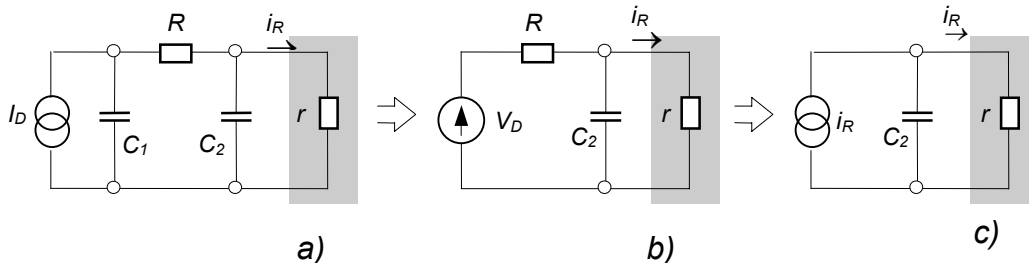
Uzyskane wyrażenie reprezentuje w istocie iloczyn rezystancji obciążenia R (stanowiącej tu czynnik skalujący) oraz prądu anodowego fotopowielacza $I_a(t)$ opisane uprzednio formułą (80).

3.3. Tryb napięciowo-prądowy - (Voltage-Current Mode).

Mieszany tryb napięciowo-prądowy pozwala wykorzystać właściwości obu omówionych wyżej trybów pracy układu elektroniki odczytu. Literatura przedmiotu podaje dwa sposoby praktycznej realizacji tego rodzaju układów.

Sposób pierwszy stosuje kaskadę aktywnych subukładów pracujących odpowiednio w trybie napięciowym i prądowym sprzężonych ostro różniczkującym obwodem pasywnym. W tej wersji trybu napięciowo-prądowego impulsy prądowe detektora ulegają w pierw całkowaniu w obwodzie wejściowym przedwzmacniacza napięciowego, przybierając formę napięciowych impulsów „z długim ogonem” o relatywnie dużej amplitudzie. Zostają one następnie „skrócone” w prostym czwórniku różniczkującym i przekazane na wejście wzmacniacza prądowego z zachowaniem podwyższonego poziomu. W ten sposób osiąga się poprawę stosunku sygnału do szumu (SNR) przy zminimalizowanym efekcie spiętrzania (pile-up effect).

Druga wersja trybu napięciowo-prądowego powstała w rezultacie poszukiwań prostego sposobu sprzężenia detektora z niskoomową linią przesyłową²⁰. Zasadę jej działania ilustruje schematycznie rysunek 17.



Rys.17. Schematy zastępcze układu elektroniki odczytu w drugiej wersji trybu napięciowo-prądowego:

- schemat podstawowy konfiguracji układu
- zredukowany zastępczy schemat pośredni
- finalny schemat zastępczy

Reprezentujące detektor promieniowania źródło prądowe (i_D) obciążone jest złożoną siecią rezystywno-pojemnościową (C_1, R_1, C_2, r) przy czym C_1, C_2 i r stanowią odpowiednio pojemność własną detektora oraz pojemność i rezystancję wejściową odbiornika, zaś R jest głównym rezystorem obwodu całkującego. Z założenia odbiornik sygnału jest układem (wzmacniaczem) prądowym o znikomo małej rezystancji wejściowej. Prawidłowa praca układu wymaga dopełnienia następujących warunków

$$C_1 R \gg \tau_i \quad \text{oraz} \quad \tau_i > C_2 r \quad (118)$$

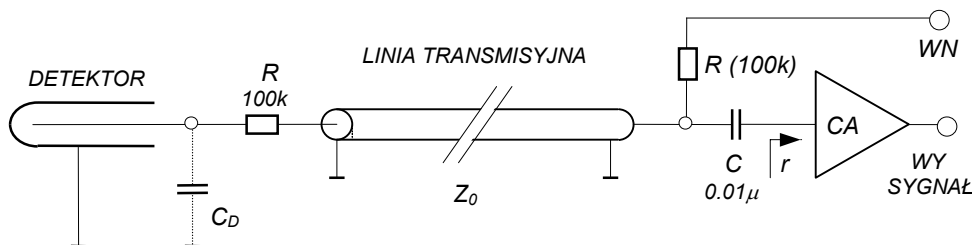
gdzie τ_i jest czasem trwania pierwotnego impulsu prądowego detektora.

