

*Kazimierz Korbel*

# **Ekstrakcja informacji z sygnału radiometrycznego.**

**(Monografia w opracowaniu na prawach rękopisu)**

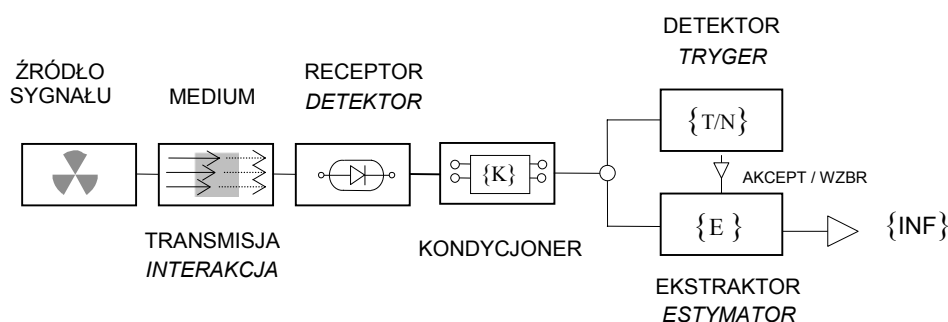
Kraków 2000 - .....

## 1. Wprowadzenie.

Mianem *sygnału radiometrycznego* nazywać będziemy strumień *promieniowania joni-  
zującego (jądrowego)* opisany zespołem (uwarunkowanych procesem generacji promienio-  
wania) jego inherentnych parametrów deskryptywnych, modyfikowanych efektami oddzia-  
ływania (absorpcja, rozpraszanie, konwersja i i.) z medium transmisyjnym. Sygnał radiome-  
tryczny jest w tym kontekście nośnikiem szeregu informacji dotyczących źródła promienio-  
wania jak również własności interaktywnego ośrodka. Zadaniem *radiometrycznego systemu  
pomiarowego* jest wydobywanie (*ekstrakcja*) z sygnału zawartej w nim pożądanej informacji z  
możliwie jak najwyższą dokładnością estymacji.

Stochastyczny charakter sygnału radiometrycznego implikuje wykorzystanie w tym proce-  
sie statystycznych metod estymacji wyznaczanych wielkości [1],[2]. Metody te stanowią  
zresztą podstawę współczesnych teorii systemów pomiarowo-informacyjnych [3], spośród  
których za szczególnie bliską zagadnieniom transportu sygnału radiometrycznego [4] należy  
uznać *statystyczną teorię komunikacji* [5].

Skonstruowany w konwencji pojęć tej teorii uogólniony schemat pojedynczego toru pomia-  
rowego systemu radiometrycznego daje się przedstawić w postaci pokazanej na rysunku 1.



**Rys.1.** Uogólniony schemat blokowy radiometrycznego toru pomiarowego.  
[Kursywą podano oznaczenia wg terminologii radiometrycznej ]

Wobec niezgodności terminologicznej oznaczeń poszczególnych bloków funkcjonalnych stosowanych w dziedzinie radiometrii oraz w technice transmisji i przetwarzania sygnałów, na powyższym schemacie podano również kilka oznaczeń alternatywnych. Szczególna rozbieżność znaczeniowa dotyczy terminu „DETEKTOR”, który w sferze definicyjnych określeń statystycznej teorii komunikacji nadano układowi stwierdzającemu istnienie lub brak sygnału (względnie określonych jego cech) na tle towarzyszących zakłóceń szumowych. W dziedzinie fizyki jądrowej tego rodzaju układ zwany jest ogólnie „TRYGER'em” przybierającym, stosownie do realizowanych funkcji, bardziej uszczegółowione nazwy. I *vice versa*, ugruntowana w domenie fizyki jądrowej nazwa „DETEKTOR” (czujnik promieniowania) w alternatywnej terminologii objęta jest terminem o szerszym zakresie znaczeniowym - „RECEPTOR” (odbiornik sygnału). Termin ten pojęciowo odpowiada bardziej określeniu „BLOK ELEKTRONIKI FRONT-END” [6], którym to mianem przyjęto zwać tandem konstrukcyjnie zwią-

zanych jednostek funkcjonalnych: czujnika promieniowania, konwertującego *nielektryczny* sygnał radiometryczny w proporcjonalny sygnał *elektryczny* i preprocesora analogowego, dokonującego wstępnego wzmacnienia i formowania sygnału elektrycznego.

Obydwa procesy przetwarzania sygnału obciążone są różnej natury zaburzeniami zarówno wewnętrznymi (szumy, interferencje) jak i zewnętrznymi (zakłócenia indukowane). Wynika stąd konieczność *uzdatniania sygnału* (tj. odpowiedniego przystosowania do dalszego procesowania) przed przekazaniem go do gałęzi DETEKTORA i EKSTRAKTORA. Operacje takiego uzdatniania noszą nazwę *kondycjonowania sygnału*, a służące temu celowi układy elektroniczne zwane są ogólnie KONDYCJONERAMI\* [7]. Pojęciem tym obejmowane są w zasadzie również układy *preprocessingu* sygnału; w obszarze systemów pomiarowych elektroniki jądrowej zostały one jednak wyodrębnione pod ugruntowaną już w praktyce nazwą układów ELEKTRONIKI FRONT-END.

W wyniku konwersji *sygnału radiometrycznego* (w bloku ELEKTRONIKI FRONT-END) zawarte w nim informacje są przejmowane przez wtórny *sygnał elektryczny* wyrażając się odpowiednio w jego parametrach deskryptywnych. Tak na przykład w najprostszym przypadku pomiaru radiometrycznego, tj. monitorowania natężenia promieniowania, odnośną informację stanowi średnia częstotliwość impulsów wyjściowych RECEPTORA. Przy braku dodatkowych uwarunkowań metrologicznych funkcja EKSTRAKTORA sprowadza się wówczas praktycznie do *detekcji binarnej* sygnału elektrycznego, czyniąc zbędnym stosowanie osobnego bloku funkcjonalnego.

Bardziej rozbudowane układy ekstrakcji informacji wymagane są w dziedzinie pomiarów spektrometrycznych i identyfikacyjnych, a zwłaszcza w systemach wieloparametrowej i wielopoziomowej selekcji zdarzeń. Rodzaj ekstrahowanej z sygnału informacji decyduje zarazem o charakterze niezbędnego kondycjonowania. Z tego powodu zasadniczy wykład dotyczący ściśle problematyki ekstrakcji informacji poprzedzono zwięzłym omówieniem najważniejszych układów kondycjonujących stosowanych w spektrometrycznych systemach pomiarowych. Specyfika pomiarów radiometrycznych, a spektrometrycznych w szczególności skłania jednak do poszerzenia zakresu znaczeniowego terminu KONDYCJONOWANIE o działania blokujące (wstrzymujące) procesowanie sygnału w określonych przypadkach ekstremalnych.

## 2. Kondycjonowanie sygnału radiometrycznego.

Podstawowymi operacjami *kondycjonującymi* sygnał radiometryczny, wobec jego obciążenia szumowego i relatywnie niskiego poziomu, są operacje *wzmacniania* i *filtracji*. W torze spektrometrycznym obie te operacje dokonywane są w układzie *wzmacniacza formującego* (ang. *shaping amplifier*), zawierającego obok aktywnych stopni wzmacniających zespół filtrów górno- i dolno-przepustowych. Problematyce filtracji sygnału poświęcono osobną, opracowaną w formie skryptu uczelnianego AGH [8] monografię; do tej pozycji odsyłamy więc zainteresowanego czytelnika.

Rodzaj i zakres kondycjonowania w strukturze wzmacniacza spektrometrycznego wynika z ogólnych, nakładanych nań wymagań. Dotyczą one podstawowych własności wzmacniacza opisywanych przez jego charakterystyki i parametry znamionowe. Pożytecznym będzie więc przypomnieć w skrócie najważniejsze.

---

\*) Termin ten funkcjonuje od wielu już lat w dziedzinie elektroniki i automatyki przemysłowej, nie upowszechnił się jednak – jak dotąd – w obszarze elektroniki jądrowej

## 2.1. Parametry i charakterystyki – Glosariusz.

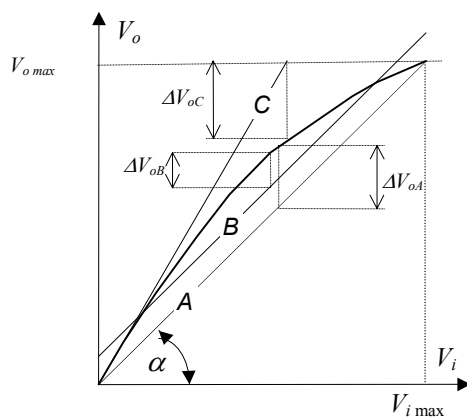
Podstawowym żądaniem stawianym generalnie torom pomiarowym jest wysoka liniowość ich przenoszenia. Za miarę tej własności wzmacniaczy przyjęto parametry określające odpowiednio *globalne* i *lokalne* odstępstwo charakterystyki przenoszenia od przebiegu idealnie liniowego.

*Parametrem globalnym* opisującym nieliniowość wzmacniacza jest tzw. *współczynnik nieliniowości całkowitej*  $\varepsilon_i$ . W terminach relacji napięciowej z mocy definicji wyraża się on zależnością :

$$\varepsilon_i \stackrel{def}{=} \frac{\Delta V_o}{V_{p\ MAX}} \quad (1)$$

gdzie  $\Delta V_{o,max}$  oznacza maksymalne odchylenie charakterystyki przejściowej od idealizowanego przebiegu liniowego, zaś  $V_{o,max}$  maksymalną wartość nominalną odpowiedzi.

W praktyce metrologicznej stosowane są trzy sposoby określania odchyłki  $\Delta V_o$ . Zilustrowano je na rysunku 2.



**Rys.2.** Sposoby określania nieliniowości całkowitej wzmacniacza.

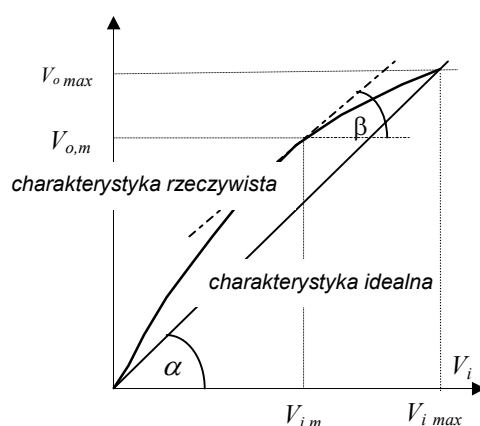
Najbardziej upowszechnił się sposób, w którym  $\Delta V_o$  stanowi *naturalną*, maksymalną odległość punktów charakterystyki *rzeczywistej* i *idealnej* ( $\Delta V_{oA}$ ) leżących na wspólnej rzędnej, przy czym referencyjną charakterystykę idealną reprezentuje prosta (A) przechodząca przez skrajne punkty charakterystyki *rzeczywistej*. Drugi sposób przyjmuje za odniesienie prostą (B) równoległą do (A), stanowiącą *symetralną* punktów charakterystyki *rzeczywistej* ( $\Delta V_{oB}$ ). Według tego sposobu wyznaczana jest nieliniowość całkowita urządzeń systemu aparaturowego „STANDARD”. Najrzadziej stosowany, trzeci sposób, za reprezentatywną odchyłkę ( $\Delta V_{oC}$ ) przyjmuje odległość między punktem przecięcia stycznej do charakterystyki *rzeczywistej* w „zerze” (C) z poziomem  $V_{o,max}$ , a leżącym na wspólnej rzędnej punktem charakterystyki *rzeczywistej*. Ze względu na niezgodność wartości  $\varepsilon_i$  wyznaczanych różnymi sposobami dane katalogowe odnośnych urządzeń zawierają z reguły informację jakim sposobem w danym przypadku się posłużono.