Pierwsza nierówność decyduje o procesie formowania na zaciskach detektora „pośredniego” impulsu napięciowego. Przy założeniu prostokątnego kształtu impulsu prądowego detektora na pojemności C_1 rozbudowuje się wówczas napięcie do wartości maksymalnej równej Q/C . Można ją traktować jako wartość początkową „pośredniego” impulsu $V_D(t)$, generowanego w zastępczym źródle napięciowym uwidocznionym na schemacie (b) rysunku 17. Impuls ten zanika z kolei wskutek rozładowywania pojemności C_1 ze stałą czasową o wartości praktycznie równej $\tau_{CR} = C_1 R$. Prąd rozładowujący $i_R(t)$ wobec pomijalnego wpływu pojemności C_2 daje się więc opisać prostą relacją

$$i_R(t) = \frac{Q}{C_1 R} e^{-\frac{t}{C_1 R}} \quad (119)$$

Na schemacie (c) związano go z wtórnym źródłem prądowym oznaczonym symbolem „ i_R ”. Czas narastania wtórnego impulsu prądowego t_{n2} jest równy czasowi trwania impulsu pierwotnego τ_i natomiast jego zanik następuje ze stałą czasową $C_1 R$. Łagodzi to w istotnej mierze wymagania stawiane dalszym blokom funkcjonalnym toru pomiarowego, redukując szerokość ich pasma przenoszenia do poziomu zaledwie kilku megaherców. Ta „korzyść” okupiona jest jednak ograniczeniem częstotliwości impulsów uwarunkowanym efektem ich spiętrzania.

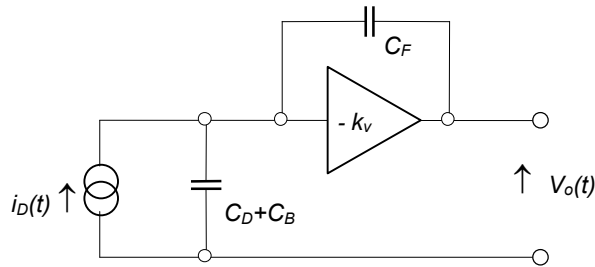
Na rysunku 18 przedstawiono schemat praktycznej realizacji układu odbioru sygnału z detektora w trybie napięciowo-prądowym, w którym odbiornikiem sygnału jest wzmacniacz prądowy (CA) ze sprzęgającą, jednostronnie dopasowaną ($r = Z_0$) linią transmisyjną.



Rys.18. Przykład układu odbioru i transmisji sygnału w trybie napięciowo-prądowym.

3.4. Tryb ładunkowy - (Charge Mode)

Formalnie ten tryb można zaszeregować do trybu napięciowego. Cechą uzasadniającą jego odrębne potraktowanie jest praktyczne uzależnienie procesu całkowania impulsu prądowego od pojemności własnej detektora i boczniujących go pojemności obwodowych. Osiągnięcie tego rodzaju własności zapewnia układ z „idealnym” integratorem, zrealizowanym w konfiguracji wzmacniacza operacyjnego. Przedstawiono go schematycznie na rysunku 19.



Rys.19. Schemat układu elektroniki odczytu w trybie ładunkowym

Odpowiedź $V_o(t)$ powyższego układu na wymuszenie impulsem prądowym $i_D(t)$ opisuje równanie

$$V_o(t) = -\frac{1}{C_F} \int_0^{t_i} i_D(t) dt \quad (120)$$

gdzie Q oznacza ładunek niesiony przez impuls prądowy. Własności układu pracującego w trybie ładunkowym są tożsame z inherentnymi własnościami danej konfiguracji wzmacniacza operacyjnego. Stąd też w praktyce zamiast terminu „tryb ładunkowy” stosowana jest powszechnie nazwa „wzmacniacz ładunkowy”. Z tego również względu szczegółowa jego analiza zostanie przedstawiona w rozdziale poświęconym specjalnie układom wzmacniającym elektroniki odczytu.