*Nieliniowość różniczkowa*  $\varepsilon_d$  stanowi z kolei *parametr lokalny*, określający odstępstwo nachylenia *rzeczywistej* charakterystyki przejściowej ( $dV_o/dV_i$ )<sub>rzecz</sub> od nachylenia charakte-

rystyki *idealnej*  $(dV_o/dV_i)_{ideal}$  w punkcie aktualnej wartości wymuszenia  $V_{i,m}$ . Określa ona poziom zniekształcenia małych różnic amplitud sygnałów Z mocy definicji wielkość tę opisuje wyrażenie

$$\varepsilon_d(V_i) \stackrel{def}{=} \frac{\left(\frac{dV_o}{dV_i}\right)_{ideal} - \left(\frac{dV_o}{dV_i}\right)_{rzecz}}{\left(\frac{dV_o}{dV_i}\right)_{ideal}} = \frac{tg \alpha - tg \beta}{tg \alpha} \quad (2)$$

gdzie  $tg \alpha$  i  $tg \beta$  reprezentują odpowiednio nachylenia charakterystyki idealnej (ściśle liniowej) oraz stycznej do charakterystyki rzeczywistej w punkcie  $V_{i,m}$ , będące - jak to pokazano na rysunku 3 - geometrycznym odwzorowaniem współczynników wzmocnienia małosygnałowego.



**Rys.3.** Ilustracja definicji nieliniowości różniczkowej

Nieliniowość różniczkowa jest funkcją punktu pracy (poziomu względem którego kształtują się zmiany napięcia wejściowego). Dla jej oceny wymagana jest zatem znajomość funkcji (2) w całym obszarze dynamicznym wzmacniacza. Nie mniej jednak katalogi firmowe zamiast pełnej charakterystyki podają czasem maksymalną wartość nieliniowości różniczkowej. Nieliniowość wzmacniacza jest jednym z czynników powodujących dystorsję widma amplitudowego w systemach spektrometrii amplitudowej

W domenie czasu natomiast równie ważnymi parametrami są *czas opóźnienia*  $t_{op}$  oraz *czas narastania*  $t_n$  wzmacniacza. Wielkości te definiowane są na zasadzie różnych konwencji, podstawę których stanowią dwa rodzaje wymuszeń: *skokowego* (heaviside'owskiego) i *impulsowego* (dirakowskiego). Według ogólnie przyjętej umowy pod pojęciami *czasu opóźnienia wzmacniacza* jak i *czasu narastania wzmacniacza* należy rozumieć odpowiednie parametry *sygnału wyjściowego* wzmacniacza przy pobudzeniu skokowym lub impulsowym.

Tak więc zdefiniowany na gruncie wymuszenia skokowego *czas opóźnienia wzmacniacza* określa współrzędna czasowa punktu czoła odpowiedzi znajdującego się na połowie jego amplitudy  $t_{50\%}$ , co można zapisać jako

$$t_{op} \stackrel{def}{=} t_{50\%} \quad (3)$$

W tej samej konwencji *czas narastania wzmacniacza*  $t_n$  definiowany jest na dwa sposoby. Aktualnie powszechnie stosowany jest sposób przypisujący atrybut *czasu narastania* interwałowi zawartemu między współrzędnymi czasowymi punktów odpowiedzi na poziomie

dziesięciu ( $t_{10}$ ) i dziewięćdziesięciu ( $t_{90}$ ) procent jej wartości ustalonej. Definicja czasu narastania wzmacniacza według tego kryterium przybiera postać

$$t_n \stackrel{def}{=} t_{90} - t_{10} \quad (4)$$

W praktyce pomiarowej funkcjonuje wywodząca się z powyższej postaci formuła wyznaczona dla przypadku prostego układu inercyjnego pierwszego rzędu o wartości górnej pulsacji granicznej  $\omega_{3dB}$ , wiążąca w konsekwencji czas narastania z szerokością pasma przenoszenia  $\Delta f$ .

$$t_n = \frac{2.2}{\omega_{3dB}} \equiv \frac{0.35}{\Delta f} \quad (5)$$

Na zasadzie zadowalającego przybliżenia stosowana jest ona również do układów pasmowo-przepustowych pod warunkiem dostatecznie dużej odległości ich częstotliwości granicznych.

Druga definicja, oparta na założeniu wymuszenia skokowego, w terminologii anglosaskiej określana mianem „*slope definition*” (obecnie o raczej historycznym znaczeniu) aproksymuje czoło impulsu prostoliniowym odcinkiem stycznej do niego na poziomie połowy amplitudy (tzn. dla  $t = t_{50}$ ). Opisuje ją wyrażenie

$$t_n^* \stackrel{def}{=} \frac{V_o \max}{\left. \frac{dV_o}{dt} \right|_{t_{50}}} \quad (6)$$

Konwencja przyjmująca za standardowy sygnał wymuszający *impuls dirakowski* definiuje obie wielkości *metodą momentów* funkcji odpowiedzi impulsowej  $h(t)$  wzmacniacza [9,10]. Metoda ta, korzystająca z formalizmu matematyki statystycznej, pozwala w prosty sposób wyznaczyć charakterystyczne parametry, określające własności dynamiczne dowolnego typu obiektu dynamicznego, zwane potocznie *uśrednionymi wskaźnikami dynamicznymi*. W ogólnym przypadku są nimi: *średni czas przejścia* „zaburzenia”  $t_{sr}$  i jego *dyspersja czasowa*  $t_{dysp}$  w obiekcie, określone zależnościami.

$$t_{sr} = \frac{H_1}{H_0} \quad (7)$$

oraz

$$t_{dysp}^2 \equiv \sigma_t^2 = \frac{H_2}{H_0} - \left( \frac{H_1}{H_0} \right)^2 \quad (8)$$

gdzie 
$$H_k \stackrel{def}{=} \int_0^{\infty} t^k h(t) dt \quad (9)$$

jest momentem  $k$ -tego rzędu funkcji odpowiedzi impulsowej  $h(t)$ .

Oparty na wymuszeniu impulsowym sposób definiowania  $t_{op}$  i  $t_n$  wzmacniacza wyraża te wielkości przy pomocy uśrednionych wskaźników dynamicznych, utożsamiając czas opóźnienia ze średnim czasem przejścia impulsu

$$t_{op} \equiv t_{sr} \quad (10)$$

a czas narastania wiąże z dyspersją czasową impulsu według relacji

$$t_n \equiv \sqrt{2\pi} t_{dysp} \quad (11)$$

Współczynnik skalujący  $\sqrt{2\pi}$  w zależności (11) wprowadzono w celu uzgodnienia wyników obliczeń otrzymywanych różnymi sposobami [9].

Zauważmy, że obydwie wielkości ( $t_{op}$  i  $t_n$ ) są oczywistymi funkcjami transmitancji  $F(p)$  wzmacniacza, można je zatem jednoznacznie opisać zespołem parametrów biernych transmitancję tę determinujących. Skorzystajmy w tym celu z podstawowej zależności

$$F(p) \equiv h(p) \stackrel{def}{=} \int h(t) e^{-pt} dt \quad (12)$$

Zastępując w niej człon wykładniczy jego rozwinięciem w szereg potęgowy

$$e^{-pt} = 1 - pt + \frac{p^2 t^2}{2!} - \frac{p^3 t^3}{3!} + \dots \quad (13)$$

oraz uwzględniając związek (8) otrzymujemy wyrażenie

$$F(p) = H_0 - H_1 p + H_2 \frac{p^2}{2!} - H_3 \frac{p^3}{3!} + \dots \quad (14)$$

ukazujące explicite powiązanie parametrów  $t_{op}$  i  $t_n$  z transmitancją wzmacniacza. W prostej konsekwencji prowadzi ono do wyznaczenia zależności czasu opóźnienia i czasu narastania od struktury wzmacniacza i wartości jego elementów pasywnych. Takie uzależnienie tkwi inherentnie w obwodowym równaniu opisującym przepustowość operatorową  $F(p)$ , które w ogólnym przypadku daje się przedstawić jako iloraz dwu wielomianów

$$F(p) = \frac{a_0 + a_1 p + a_2 p^2 + \dots}{b_0 + b_1 p + b_2 p^2 + \dots} \quad (15)$$

Na drodze elementarnych działań algebraicznych łatwo sprowadzić powyższe równanie do postaci o strukturze równania (14). Zadawalające przybliżenie zapewnia ograniczenie szeregu do jego trzech pierwszych składników :

$$F(p) = \frac{a_0}{b_0} + \left( a_1 - \frac{a_0 b_1}{b_0} \right) \frac{p}{b_0} + \left[ \left( a_2 - \frac{a_0 b_2}{b_0} \right) - \left( a_1 - \frac{a_0 b_1}{b_0} \right) \frac{b_1}{b_0} \right] \frac{p^2}{b_0} \quad (16)$$

Porównanie współczynników przy takich samych potęgach zmiennej „ $p$ ” w obu równaniach (14 i 16) prowadzi wprost do wyznaczenia szukanych zależności momentów charakterystyki impulsowej  $h(t)$  od wartości parametrów obwodowych

$$H_0 = \frac{a_0}{b_0} \quad (17)$$

$$H_1 = \left( \frac{a_0 b_1}{b_0^2} - \frac{a_1}{b_0} \right) \quad (18)$$

$$H_2 = 2 \left[ \left( a_2 - \frac{a_0 b_2}{b_0} \right) - \left( a_1 - \frac{a_0 b_1}{b_0} \right) \frac{b_1}{b_0} \right] \frac{1}{b_0} \quad (19)$$

Na gruncie przyjętej konwencji (6),(7),(10),(11) otrzymujemy ostatecznie

$$t_{op} = \frac{b_1}{b_0} - \frac{a_1}{a_0} \quad (20)$$

oraz

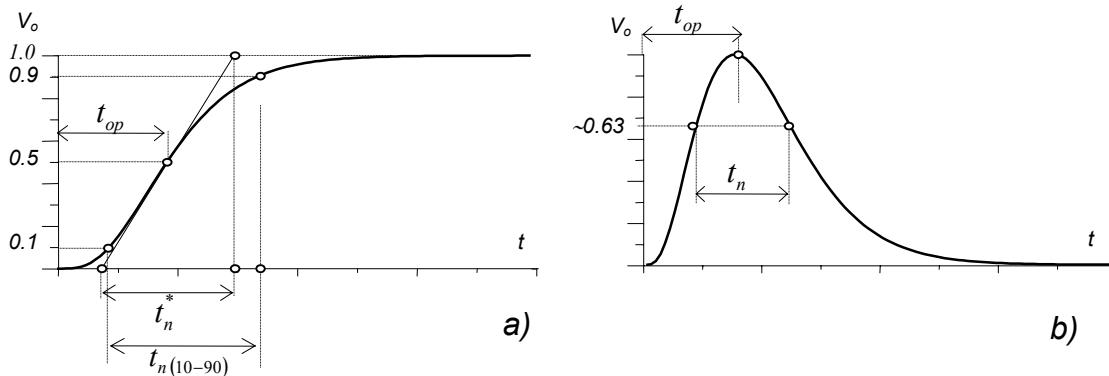
$$t_n = \left[ 2\pi \left\{ \left( \frac{b_1}{b_0} \right)^2 - \left( \frac{a_1}{a_0} \right)^2 + 2 \left( \frac{a_2}{a_0} - \frac{b_2}{b_0} \right) \right\} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (21)$$

Praktyczna przydatność tych prostych relatywnie formuł jest jednak ograniczona do układów dolnoprzepustowych charakteryzujących się *monotoniczną charakterystyką skokową*. Współczynniki  $a_0$  i  $b_0$  transmitancji tej klasy układów (wzmacniaczy) są równe jedności, wobec czego równania od (15) do (21) ulegają znacznym uproszczeniom. W szczególności

$$t_{op} = b_1 - a_1 \quad (22)$$

$$t_n = \left\{ 2\pi [b_1^2 - a_1^2 + 2(a_2 - b_2)] \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (23)$$

Rysunek 4 ilustruje podane wyżej definicje na przykładzie odpowiedzi kaskady czterech identycznych obwodów całkujących.



**Rys.4.** Ilustracja różnych sposobów definiowania czasu opóźnienia i czasu narastania wzmacniacza metodą wymuszenia skokowego (a) i impulsowego (b)

Zarówno czas opóźnienia jak i czas narastania należą do kategorii *parametrów małosygnałowych* wzmacniacza. Zalicza się do nich również, bardzo użyteczny w praktyce pomiarów spektrometrycznych, *czas osiągnięcia wartości szczytowej* impulsu wyjściowego formowanego w układzie filtru pasmowo-przepustowego wzmacniacza (ang. *peaking time*). Jak nietrudno wykazać [8], w ogólnym przypadku filtru typu  $(CR)-(RC)^n$  (z jednym obwodem różniczkującym i  $n$  obwodami całkującymi) o identycznych stałych czasowych  $\tau_i = \tau_d = \tau$ , współrzędna czasowa szczytu impulsu  $t_{max}$  pozostaje w prostej relacji do stałej czasowej filtru

$$t_{max} = n\tau \quad (24)$$



Na kanwie przeglądu definicji podstawowych parametrów czasowych wzmacniacza wspomnieć wypada o jeszcze jednej - stanowiącej katalogowy parametr znamionowy scalonych wzmacniaczy operacyjnych - wielkości charakteryzującej szybkość reakcji wzmacniacza. Jest nią mianowicie *szybkość narastania odpowiedzi*  $SR$  (ang. *slew-rate*) zdefiniowana relacją

$$SR \stackrel{def}{=} \left( \frac{dV_o}{dt} \right)_{max} \quad (25)$$

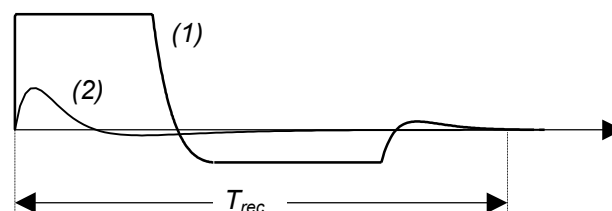
W obszarze *malosygnałowym* wartość jej wyznaczają wartości elementów biernych układu oraz poziom wymuszenia, natomiast w warunkach pracy *wielkosygnałowej* jest ona podyktowana wydajnością prądową (prądem nasycenia  $I_{nas}$ ) dominującego elementu aktywnego (najczęściej stopnia wyjściowego struktury scalonej) i obciążającej go pojemności układowej  $C_o$  zgodnie z zależnością

$$SR = \left( \frac{dV_o}{dt} \right)_{max} = \frac{I_{nas}}{C_o} \quad (26)$$

Parametr ten podawany jest w katalogach dla zadanych umownie warunków granicznych; przy wzmacnieniu jednostkowym (tj. w reżymie wtórnym) i poziomie wymuszenia równym maksymalnemu napięciu wyjściowemu (*output voltage swing*).

Do zespołu ograniczeń wnoszonych przez inherentne własności wzmacniacza, powodujących różnego rodzaju dystorsje przenoszonego sygnału i pociągające w konsekwencji konieczność wprowadzenia odpowiedniego kondycjonowania, zaliczają się nadto – żeby wymienić tylko najważniejsze - przeciążalność amplitudowa (*overloading*), efekt spiętrzania impulsów (*pile-up effect*) oraz przesunięcie linii zerowej (*base-line shift*).

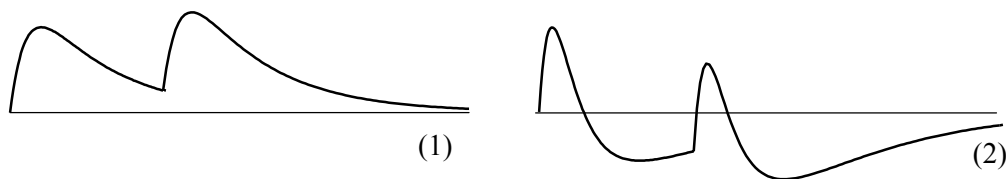
Mianem *przeciążalności amplitudowej* określane są efekty przesterowania wzmacniacza sygnałem (impulsem) o amplitudzie przekraczającej znacznie zakres przenoszenia liniowego. Pierwotnym skutkiem przeciążenia amplitudowego jest głęboka dystorsja wywołującego go impulsu. Z przekroczeniem poziomu nasycenia wiąże się w pierwszym rzędzie ograniczenie poziomu odpowiedzi, po wtóre zaś poszerzenie impulsu uwarunkowane procesami akumulacji i wyciągania nadmiarowych nośników ładunku z bazy tranzystora. Nadto wobec pojemnościowego sprzężenia stopnia wzmacniającego ze źródłem wymuszenia oraz silnej zależności jego impedancji wejściowej od poziomu sygnału pojawia się bardzo głęboki i rozległy przerzut ujemny (*undershoot*) wprowadzający ten stopień w stan odcięcia. Powoduje to skutek wtórny, jakim jest przejściowa blokada (*paraliż*) toru transmisyjnego dla następnych w kolejności nie przeciążających impulsów ciągu. Wydłuża go dodatkowo ewentualny przerzut dodatni (*overshoot*) formowany w przypadku podwójnego różniczkowania sygnału. Te szkodliwe efekty ilustruje poglądowo rysunek 5, na którym obok odpowiedzi na impuls



**Rys.5.** Diagramy odpowiedzi na impuls przeciążający (1) i nieprzeciążający (2).

przebiegający (1) uwidoczniło również przebieg odpowiedzi na impuls mieszczący się w zakresie przenoszenia liniowego (2). Symbolem  $T_{rec}$  oznaczono interwał niedrożności toru dla kolejnych (nieprzebiegających) impulsów. Po jego upływie układ wraca do normalnego stanu aktywnego, co dało asumpt do nazwania go *czasem powrotu* (ang. *recovery time*). Jako parametr znamionowy wzmacniacza, *czas powrotu* określany jest dla założonej krotności przebiegania; zwykle 100-krotnego względnie rzadziej 500-krotnego.

Ze stochastycznego charakteru ciągu impulsów formowanych na wyjściu detektora wynika, że mogą się one losowo zbliżyć na odległość, przy której zachodzić będzie ich wzajemne nakładanie (przekrywanie). Zjawisko takie nosi nazwę *efektu spiętrzenia impulsów*. W zależności od średniej częstości impulsów ciągu i ich rozciągłości czasowej spiętrzenia obejmować mogą bądź tylko pary bezpośrednio sąsiednich impulsów bądź też ich liczniejsze „paczki”. W spektrometrycznym torze pomiarowym, stosownie do „procesowania” sygnału, spiętrzenia przybierają różną formę; zawsze jednak prowadzą do poszerzenia linii spektralnej czyli pogorszenia zdolności rozdzielczej systemu. Nieco odmienny jest również mechanizm degradacji rozdzielczości energetycznej w dwu podstawowych blokach wzmacniających: przedwzmacniaczu i sprzężonym z nim pojemnościowo wzmacniaczu głównym. Wynika on z charakteru nakładania się impulsów. W przedwzmacniaczu zachodzi ono na opadającej krawędzi impulsu podstawowego („na ogonie”), natomiast we wzmacniaczu głównym – w przeważającej mierze na jego ujemnym przerzucie. Obydwa przypadki ilustruje rysunek 6.



**Rys.6.** Ilustracja spiętrzeń: (1) - „na ogonie”, (2) – na przerzucie.

W pierwszym przypadku wysokość kolejnego impulsu nachodzącego na impuls poprzedzający (mierzona względem stałego potencjału „masy”) - wzrasta, w drugim natomiast – maleje. Wielkość dewiacji amplitudy zależy w sposób oczywisty od głębokości pokrywania się impulsów, ta zaś ma charakter zupełnie przypadkowy. Stąd też wynika określony rozkład dystrybucji amplitud podlegającego pomiarowi ciągu impulsów.

Bezpośrednim skutkiem spiętrzenia impulsów **monopolarnych** w przedwzmacniaczu jest losowe ich przemieszczanie w obszary charakterystyki przejściowej o różnej *nieliniowości różniczkowej*. Sprawia to, że przy różnych częstościach impulsów doznają one różnej dystrybucji amplitudy powodując w ostatecznym efekcie odpowiednie zróżnicowanie poszerzenia linii widmowej spektrogramu.

Zauważmy, że sygnał  $V_S(t)$ , stanowiący nieskończony ciąg identycznych impulsów  $V_{imp}(t)$  o losowych wzajemnych odległościach  $t_i$

$$V_S(t) = \sum_i V_{imp}(t - t_i) \quad (27)$$

można przedstawić jako superpozycję składowej stałej  $\langle V_S \rangle$  oraz fluktuacyjnej składowej zmiennej o dyspersji  $\sigma$ . Wielkości te opisane są odpowiednio przez I i II twierdzenie

Campbella-Francisa [11,6]. W przypadku typowego impulsu  $V_{imp}(t) = V_{max}exp(-t/\tau)$  przyjmują one postać

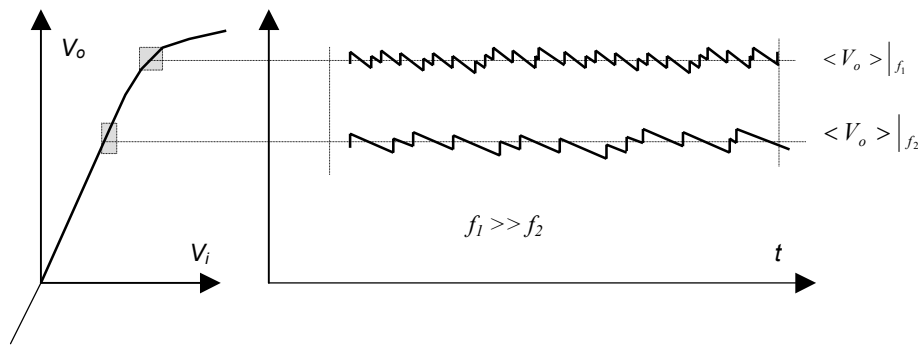
$$\langle V_s \rangle = V_{max} \tau \langle f \rangle \quad (28)$$

oraz

$$\sigma = V_{max} \sqrt{\frac{\tau \langle f \rangle}{2}} \quad (29)$$

Ukazują one w sposób jawny zależność obu tych wielkości od średniej częstotliwości repetycji  $\langle f \rangle$ , silniejszą – jak widać – w odniesieniu do średniego poziomu. Opisaną równaniem (28) wartość średnią sygnału można traktować jako obciążony fluktuacjami (29) bieżący poziom bazowy (ang. *base-line*). Jego przebiegi ilustruje rysunek 7 przedstawiający na tle charakterystyki przenoszenia stopnia wzmacniającego dwa diagramy spiętrzonych ciągów identycznych impulsów o różnych wartościach średniej częstości repetycji.