3.5. Tryb pomiaru średniego poziomu.

Każdy impulsowy tryb pracy opiera się na „cichym” założeniu braku wzajemnego oddziaływania sąsiednich impulsów ciągu. W przypadku impulsów o zaniku eksponencjalnym założenie takie można uznać za zadowalająco spełnione o ile dzielący impulsy dystans czasowy przewyższa w określonej mierze (zależnej od wymaganej dokładności pomiaru) wartość stałej czasowej zbocza odpowiadającego impulsu. Jeśli jednak dopuścić możliwość znaczącego wzajemnego nakładania impulsów, formowany w układzie sygnał wypadkowy zmieni istotnie swój charakter. Zaniedbywalny przy dużych odległościach impulsów efekt ich sumowania (*spiętrzania*) uwidacznia się obecnie w postaci składowej stałej, równej wartości średniej ustalonej $\langle V_o \rangle$ rozważanego ciągu impulsów. W przypadku impulsów o skończonym czasie trwania t_i spiętrzanie impulsów uwarunkowane jest spełnieniem warunku $\langle f \rangle t_i > 1$, przy czym $\langle f \rangle$ oznacza średnią częstotliwość repetycje impulsów.

Składowa stała $\langle V_o \rangle$ spiętrzonego ciągu impulsów może służyć za miarę średniej częstotliwości impulsów $\langle f \rangle$, a więc – w dalszej konsekwencji - również natężenia mierzonego promieniowania względnie prądu jonizacyjnego detektora.

Relacje ilościowe wiążące te wielkości formułują dwa twierdzenia **Campbella-Francisa** ²¹

1) **Twierdzenie o wartości średniej**, oraz

2) **Twierdzenie o wariancji**.

Dotyczą one nieskończonego ciągu identycznych impulsów o znanej średniej częstotliwości oraz przypadkowym (poissonowskim) rozkładzie odstępów czasowych.

Odnosząc je do ciągu impulsów napięciowych detektora $V_D(t)$ o średniej częstotliwości $\langle f \rangle$ możemy je zapisać odpowiednio w postaci

$$\langle V_D \rangle = \langle f \rangle \int_{-\infty}^{\infty} V_D(t) dt \quad (121)$$

oraz

$$\sigma_V^2 = \langle f \rangle \int_{-\infty}^{\infty} [V_D(t)]^2 dt \quad (122)$$

(Wyprowadzenie powyższych formuł zamieszczono w Dodatku D).

W konwencjonalnym trybie pomiaru średniego poziomu obciążenie detektora stanowi prosty obwód równoległy **RC** decydujący o szybkości zaniku kształtowanego na nim impulsu napięciowego. Przy dostatecznie dużej wartości stałej czasowej tego obwodu, w stosunku do czasu trwania pierwotnego impulsu prądowego, impuls napięciowy detektora $V_D(t)$ możemy opisać równaniem

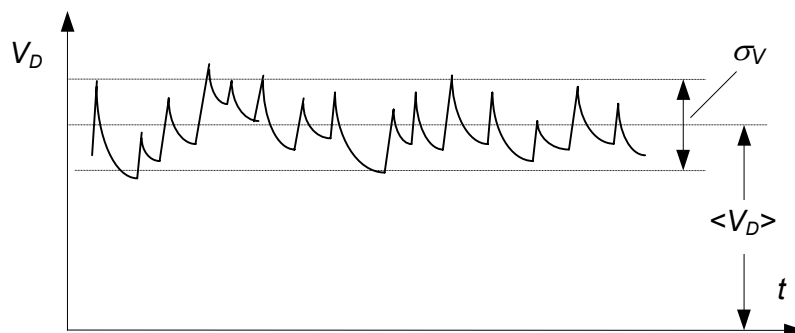
$$V_D(t) = \frac{Q}{C} \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) \quad (123)$$

Z podstawienie (123) do formuł (121) i (122) otrzymujemy

$$\langle V_D \rangle = V_{D \max} \langle f \rangle RC = Q \langle f \rangle R \quad (124)$$

$$\sigma_V = V_{D \max} \sqrt{\frac{\langle f \rangle RC}{2}} = Q \sqrt{\frac{\langle f \rangle R}{2C}} \quad (125)$$

Rysunek 20 przedstawia fragment przebiegu silnie spiętrzonych impulsów z zaznaczonymi wartościami $\langle V_D \rangle$ i σ_V .



Rys.20. Ilustracja efektu spiętrzenia impulsów.