Bieżąca wartość średniego poziomu  $\langle V_s \rangle$  oraz jego dyspersja  $\sigma$  wyznaczają (z różną wagą) „strefę roboczą” charakterystyki przejściowej, a w konsekwencji wielkości związanych z nią *zniekształceń nieliniowych*. Tak na przykład górny przebieg z rysunku 7 zdominowany jest wpływem średniego poziomu, wkraczającego w tym krańcowym przypadku w obszar nasycenia charakterystyki  $V_i - V_o$ .



**Rys.7.** Efekty spiętrzenia ciągów identycznych impulsów o różnych średnich częstotliwościach repetycji.

Wzmacniacz główny sprzężony jest z przedwzmacniaczem za pośrednictwem obwodu różniczkującego skracającego impuls wejściowy do wartości przy której prawdopodobieństwo spiętrzenia *na ogonie* zostaje drastycznie zredukowane. Dominującym jest wówczas efekt alternatywny – nachodzenie kolejnych impulsów na *ujemny przerzut* impulsów poprzedzających. Jego bezpośrednim skutkiem jest *depresja* poziomu bazowego impulsów. Oznacza to, że pomiar amplitudy impulsów dokonywany względem ustalonego *poziomu referencyjnego* (w większości analizatorów amplitudy niemal z reguły względem potencjału *masy*) obciążony jest błędem wynikającym z fluktuacji linii bazowej. W dalszej konsekwencji efekt ten powoduje określone rozmycie (dyspersję) linii spektralnej. Można ją obliczyć korzystając, podobnie jak poprzednio, z II prawa Campbella-Francisa. Dla uproszczenia obliczeń przyjmijmy za *Fairsteinem* [13] uproszczoną postać wyodrębnionego przebiegu przerzutu  $V^-(t)$

$$V^-(t) = V_{max}^- e^{-\frac{t}{\tau}} = V_{max}^+ \left( \frac{\tau_d}{\tau} \right) e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (30)$$

gdzie  $\tau_d$  jest stałą czasową obwodu różniczkującego,  $\tau$  - stałą czasową zaniku impulsu pierwotnego, a  $V_{max}^+$  - amplitudą lobu dodatniego.

Wyznaczona w ten sposób zależność

$$\sigma = \frac{\tau}{\tau_d} \left( \frac{\langle f \rangle \tau}{2} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (31)$$

funkcjonuje z dokładnością ok. 5% przy założeniu, że stała czasowa obwodu różniczkującego  $\tau_d$  jest co najmniej dziesięciokrotnie niższa od stałej czasowej  $\tau$ .

## 2.2. Metody i układy kondycjonowania sygnału.

### 2.2.1. Wzmacniacze.

Ze względu na bardzo niski poziom sygnału generowanego w detektorach promieniowania jonizującego, podstawową operacją w procesie jego kondycjonowania jest wzmacnianie. Służące temu celowi układy kojarzone są w spektrometrycznym torze pomiarowym w kaskady zespołu sekcji wzmacniających i formujących zmontowane w dwu konstrukcyjnie rozdzielonych blokach funkcjonalnych: **przedwzmacniaczu** i **wzmacniaczu głównym**. Ich uzupełnieniem (w systemach wysokiej rozdzielczości) jest autonomiczny wzmacniacz o *regulowanej strefie aktywnej* umożliwiający wybiórczy pomiar części pełnego widma promieniowania, zwany potocznie **wzmacniaczem okienkowym** lub **ekspanderem**.

Problematyka przedwzmacniaczy została dostatecznie szeroko naświetlona w bliźniaczej monografii dotyczącej *układów elektroniki „Front-End”* [6]; w niniejszej ograniczymy się zatem tylko do zagadnień związanych z własnościami i realizacją wzmacniaczy głównych oraz okienkowych.

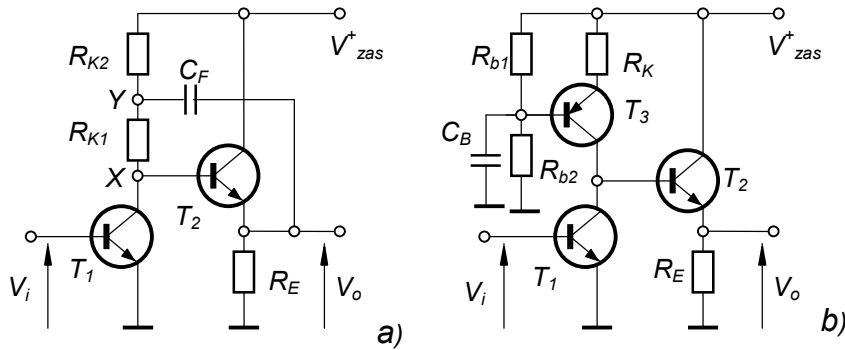
**Podstawowe wymagania** stawiane tego rodzaju wzmacniaczom wynikają ze stawianych im zadań, stosownie do ich wykorzystania w spektrometrii amplitudowej, czasowej bądź w układach selekcji impulsów według kształtu. Niezależnie od przeznaczenia każdy wzmacniacz winien charakteryzować się *niskim poziomem szumów własnych oraz indukowanych zakłóceń wewnętrznych, dużą odpornością na indukowane zakłócenia zewnętrzne, oraz wysoką stabilnością termiczną i długoterminową*. Tego rodzaju własności są wspólne dla wszelkiego rodzaju wzmacniaczy pomiarowych, toteż stosowane tam środki techniczne dla ich uzyskania znajdują również zastosowanie we wzmacniaczach spektrometrycznych.

W obszarze spektrometrii amplitudowej żąda się nadto *bardzo dobrej liniowości przenoszenia wzmacniacza oraz odporności na przeciążenia amplitudowe i efekt spiętrzania impulsów*. Spektrometria czasowa nakłada z kolei wymagania na *pasmo przenoszenia wzmacniacza* warunkujące osiągnięcie *wysokiej rozdzielczości czasowej*. W systemach selekcji impulsów według kształtu niezbędne jest wreszcie zachowanie *nieskażonej formy impulsu pierwotnego* (pełnego impulsu prądowego względnie czoła impulsu napięciowego).

Inherentna nieliniowość charakterystyki przenoszenia prostej sekcji wzmacniającej podyktowana jest wyłącznie nieliniowością jej elementów układowych, w szczególności zaś elementów aktywnych. Można ją wydatnie zredukować bądź to ingerując w mechanizm niekształceń nieliniowych w konkretnych elementach układowych bądź – o wiele skuteczniej – przez objęcie układu pętlą (pętlami) ujemnego sprzężenia zwrotnego.

Pierwszy sposób znalazł praktyczny wyraz w odniesieniu do nieliniowości powodowanej zależnością transkonduktancji  $g_m$  tranzystora od (zależnego od poziomu sygnału wejściowego) prądu kolektorowego  $I_K$ . Naturalnym niejako w tym aspekcie środkiem zaradczym jest stabilizacja prądu kolektora zrealizowana w dwóch wersjach: jako stopień z obciążeniem wy-

soką impedancją dynamiczną (tzw. układ *bootstrap*) względnie źródłem prądowym [12]. Na rysunku 8 (a i b) zamieszczono - dla przypomnienia - obydwie te konfiguracje.



**Rys. 8.** Schematy stopni wzmacniających o podwyższonej liniowości  
8a) Układ typu „bootstrap” 8 b) Układ z obciążeniem źródłem prądowym

W obu konfiguracjach zastosowano kaskadę *OE-OC* zrealizowaną odpowiednio na tranzystorach  $T_1$  i  $T_2$ . W układzie pierwszym dodatnie sprzężenie zwrotne z wyjścia wtórnika  $T_2$  via  $C_F$  do węzła „Y” gałęzi rezystorowej  $R_{K1}$  i  $R_{K2}$  obwodu obciążenia  $T_1$  „powtarza” w tym węźle przebieg napięciowy pojawiający się w węźle „X” zapobiegając zmianom prądu kolektora tranzystora  $T_1$ . Nietrudno wykazać [6], że efektywne obciążenie tego tranzystora stanowi *impedancja dynamiczna* określona formułą

$$Z_{DYN} \cong R_{DYN} \cong \frac{R_{K1}}{1 - K_{V2}} \quad (32)$$

gdzie  $K_{V2}$  oznacza wzmocnienie napięciowe wtórnika wyjściowego ( $T_2$ ). Zważywszy, że wzmocnienie napięciowe wtórnika jest bardzo bliskie jedności uzyskuje się odpowiednio silne zwielokrotnienie oporności obciążenia przeciwdziałające zmianom prądu w tym obwodzie podczas trwania impulsu.

Zastąpienie w obwodzie kolektora stopnia *OE* rzeczywistej rezystancji obciążenia źródłem prądowym w oczywisty sposób czyni zadość wymaganiu stałości prądu kolektorowego  $T_1$ . Tę własność wykorzystano właśnie w alternatywnej wersji stopnia wzmacniającego przedstawionej na rysunku 8b), w którym funkcję źródła prądowego pełni komplementarny tranzystor  $T_3$ .

W układach wielostopniowych poprawę liniowości sekcji wzmacniającej uzyskuje się dzięki stosowanemu w niej w reguły *ujemnemu sprzężeniu zwrotnemu*. Dla ilościowego określenia stopnia polepszenia liniowości sekcji wzmacniającej skorzystamy z ogólnej definicji nieliniowości względnej  $\varepsilon$  (wiążącej odpowiedzi na wymuszenie  $V_i$  według charakterystyki rzeczywistej  $V_{o,rzecz}$  i charakterystyki idealnej  $V_{o,ideal}$ )

$$\varepsilon(V_i) \stackrel{def}{=} \left( \frac{\Delta V_o}{V_o} \right)_{V_i} = \left( \frac{V_{o,rzecz} - V_{o,ideal}}{V_{o,rzecz}} \right)_{V_i} \quad (33)$$

rozumianej jako parametr „lokalny”, będący funkcją napięcia wejściowego  $V_i$ . Zauważmy, że na gruncie tej definicji wprowadzono podany uprzednio parametr „globalny”  $\varepsilon_i$

Uwzględniając w równaniu (33) oczywiste zależności

$$K_{ideal} \stackrel{def}{=} \frac{V_{o,ideal}}{V_i}, \quad K_{rzecz} \stackrel{def}{=} \frac{V_{o,rzecz}}{V_i} \quad (34)$$

jak również

$$V_{orzecz} = V_{oideal} + \Delta V_o \quad (35)$$

w wyniku prostych przekształceń otrzymamy formułę ukazującą zależność rzeczywistego współczynnika wzmocnienia  $K_{rzecz}$  od napięcia wejściowego  $V_i$ .

$$K_{rzecz}(V_i) = \frac{K_{ideal}}{[1 - \varepsilon(V_i)]} \underset{\varepsilon \ll 1}{\cong} K_{ideal} [1 + \varepsilon(V_i)] \quad (36)$$

W rezultacie wprowadzenia do układu wzmacniacza obwodu ujemnego sprzężenia zwrotnego o transmitancji  $\beta$  efektywne jego wzmocnienie ulega redukcji do poziomu

$$K_{F rzecz} = \frac{K_{rzecz}}{1 + \beta K_{rzecz}} \quad (37)$$

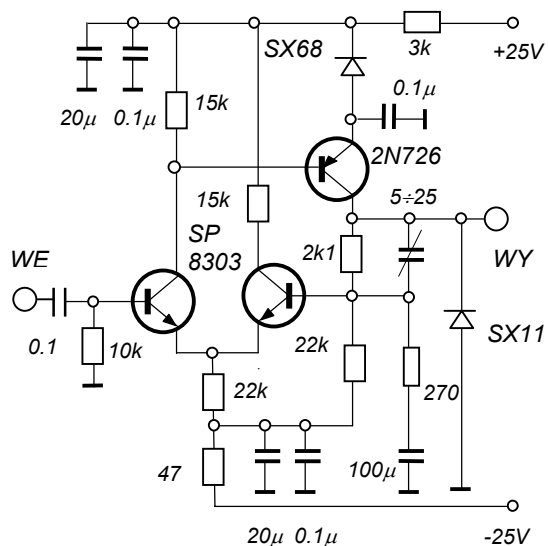
Kojarząc zatem wyrażenia (36) i (37) dochodzimy do związku o strukturze formuły (36)

$$K_{F rzecz}(V_i) = \frac{K_{ideal}}{1 + \beta K_{ideal}} \left\{ 1 + \frac{\varepsilon(V_i)}{1 + \beta K_{ideal} [1 + \varepsilon(V_i)]} \right\} \quad (38)$$

Drugi składnik sumy w dużym nawiasie powyższej zależności reprezentuje ekwiwalentny współczynnik nieliniowości  $\varepsilon_{eff}$ . Jak łatwo zauważyć, skutek działania ujemnego sprzężenia zwrotnego manifestuje się ponad  $[1 + \beta K_{ideal}]$  – krotnym zmniejszeniem „naturalnej” nieliniowości  $\varepsilon$  wzmacniacza. Podlegają mu oczywiście również nieliniowość całkowita  $\varepsilon_i$  i różniczkowa  $\varepsilon_d$ . Minimalizacja nieliniowości tą metodą jest szczególnie efektywna w przypadku użycia jako sekcji wzmacniających wzmacniaczy operacyjnych o bardzo wysokim wzmocnieniu i szerokim paśmie przenoszenia, stosowanych w większości współczesnych impulsowych wzmacniaczy spektrometrycznych. Wzmacniacze te niemal z reguły wykonywane są w konfiguracji z wejściem symetrycznym (*differential input*) i asymetrycznym wyjściem (*single ended output*).

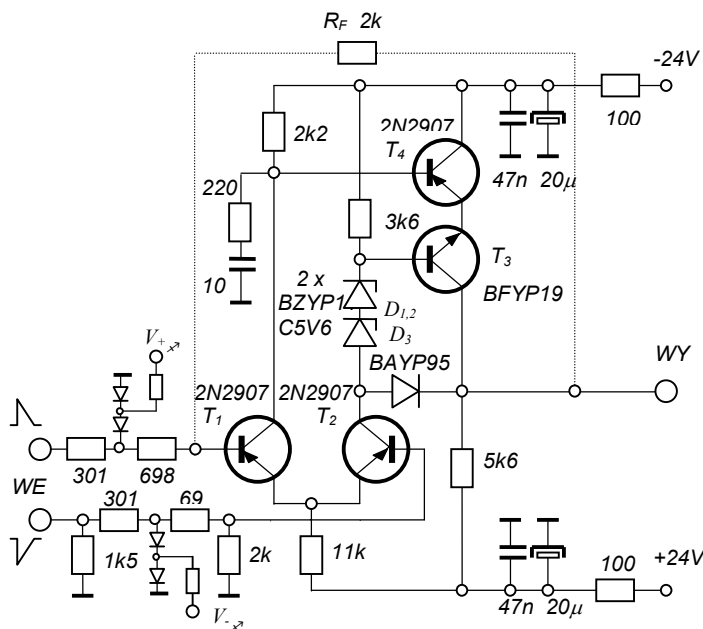
Okazują się one wielce korzystne ze względu na *dużą odporność na przeciążenie amplitudowe*. W technice tranzystorowej zapewnia ją wejściowy stopień różnicowy o sprzężeniu emiterowym na dużej rezystancji obciążenia (tzw. *Long Tailed Pair - LTP*); najczęściej z obciążeniem źródłem prądowym. W technice lampowej odpowiada mu podobny strukturalnie stopień o sprzężeniu katodowym. Warto przypomnieć, że taki właśnie układ został praktycznie wykorzystany w konstrukcji nieprzeciążalnych wzmacniaczy spektrometrycznych już przed 50-laty [13], a dopiero kilkanaście lat później pojawiły się jego implementacje półprzewodnikowe.

Na rysunku 9 przedstawiono schemat ideowy opracowanej w tych latach tranzystorowej wersji sekcji wzmacniającej według projektu *B.Collinge'a* [14]. Jest to dwustopniowy układ z czysto rezystywnym obwodem ujemnego sprzężenia zwrotnego. W stopniu wejściowym zawiera on dwójkę symetryczną o sprzężeniu emiterowym (LTP) na selekcyonowanych tranzystorach typu 2N911 zmontowanych fabrycznie we wspólnej obudowie, oznaczonej symbolem SP8303. W drugim stopniu pracującym w układzie *WE* zastosowano komplementarny tranzystor 2N726. Sam układ wykazuje odporność na 100-krotne przeciążenie amplitudowe. Struktura jego stopnia wyjściowego zapobiega nadto przeciążeniom kolejnych sekcji wzmacniacza, ograniczając poziom jego odpowiedzi wskutek blokowania stopnia *WE* - dla impulsów dodatnich, oraz obcinającym działaniem, *kotwiczonej* na potencjale masy, diody SX11 - dla impulsów ujemnych.



Rys. 9. Stopień „nie przeciążalny” wg. Collinge’a

Sekcje wzmacniające współczesnych wzmacniaczy spektrometrycznych stanowią w istocie rozwinięcie powyższej konfiguracji. Przykładowymi rozwiązaniami w kategorii układów na elementach dyskretnych są sekcje wzmacniające popularnych wzmacniaczy: Mod. WL-41 (produkcji krajowej) [15] oraz Mod. TC-220 BLR (f-my TENNELEC) [16]. Pierwszy z wymienionych, wzorowany jest na układzie wzmacniacza ORTEC – Model 716 [17]. Schemat ideowy jego sekcji wejściowej ukazuje rysunek 10.

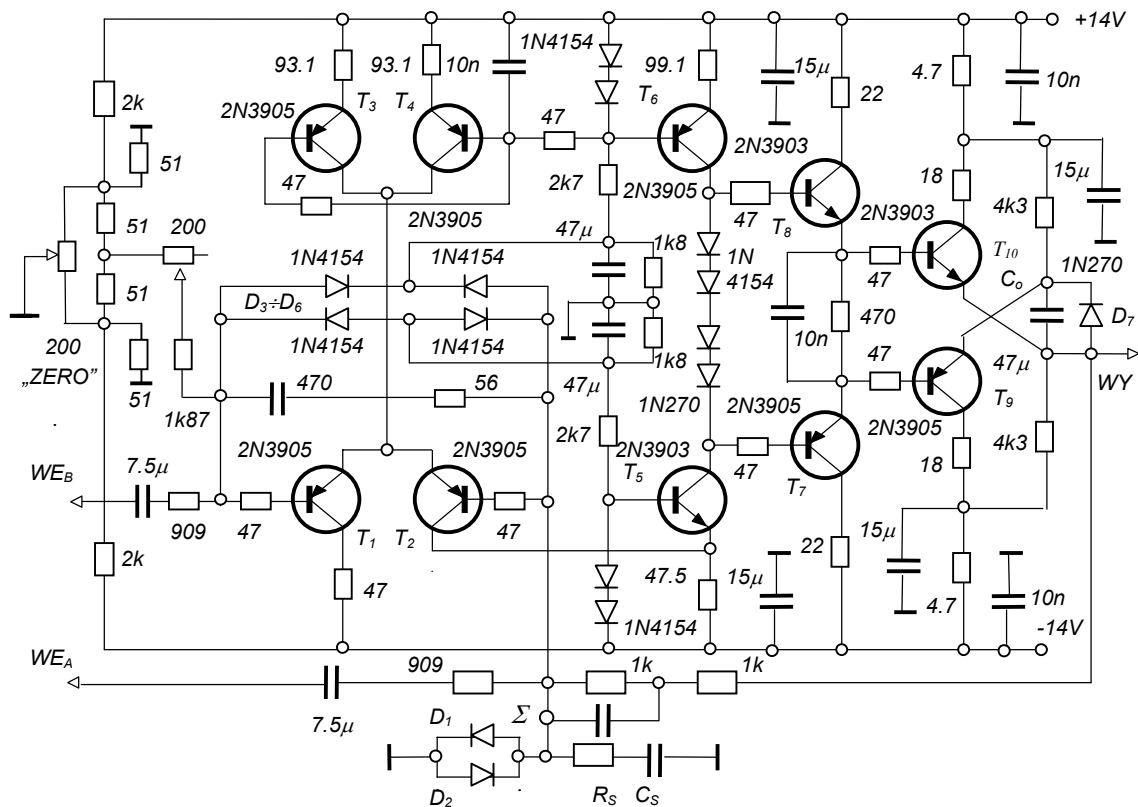


Rys. 10. Sekcja wejściowa wzmacniacza WL-41

W pierwszym stopniu zastosowano tu konwencjonalny układ LTP z rezystorową gałęzią emiterową, wykorzystując do sterowania drugiego stopnia sygnały z obu wyjść pary różnicowej. W konfiguracji tej tranzystor wyjściowy  $T_4$  sterowany jest równocześnie w obwodzie

bazy (sygnałem z  $T_2$ ) jak i emitera (sygnałem z  $T_1$  via wtórnik  $T_3$ ). Dla sygnału odbieranego z obwodu kolektora  $T_1$  pracuje on zatem w układzie  $WB$ , natomiast dla sygnału odbieranego z obwodu kolektora  $T_2$  – w układzie  $WE$ . Wypadkowe wzmocnienie sekcji jest więc równe sumie wzmocnień obu gałęzi sygnałowych:  $(T_1 \div T_3 \div T_4)$  oraz  $(T_2 \div D_{1,2} \div T_4)$ . Różnicowy stopień wejściowy zapewnia dużą odporność sekcji na przeciążenie amplitudowe. Jest ono nadto wspomagane działaniem diod  $D_{1,2}$  i  $D_3$ , zabezpieczających tranzystory  $T_3$  i  $T_4$  przed wejściem w stan nasycenia. Dane znamionowe wzmacniacza WL-41 określają jego *nieprzeciążalność* amplitudową podając wartość czasu powrotu  $T_{REC}$  po 30-krotnym przeciążeniu. Jest ona równa 2,5-krotnej szerokości maksymalnego, nieprzeciążającego impulsu wyjściowego na poziomie 2% jego amplitudy ( $t_{2\%}$ ). Sekcja objęta jest stałoprądowym, ujemnym sprzężeniem zwrotnym stabilizującym pracę sekcji i determinującym wartość jej wzmocnienia. W obu gałęziach wejściowych tej sekcji zastosowano ograniczniki diodowe zabezpieczające układ przed skutkami ewentualnego przekroczenia poziomu dopuszczalnego napięcia wejściowego.

Rysunek 11 przedstawia z kolei pełny schemat ideowy wejściowej sekcji wzmacniającej impulsowego wzmacniacza liniowego TC-220 BLR [16].