W sytuacji, gdy amplituda impulsu napięciowego jest funkcją pojemności obwodu całkowitego, jak to ma właśnie miejsce w omawianym trybie pomiaru średniego poziomu, wartość średnia $\langle V_D \rangle$ jest względem niej niezmiennicza, natomiast średnie odchylenie standardowe σ_V , determinujące bezwzględny błąd pomiaru, zależy od niej w potęgę $(-1/2)$. Bardziej praktycznym wskaźnikiem dokładności jest względne odchylenie standardowe δ_V . Wyraża go stosunek (σ_V/V_D) i w kontekście zależności (124) i (125) wynosi

$$\delta_V = \frac{\sigma_V}{\langle V_D \rangle} = \frac{1}{\sqrt{2\langle f \rangle RC}} \quad (126)$$

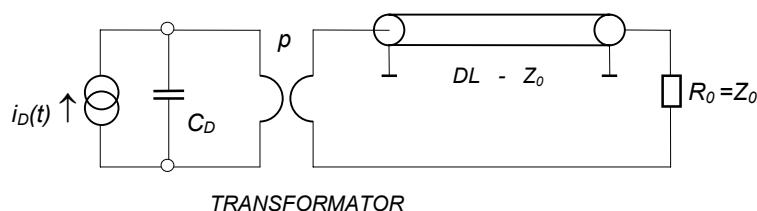
Formuła powyższa ukazuje zależność względnego błędu pomiaru średniego poziomu od inercyjności obwodu RC . W pomiarach stacjonarnych wartość stałej czasowej RC można **zwiększać** dowolnie, stosownie do założonej ich dokładności. Jeśli jednak pomiar dokonywany jest w warunkach zmieniającego się poziomu, wartość RC limitowana jest dynamią zmienności mierzonego poziomu.

3.6. Transformator impulsowy w układach elektroniki „Front-End”

W pewnych przypadkach^{22,23,24} korzystnie jest wprowadzić w tor odbioru sygnału detektora impulsowy transformator pośredniczący. Bezstratny transformator idealny przenosi sygnał ze strony pierwotnej na wtórną z niezmienną mocą $P(t)$ zmieniając jedynie, stosownie do zadanej przekładni p , relacje między wartościami jego *pierwotnych* i *wtórnych* przebiegów napięć $V(t)$ i prądów $I(t)$. Ważną cechą transformatora jest „przenoszenie” impedancji z jednej strony na drugą; z wagą p^2 w kierunku „wprzód” oraz z wagą p^{-2} - „wstecz”, przy czym według definicji przekładnia „ p ” określona jest stosunkiem liczby zwojów uzwojenia wtórnego do pierwotnego [$p = (n_2/n_1)$]. Rzeczywisty transformator wnosi określone tłumienie sygnału degradujące jego moc a nadto wprowadza do obwodu dodatkowe elementy bierne modyfikujące transmitancję układu.

W uproszczonej analizie posłużymy się, na zasadzie pierwszego przybliżenia, modelem transformatora idealnego. Jej przedmiotem będą *dwa szczególne układy odczytu*: układ zawierający wyłącznie elementy pasywne, oraz układ mieszany w skład którego obok transformatora impulsowego wchodzi również przedwzmacniacz ładunkowy.

Wersję pierwszą ilustruje rysunek 21.



Rys.21. Schemat zastępczy układu transformatorowego obciążonego dopasowaną jednostronnie linią transmisyjną (kablem koncentrycznym).

Detektor, reprezentowany na schemacie zastępczym przez źródło prądowe o wydajności I_D i pojemność C_D , podłączony jest bezpośrednio do pierwotnego uzwojenia transformatora impulsowego. Jego uzwojenie wtórne jest natomiast obciążone jednostronnie dopasowaną linią przesyłową DL o impedancji charakterystycznej Z_0 .

Przeniesiona na stronę pierwotną impedancja obciążenia układu Z_2^* ma więc charakter rzeczywisty i wynosi

$$Z_2^* = \frac{Z_0}{p^2} \equiv \frac{R_o}{p^2} \quad (127)$$

Determinuje ona wspólnie z pojemnością własną detektora C_D wartość stałej czasowej obwodu przejmującego sygnał detektora $I_D(t)$. Wychodząc z warunku przekazu maksymalnej mocy impulsu prądowego z detektora do transformatora winna zachodzić równość

$$t_i = C_D Z_2^* = C_D \frac{R_o}{p^2} \quad (128)$$

Przy znanych wartościach czasu trwania impulsu prądowego t_i oraz impedancji falowej linii transmisyjnej Z_0 z równania pierwszego wynika optymalna wartość przekładni transformatora p . Zadaniem transformatora jest dalszy przekaz maksymalnej mocy impulsu przy minimalnych stratach i dystorsji sygnału. Teoria transformatora, której zarys zamieszczono w dodatku E, formułuje te wymagania w postaci trzech podstawowych warunków:

1. Warunek minimum tłumienia

$$\sqrt{\frac{L_S}{C_S}} = \frac{Z_0}{p^2} \quad (129)$$

2. Warunek maksimum przekazywanej mocy

$$t_i = \sqrt{2L_M C_S} \quad (130)$$

3. Warunek minimum zniekształceń fazowych

$$2\pi\sqrt{L_S C_S} \ll t_i \quad (131)$$

przy czym: L_M - główna (*magnesująca*) indukcyjność transformatora

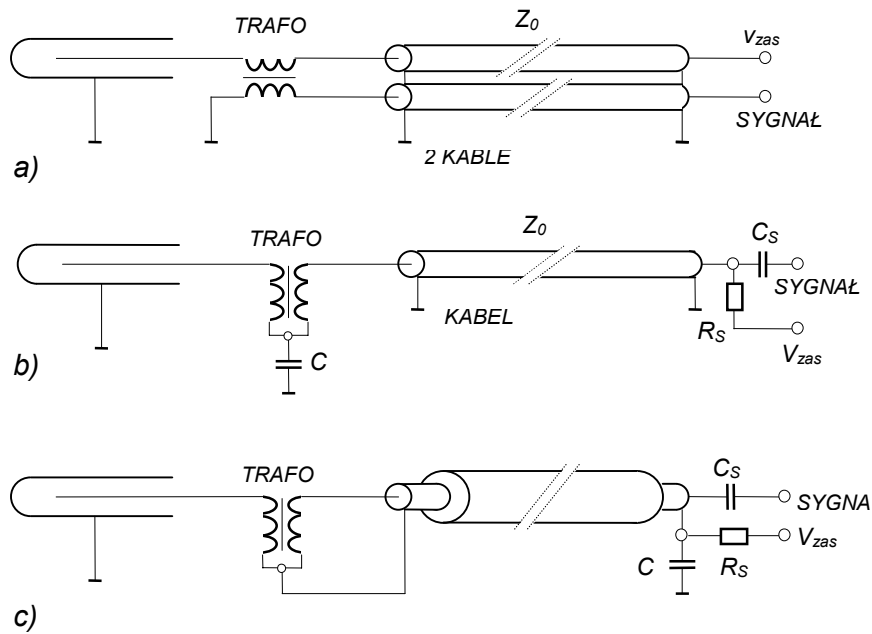
L_S - indukcyjność rozproszenia

C_S - pojemność rozproszona uzwojeń.

W warunkach powyższych zawarte są szczegółowe wymagania konstrukcyjne jak rodzaj i wymiary rdzenia magnetycznego, liczby zwojów sposób uzwojenia, rodzaj przewodów uzwojających oraz ich wymiary.

Przedstawiony na rysunku 21 zastępczy schemat sygnałowy pomija z natury swej zasilanie detektora napięciem polaryzującym V_{zas} . W rozwiązaniach praktycznych realizowane jest ono za pośrednictwem uzwojeń transformatora w wersjach „*dwukablowej*” i „*jednokablowej*” wykorzystujących konwencjonalne kable koncentryczne oraz w wersji z pojedynczym „*kablem triaksjalnym*”.

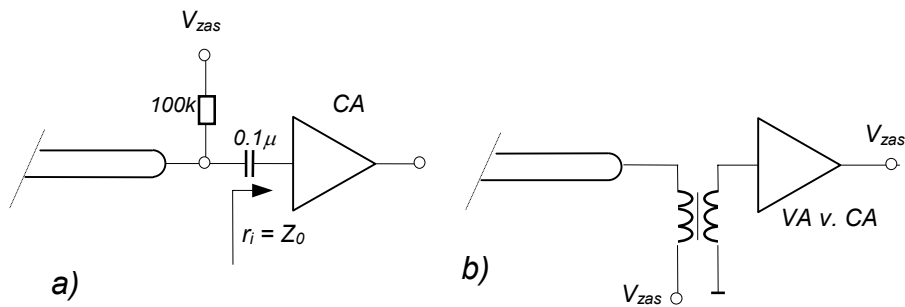
Wymienione układy połączeń ilustruje schematycznie rysunek 22.