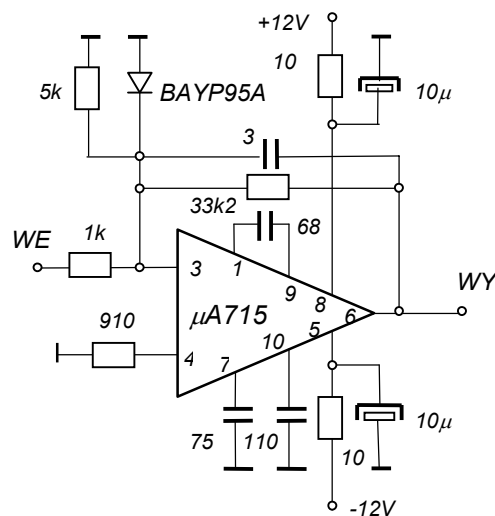
**Rys. 11.** Sekcja wejściowa wzmacniacza TENNELEC Mod. TC 220 BLR-20

Podobnie jak poprzednie, zawiera ona na wejściu stopień różnicowy ( $T_1, T_2$ ) o sprzężeniu emiterowym, jednak w tym przypadku zamiast rzeczywistego rezystora we wspólnym obwodzie emiterów zastosowano źródło prądowe ( $T_3, T_4$ ). Jego wysoka impedancja dynamiczna podnosi w efekcie odporność przeciążeniową stopnia LTP. Kolejne stopnie sekcji warunkują osiągnięcie wymaganego wzmocnienia (w otwartej pętli), szerokiego pasma przenoszenia, minimalnych zniekształceń nieliniowych oraz niskiej impedancji wyjściowej. Zrealizowano je



w kaskadzie subukładów: stopień  $WB$  ( $T_5$ ) (tworzący n.b. wspólnie z poprzedzającym go tranzystorem dwójki LTP układ kaskadowy) obciążony źródłem prądowym ( $T_6$ ) oraz niekonwencjonalna kaskada komplementarnych wtórników wyjściowych ( $T_7 \neq T_{10}$ ). Należy podkreślić, że istotną funkcję w kaskadzie wtórnikowej pełni diodowo-pojemnościowa ( $D_7 \neq C_0$ ) gałąź łącząca emiterzy końcowej pary. Poprawia ona własności układu przy przenoszeniu słabych sygnałów zachowując jego odporność na przeciążenie częstotliwościowe [16]. Cała sekcja objęta jest stałoprądową pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego. Ważną rolę w układzie pełni zapięta w punkcie *masy pozornej* (oznaczonym na schemacie symbolem  $\Sigma$ ) gałąź dwu-przeciwnie połączonych diod  $D_1$  i  $D_2$ . Zapobiegają one wzrostowi impedancji wejściowej sekcji w przypadku silnego przeciążenia amplitudowego blokującego działanie obwodu sprzężenia zwrotnego, skracając w rezultacie *czas powrotu*  $T_{REC}$  sekcji ze stanu przeciążenia. W analogicznej, choć nieco uproszczonej konfiguracji wykonano pozostałe sekcje wzmacniające, wykorzystywane zresztą również w strukturach filtrów aktywnych tego wzmacniacza.

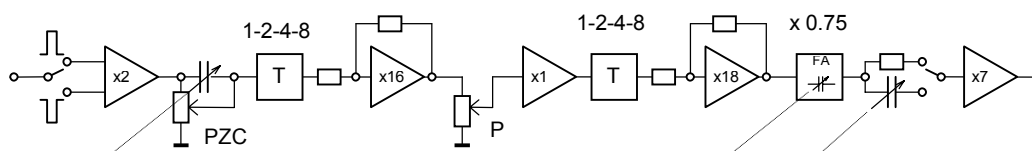
Najnowsze realizacje impulsowych wzmacniaczy spektrometrycznych coraz częściej sięgają do techniki układów scalonych. Stosują one bądź to układy scalone ogólnego przeznaczenia [18] bądź też wykonywane specjalnie dla potrzeb pomiarów spektrometrycznych monolityczne lub hybrydowe układy scalone (np. [19]), zaliczane do kategorii mikroukładów „ASIC” – (*Application Specified Integrated Circuits*). Rysunek 12 przedstawia przykładowy schemat aplikacyjny wykorzystania scalonego wzmacniacza operacyjnego  $\mu A715$  w charakterze sekcji wzmacniającej wzmacniacza liniowego systemu CAMAC typu 1101. Jak łatwo zauważyć, również w tym przypadku dla poprawy własności przeciążeniowych sekcji zastosowano diodę bocznikującą wejście odwracające wzmacniacza.



**Rys.12.** Sekcja wzmacniacza „CAMAC” 1101

Wzmacniacz 1101 zawiera dwie tego rodzaju sekcje wzmacniające o wzmocnieniach napięciowych  $K_{V2}=16$  i  $K_{V4}=18$ , uzupełnione trzema stopniami tranzystorowymi: wejściowym, separującym i wyjściowym o wzmocnieniach wynoszących odpowiednio  $K_{V1}=2$ ,  $K_{V3}=1$  oraz  $K_{V5}=7$ . Jego własności przeciążeniowe determinują krotność przeciążenia dla czasu powrotu  $T_{REC}$  (wyznaczanego według kryterium  $2,5 t_{2\%}$ ) na poziomie 200 dla impulsów monopolarnych oraz 1000 dla impulsów bipolarnych.

Techniczne warunki stabilności pracy sekcji objętych pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego narzucają ograniczenie ich wzmocnienia (na ogół poniżej 25 dB). Dla uzyskania pożądanego wzmocnienia wzmacniacza niezbędne jest zatem użycie kilku sekcji wzmacniających. W ich kaskadę w strukturze wzmacniacza spektrometrycznego włączone są nadto układy filtrów determinujących pasmo jego przenoszenia. Dla przykładu na rysunku 13 przedstawiono schematycznie wzajemne usytuowanie sekcji wzmacniających i filtrów w strukturze wzmacniacza typu 1101.



Rys.13. Schemat blokowy struktury wzmacniacza CAMAC 1101

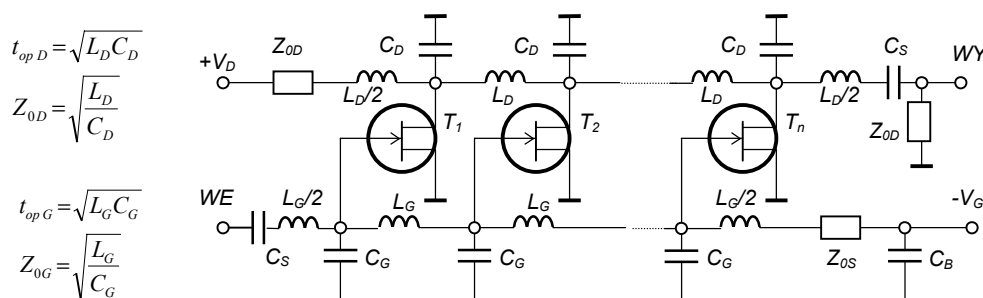
Z punktu widzenia kształtowania pasma przenoszenia lokalizacja jak i kolejność filtrów może być zupełnie dowolna. Umieszczenie górno-przepustowego filtra skracającego (PZC) na wejściu wzmacniacza tuż za jego stopniem buforowym zmniejsza wydatnie prawdopodobieństwo spiętrzania impulsów (*pile-up effect*) w kolejnych sekcjach wzmacniających. W tym również celu filtr dolnoprzepustowy FA (w danym przypadku zrealizowany w formie filtra aktywnego *Sallené Key'a* [20]) przesunięto jak najbliżej wyjścia. Poprzedzająca go partia sekcji wzmacniających zwana jest potocznie „szybką” podczas gdy część zawierająca sam całkujący filtr aktywny (*integrator*) oraz kolejne subukłady (*obwód drugiego różniczkowania i wzmacniacz wyjściowy*) określane są mianem części „wolnej”. W większości nowszych konstrukcji wzmacniaczy spektrometrycznych w skład sekcji „wolnych” wchodzi również układ *przywracania linii zerowej* BLR – (ang. *base-line restorer*).

Impuls uzyskiwany na wyjściu sekcji „szybkich” wykorzystywany jest często w stowarzyszonych pomiarach czasowych. Zadaniem sekcji wejściowej i wyjściowej jest dopasowanie wzmacniacza odpowiednio do *źródła sygnału* (przedwzmacniacza) oraz *odbiornika* sygnału wzmocnionego (*układu ekstrakcji informacji*). Regulacja wzmocnienia wzmacniacza dokonywana jest skokowo przy pomocy kalibrowanych tłumików „T” oraz płynnie potencjometrem „P”. Taki sam sposób regulacji wzmocnienia zastosowano we wzmacniaczu typu WL-41. Alternatywą dla tej metody jest przełączanie rezystancji w obwodzie ujemnego sprzężenia zwrotnego [16,17,19].

Globalnym parametrem opisującym jakość systemu spektrometrycznego jest jego zdolność rozdzielcza. W obszarze spektrometrii amplitudowej określa ją jednoznacznie stosunek amplitudy impulsu wyjściowego do wartości średniej kwadratowej napięcia szumów wyjściowych zwany potocznie *stosunkiem sygnału do szumu* SNR (ang. *Signal-to-Noise Ratio*), natomiast w dziedzinie spektrometrii czasowej – stosunek nachylenia czoła impulsu wyjściowego do średniej kwadratowej wartości napięcia szumów wyjściowych, zwany krótko *stosunkiem nachylenia do szumu* SLNR (ang. *Slope-to-Noise Ratio*). Formalnie na wielkość tę możemy wpływać zarówno poprzez minimalizację szumów jak też przez zwiększanie stromości czoła impulsu. Dominujące znaczenie ma jednak stromość czoła. Dla spełnienia tego podstawowego wymagania wzmacniacz główny winien odznaczać się dużą szybkością reakcji, a jego *własny czas narastania*  $t_n$  winien być znacząco krótszy od czasu narastania impulsu wyjściowego. Stosownie do takich wymagań opracowano nową klasę wzmacniaczy dedykowa-

nych specjalnie do pomiarów czasowych, określanych w terminologii anglosaskiej nazwami *timing amplifiers* względnie *timing filter amplifiers* [21].

Ogólny podział szybkich wzmacniaczy impulsowych klasyfikuje je według techniki kojarzenia stopni wzmacniających wyróżniając *wzmacniacze addytywne*, których wzmacnienie całkowite jest sumą wzmoceń poszczególnych stopni, oraz *wzmacniacze moltiplikatywne*, o wzmacnieniu globalnym równym iloczynowi wzmoceń stopni składowych. Koncepcja wzmacniacza addytywnego [22] zrodziła się na gruncie ograniczeń techniki lampowej (niedostateczne pole wzmacnienia (GB) indywidualnego stopnia i degradacja wypadkowego pola wzmacnienia w konwencjonalnej kaskadzie wielostopniowej). Konfiguracja lampowa została transponowana do techniki półprzewodnikowej; z raczej mizernym skutkiem w realizacjach na tranzystorach bipolarnych i w miarę efektywnie w strukturach MOS'owskich. Dla przypomnienia zasady pracy wzmacniacza addytywnego na rysunku 14 przedstawiono schemat ideowy realizacji na tranzystorach polowych.



**Rys.14.** Schemat wzmacniacza o wzmacnieniu rozłożonym

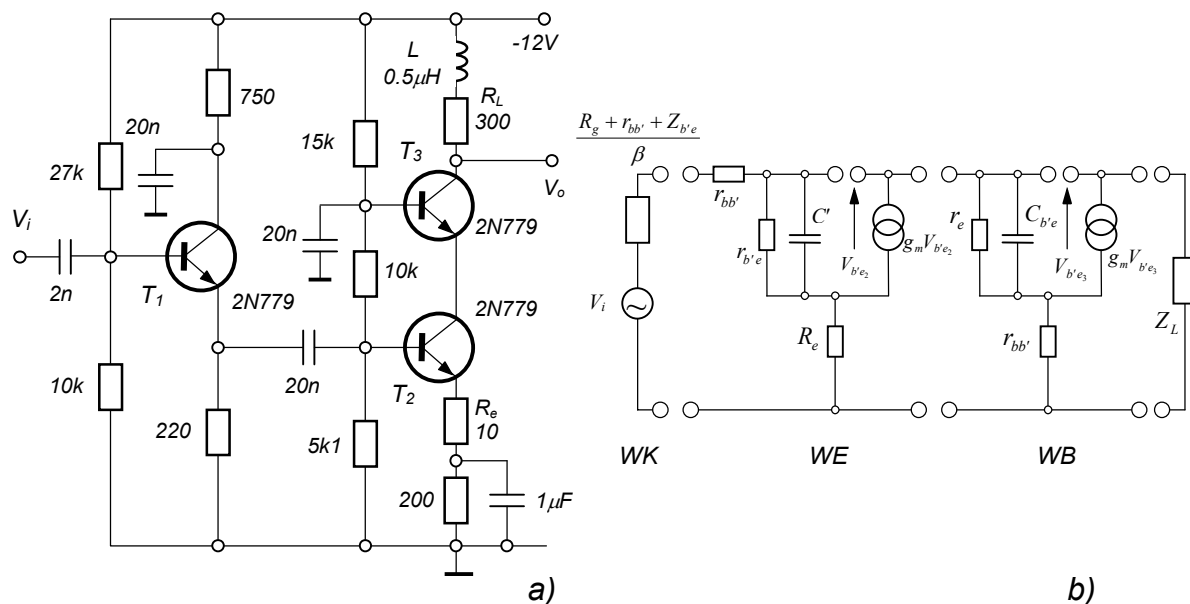
Dwa łańcuchy linii opóźniających sprzęgają odpowiednio bramki i dreny zespołu tranzystorów tworzących sekcję wzmacniającą. Poprzez pierwszy ( $L_G-C_G$ ) propaguje sygnał wejściowy, przez drugi natomiast ( $L_D-C_D$ ) odpowiedzi stopni (sygnał wzmacniony). Przy zachowaniu identycznych wartości opóźnień transmisyjnych ( $t_{opD}=t_{opG}$ ) obu linii odpowiedź każdego kolejnego stopnia sumuje się z odpowiedzią wszystkich stopni poprzedzających. W tym kontekście można mówić o rozłożeniu wzmacnienia wzmacniacza na składniki addytywne. Fakt ten dał asumpt do określania *wzmacniacza addytywnego* również mianem *wzmacniacza o wzmacnieniu rozłożonym*. W praktyce przyjęła się nadto nazwa *wzmacniacz łańcuchowy* znajdująca uzasadnienie w jego specyficznej strukturze. Wzmacniacz łańcuchowy pozwala osiągnąć wymagane wzmacnienie przy częstotliwości przewyższającej wartość *pola wzmacnienia* poszczególnych stopni. Stanowi to jego niezaprzeczną wyższość nad konwencjonalnymi układami kaskadowymi typu *moltiplikatywnego*. W przypadku zespołu  $n$  identycznych stopni globalne wzmacnienie wzmacniacza  $K_{V\Sigma}$  wyniesie

$$K_{V\Sigma} = n K_{Vi} = n \left( g_m \frac{Z_{0D}}{2} \right) = \frac{1}{2} n g_m \sqrt{\frac{L_D}{C_D}} \quad (39)$$

przy czym:  $K_{Vi}$  oznacza wzmacnienie indywidualnego stopnia,  $g_m$  – transkonduktancję tranzystora polowego, zaś  $Z_{0D}$  – impedancję charakterystyczną linii w obwodzie drenów.

Istotną wadą wzmacniaczy łańcuchowych jest niezadowalająca stabilność ich wzmacnienia, co praktycznie wyeliminowało je z zastosowań w systemach spektrometrycznych. Nowe możliwości aplikacyjne otworzyły się natomiast przed *wzmacniaczami moltiplikatywnymi* wobec pojawienia się nowych półprzewodnikowych elementów aktywnych o częstotliwościach granicznych sięgających zakresu gigahercowego. Istotną rolę w rozwoju szybkich wzmacniaczy impulsowych odegrały nowe koncepcje w zakresie ich projektowania. Szczególnie użyteczną

i po dziś dzień powszechnie wykorzystywaną okazała się - zaproponowana przez *L.Scotta* - „technika projektowania integralnego” [23]. Polega ona na traktowaniu wielostopniowego w zasadzie układu jako jednej, *integralnej* jednostki funkcjonalnej. Realizacja założeń projektowych dokonywana jest w tej technice w oparciu o ogólną postać transmitancji tej jednostki. Dla zilustrowania procedur projektowych posłużymy się podręcznikowymi wręcz przykładami rozwiązań układowych. Tak więc rysunek 15 przedstawia konfigurację wzmacniacza napięciowego i jego uproszczony schemat zastępczy według projektu *Williamsa* i *Neilera* [24].



**Rys.15.** Szybki wzmacniacz napięciowy wg. *Williamsa* i *Neilera*:  
(a) schemat ideowy, (b) uproszczony schemat zastępczy.

Schemat zastępczy zaproponowanej konfiguracji jak również dokonana przez projektodawców analiza układu obciążone są szeregiem - dopuszczalnych wszakże - założeń upraszczających. Szczegółowe dane dotyczące tych uproszczeń znajdzie Czytelnik w powołanej wyżej pracy [24]; w niniejszym omówieniu ograniczymy się tylko do zacytowania wyprowadzonych tam zależności opisujących rezystancję wejściową  $R_i$  i transmitancję  $F(p)$  układu

$$R_i \cong \beta (r_{bb'} + R_e + \beta r_e) \quad (40)$$

$$F(p) = - \frac{\beta R_L}{r_{bb'} + r_{b'e} + \beta R_e} \frac{1}{\left(1 + p \frac{1}{\omega_1}\right) \left(1 + p \frac{1}{\omega_2}\right) \left(1 + p \frac{1}{\omega_3}\right)} \quad (41)$$

gdzie:

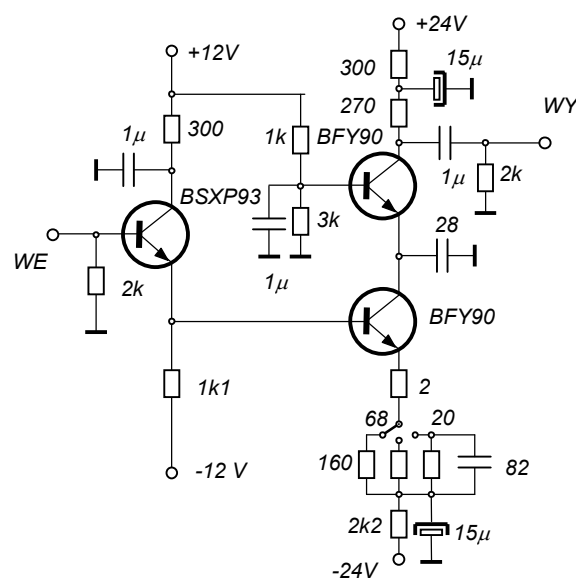
$$\omega_1 \cong \frac{1}{C_{b'e} r_{b'e} [r_{bb'} / (r_{bb'} + r_{b'e} + \beta R_e)]} \quad (42)$$

$$\omega_2 \cong \frac{1}{C_{b'e} r_e} \quad (43)$$

$$\omega_3 \cong \frac{1}{R_L C_o} \quad (44)$$

Na gruncie zależności (41-44) łatwo zauważyć, że przy raz przyjętym typie tranzystorów, procedury projektowania wzmacniacza sprowadzają się zasadniczo do doboru wartości  $R_e$  oraz  $R_L$  ( $Z_L$ ) zapewniających osiągnięcie optymalnych własności impulsowych wzmacniacza. Dla wartości elementów układu podanych na jego schemacie ideowym (przy prądach emiterowych  $I_E = 7$  mA) wzmocnienie napięciowe wzmacniacza wyniosło  $K_V = 25.8$  dB, a czas narastania  $t_n = 2.8$  ns. Analiza układu pominęła obwód kompensacji dwójnikowej (*shunt peaking*) z indukcyjnością  $L$  [25],[26], której wartość dobrano eksperymentalnie. Zanedbano w niej również pojemność sprzęgającą wtórnik emiterowy (WK) z kaskodą (WE-WB).

W udoskonalonej wersji ( $t_n < 2$  ns) tej konfiguracji [27], zaadaptowanej z kolei do „Szybkiego wzmacniacza” Typ 1501 produkcji krajowej [28], zamiast sprzężenia pojemnościowego wprowadzono zresztą bezpośrednie połączenie galwaniczne. Na rysunku 16 przedstawiono schemat jednej z sekcji wzmacniających tego wzmacniacza, wyposażonej nadto w układ skokowej regulacji wzmocnienia.

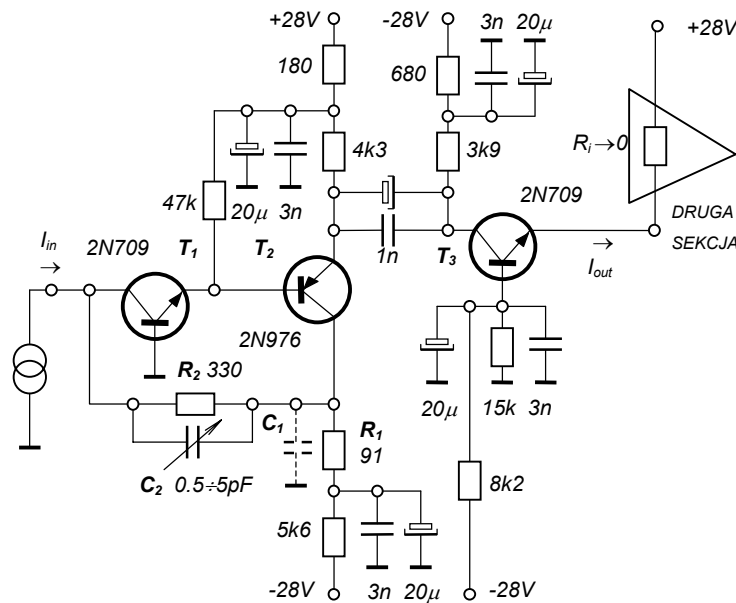


**Rys.16.** Schemat ideowy pierwszej sekcji wzmacniającej szybkiego wzmacniacza Typ.1501 (CAMAC) [28]

W miarę rozwoju technologii tranzystorów i uzyskiwania coraz większych wartości pola wzmocnienia ( $GB$ ), w zespole czynników ograniczających szybkość wzmacniacza odpowiednio większego znaczenia nabiera inercyjność stowarzyszonej sieci elementów biernych. Efekt ten ujawnia się szczególnie silnie we wzmacniaczach napięciowych. Stąd też zrodziła się koncepcja alternatywnego układu z tranzystorami pracującymi jako wzmacniacze prądowe [29], gdy skrajnie niskie rezystancje wejściowe stopni składowych (w idealizowanym przybliżeniu przyjmowane za równe zero) redukują stałe czasowe obwodów międzystopniowych do pomijalnie małych wartości.

Schemat takiego rozwiązania przedstawiono na rysunku 17. Stanowi go tandem dwu bloków funkcjonalnych: dwutranzystorowej *jednostki integralnej* ( $T_1$ - $T_2$ ) oraz jednotranzystorowego *stopnia separującego* ( $T_3$ ). Blok pierwszy wykonano w formie niekonwencjonalnej „dwójki” z ujemnym sprzężeniem zwrotnym, w której transmisja sygnału zachodzi w układzie  $WB-WK$  natomiast sprzężenie zwrotne w układzie  $WB-WE$ . Funkcję stopnia sepa-

rującego pełni konwencjonalny układ o wspólnej bazie, zapewniający wymaganą niską wartość rezystancji obciążenia poprzedzającej go „dwójki”.