Rys.22. Przykłady transformatorowego sprzężenia detektora z linią przesyłową

- Układ z dwoma liniami - sygnałową i zasilającą
- Układ z jedną wspólną koaksjalną linią przesyłową
- Układ z kablem "triaksjalnym"

Odbiór sygnału z linii transmisyjnej musi zachodzić w warunkach wiernego dopasowania obciążenia linii do jej impedancji falowej Z_0 . W praktyce stosowane są dwa sposoby dopełnienia tego warunku. Zilustrowano je schematycznie na rysunku 23.



Rys.23. Odbiór sygnału z linii transmisyjnej z dopasowaniem bezpośrednim (a) oraz za pośrednictwem transformatora (b).

W układzie (a) właściwe dopasowanie zapewnia (niska) rezystancja wejściowa wzmacniacza prądowego (CA). Drugi sposób daje większe możliwości, dopuszczając przez dobór odpowiedniej przekładni transformatora sprzęgającego, użycie wzmacniacza zarówno prądowego (CA) jak i napięciowego (VA).

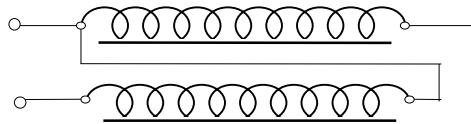
Przedstawiona wersja transformatorowego sprzężenia detektora z linią przesyłową stosowana jest w zasadzie tylko w przypadku detektorów gazowych i liczników scyntylacyjnych, gdy transformator impulsowy poprzez swe działanie zwrotne obciąża detektor **impedancją**

przeniesioną, zapewniając warunki optymalnego przekazu sygnału do linii. Inne motywy uzasadniają wykorzystanie transformatora dla sprzężenia detektora półprzewodnikowego ze stowarzyszonym przedwzmacniaczem ładunkowym. Wynikają one z analizy szumowej przedwzmacniacza ładunkowego ukazującej szkodliwy wpływ pojemności własnej detektora, szczególnie znaczący w przypadku detektorów o dużej wartości pojemności. Podstawowe zadanie transformatora polega w tej wersji układowej elektroniki odczytu na redukcji wartości **pojemności przeniesionej** na wejście przedwzmacniacza do poziomu warunkującego osiągnięcie maksymalnej wartości stosunku sygnału do szumu. Odpowiadająca temu warunkowi **optymalna przekładnia transformatora** p_{opt} jest zależna od rodzaju i lokalizacji aktualnie działających w układzie źródeł szumu. Złożoność zagadnienie nie pozwoliła ustalić ogólnie słusznej, prostej formuły analitycznej określającej p_{opt} w relacji do parametrów strukturalnych i szumowych układu. Jeśli istnieją przesłanki dla zaniedbania szumów „równoległych”, za zadowalające kryterium definiujące optymalną przekładnię można przyjąć **dopasowanie pojemnościowe**²⁴. Według takiego przybliżenia

$$p_{opt} = \sqrt{\frac{C_D}{C_i}} \quad (132)$$

gdzie C_D jest pojemnością własną detektora, a C_i – pojemnością wejściową przedwzmacniacza.

Na kanwie przedstawianych zagadnień warto zwrócić uwagę na przypadki, gdy wartość optymalna przekładni transformatora kształtuje się na poziomie $p_{opt} \cong 2$. Bardzo dogodnymi w praktyce okazują się wówczas transformatory wykonane na liniach opóźniających. Konfigurację tego rodzaju o przekładni 1:2 przedstawiono dla przykładu na rysunku 24.



Rys.24. Schemat transformatora na liniach opóźniających

Według danych zaczerpniętych z pracy Gatti'ego²⁴ transformator taki łatwo zrealizować nawijając ba rdzeń ferromagnetyczny typu 3D3 jedno-metrowej długości „skrętkę” przewodów o impedancji charakterystycznej $Z_0 = 100 \Omega$.