Rys.17. Schemat sekcji szybkiego wzmacniacza prądowego wg. *Rusha* [29]

Wzmocnienie prądowe *jednostki integralnej*  $G_{1-2}(p)$  w ogólnym zapisie operatorowym przybiera postać

$$G_{1-2}(p) = \frac{G_1^{WB}(p)G_2^{WK}(p)}{1 + G_1^{WB}(p)G_2^{WE}(p)b(p)} \quad (45)$$

gdzie:

$$G_1^{WB}(p) = \frac{\alpha_{01}}{1 + p \frac{\alpha_{01}}{\omega_{T1}}}, \quad G_2^{WK}(p) = 1 + \frac{\beta_{02}}{1 + p \frac{\beta_{02}}{\omega_{T2}}}, \quad G_2^{WE}(p) = \frac{\beta_{02}}{1 + p \frac{\beta_{02}}{\omega_{T2}}}, \quad (46)$$

oraz

$$b(p) = \frac{Z_1(p)}{Z_1(p) + Z_2(p)} \Big|_{R_1 C_1 = R_2 C_2} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{1}{G_0} \quad (47)$$

Przy założeniu, że  $\alpha_{01} = \alpha_{02} = 1$  oraz  $\beta_{01} \gg 1$  i uwzględnieniu związków (46) i (47), funkcję operatorową wzmocnienia prądowego (45) można sprowadzić do postaci uproszczonej

$$G_{1-2}(p) = G_0 \frac{1 + p \frac{1}{\omega_{T2}}}{p^2 \frac{G_0}{(\omega_{T1} \omega_{T2})} + p \frac{G_0}{\omega_{T2}} + 1} \quad (48)$$

Funkcja powyższa reprezentuje zarazem prądową odpowiedź impulsową układu. Jej przebieg czasowy, zależnie od charakteru i położenia biegunów tej funkcji na płaszczyźnie zmiennej zespolonej, może wykazywać bądź to „wysoki” czy oscylacje, względnie nadmierne „rozciągnięcie” inercyjne. Optymalny, wolny od wymienionych dystrorsji przebieg uzyskuje się w przypadku  *tłumienia krytycznego*, gdy funkcję operatorową odpowiedzi charakteryzuje para

identycznych biegunów rzeczywistych. W rozważanym przypadku warunkiem *łumienia krytycznego* jest wymaganie, aby

$$\omega_{T2} = G_0 \frac{\omega_{T1}}{4} \quad (49)$$

Uwzględniając ten warunek w mianowniku równania (48) otrzymujemy

$$G_{1-2}(p) = G_0 \frac{1 + p \frac{1}{\omega_{T2}}}{\left(1 + p \frac{2}{\omega_{T1}}\right)^2} \quad (50)$$

Postać ta okazuje się korzystną dla dokonania formalnych uproszczeń funkcji operatorowej globalnego wzmocnienia prądowego  $G_{tot}(p)$  całego układu. Posłużymy się w tym celu znaną *metodą kompensacji biegun-zero* (PZC). Załóżmy dalej, że pole wzmocnienia  $\omega_{T3}$  tranzystora  $T_3$  będzie równe  $\omega_{T2}$  przyjmując zarazem, że jego zwarciowy współczynnik wzmocnienia prądowego  $\alpha_{03} = 1$ . Wzmocnienie prądowe tego stopnia wyniesie zatem

$$G_3(p) = \frac{1}{1 + p \frac{1}{\omega_{T3}}} \equiv \frac{1}{1 + p \frac{1}{\omega_{T2}}} \quad (51)$$

W konsekwencji całkowite wzmocnienie prądowe sekcji wzmacniającej przyjmie postać

$$G_{tot}(p) = G_{1-2}(p)G_3(p) = G_0 \frac{1 + p \frac{1}{\omega_{T2}}}{\left(1 + p \frac{2}{\omega_{T1}}\right)^2} \frac{1}{1 + p \frac{1}{\omega_{T2}}} = G_0 \frac{1}{\left[1 + \left(\frac{4}{\omega_{T1}}\right)p + \left(\frac{2}{\omega_{T1}}\right)^2 p^2\right]} \quad (52)$$

Skorzystamy z niej w celu wyznaczenia czasu narastania posługując się omówioną w rozdziale 2.1 *metodą momentów*. Zestawmy zatem współczynniki determinujące czas narastania według formuły (23).

$$\begin{aligned} a_1 &= 0 & b_1 &= \left(\frac{4}{\omega_{T1}}\right) \\ a_2 &= 0 & b_2 &= \left(\frac{2}{\omega_{T1}}\right)^2 \end{aligned}$$

aby ostatecznie otrzymać

$$t_n = \left\{ 2\pi \left[ \left(\frac{4}{\omega_{T1}}\right)^2 - 2\left(\frac{2}{\omega_{T1}}\right) \right] \right\}^{\frac{1}{2}} = \frac{2}{\sqrt{2} f_{T1}} = \frac{1.12}{f_{T1}} \quad (53)$$

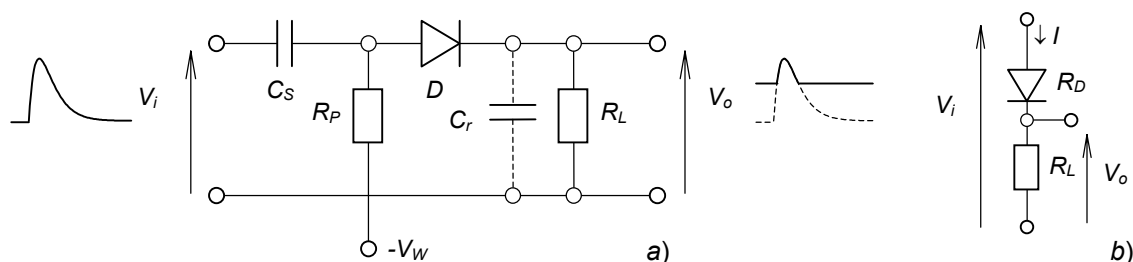
Dodajmy, że wartość czasu narastania wyznaczona przez projektanta wzmacniacza metodą opartą na wymuszeniu skokowym wyniosła

$$t_n^* = \frac{0.99}{f_{T1}} \quad (54)$$

Obie metody dają więc wartości bardzo bliskie odwrotności częstotliwości  $f_{T1}$ . Dla zastosowanych w układzie typów tranzystorów uzyskano  $t_n$  na poziomie 1.25 ns.

W procesie kondycjonowania analogowego sygnału radiometrycznego specyficzną funkcję pełnią **wzmacniacze okienkowe** (ang. *biased amplifier, expander, window amplifier*). Zadaaniem ich jest wzmacnianie wyłącznie takich impulsów, których amplituda mieści się w dokładnie określonym przedziale. W ten sposób można wyeksponować szczególnie interesujący fragment widma energetycznego, rozciągając go następnie przez odpowiednie wzmocnienie, na pełny zakres układu ekstrakcji informacji, w danym przypadku wielokanałowego analizatora amplitudy.

Pod względem strukturalnym wzmacniacz okienkowy tworzą trzy subukłady funkcjonalne: *obcinacz*, *wzmacniacz liniowy* i *ogranicznik*. Dla przypomnienia odwołajmy się do definicji wprowadzonych tu nowych pojęć. Tak więc mianem *obcinacza* określamy jest układ, w którym odpowiedź (napięcie wyjściowe) jest liniową funkcją wymuszenia (napięcia wejściowego) poczynając od pewnego, założonego poziomu zwanego *poziomem odcięcia*, zachowując niezmienną wartość stałą (na ogół zerową) dla napięć wejściowych niższych od tego poziomu. *Ogranicznikiem* natomiast zwany jest układ o liniowej charakterystyce przenoszenia sięgającej jedynie pewnego poziomu granicznego, powyżej którego odpowiedź utrzymuje wartość stałą [30]. Operację ograniczania poziomu powierza się często sekcji wzmacniającej, wykorzystując w tym celu jej naturalną charakterystykę przenoszenia (nasylenie). Funkcję obcinacza pełni zwykle układ *dyskryminatora diodowego*. Rysunek 18 podaje schematycznie taką konfigurację, a zamieszczone na nim przebiegi impulsów: wejściowego i wyjściowego, ilustrują działanie układu – obcinanie impulsu u jego podstawy.



**Rys.18.** Schemat ideowy konfiguracji sterowanego obcinacza diodowego (a) oraz wyodrębnionego jego fragmentu (b).

Właściwy układ obcinający tworzy czwórnik diodowo-rezystorowy  $D-R_L$ . Pozostałe elementy pasywne pełnią funkcje pomocnicze względnie mają charakter parazytowy. W szczególności kondensator o dużej pojemności  $C_S$ , służy do separacji stałoprądowego obwodu źródła sygnału od obwodu źródła napięcia polaryzacji ( $R_P - V_w$ ) diody. Z kolei pojemność  $C_r$  jest rozproszoną pojemnością montażową. Dla przeanalizowania własności układu posłużmy się schematem jego istotnego fragmentu (b), przyjmując dla uproszczenia  $V_w=0$ . Zapiszmy oczywiste związki:

$$V_i = I(R_D + R_L) \quad (55)$$

$$R_D = \frac{kT}{q} \frac{1}{I} \ln \frac{I + I_{S0}}{I_{S0}} \quad (56)$$

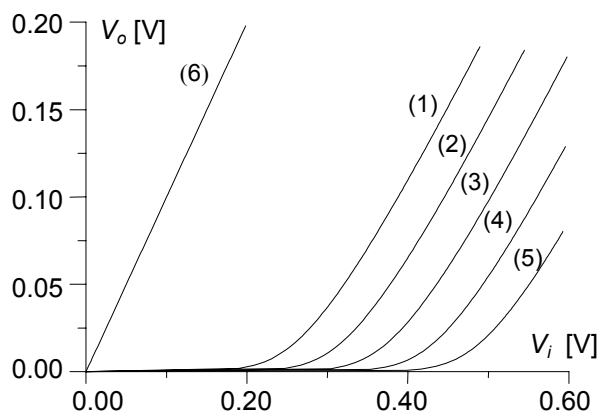
$$I = \frac{V_o}{R_L} \quad (57)$$

Pozwalają one napisać równanie odwrotne charakterystyki przejściowej układu  $V_i = f(V_o)$

$$V_i = V_o + \frac{kT}{q} \ln \left( 1 + \frac{V_o}{I_{S0} R_L} \right) \quad (58)$$



Niestety uzyskana postać uchyla się od ponownego jej odwrócenia na drodze analitycznej. Wyznaczenia charakterystyki przejściowej można dokonać na drodze obliczeń numerycznych bądź też manipulacji geometrycznych (ćwierć-obrót + przewrót) diagramami charakterystyk odwrotnych (58). Tym drugim sposobem sporządzono wykresy przedstawione na rysunku 19. Stanowią one rodzinę charakterystyk przejściowych układu przy różnych wartościach iloczynu  $I_{S0}R_L$



**Rys.19.** Rodzina charakterystyk przejściowych obcinacza diodowego  $V_o = f(V_i)|_{R_L I_{S0}}$   
 (1)  $R_L I_{S0} = 10^{-6}$ ; (2)  $R_L I_{S0} = 10^{-7}$ ; (3)  $R_L I_{S0} = 10^{-8}$ ; (4)  $R_L I_{S0} = 10^{-9}$ ; (5)  $R_L I_{S0} = 10^{-10}$ ; (6) wspólna charakterystyka w przypadku objęcia diody ujemnym sprzężeniem zwrotnym przy  $WSZ = 10^4$

Dla zadanej (z oczywistych względów ekstremalnie niskiej) wartości prądu wstecznego  $I_{S0}$  wyłącznym parametrem rodziny charakterystyk jest rezystancja obciążenia  $R_L$ . Patrząc pod tym kątem na powyższe charakterystyki łatwo zauważyć *efekt zwięzania ich kolana* w miarę wzrostu rezystancji  $R_L$ . W opisie teoretycznym (58) znajduje on uzasadnienie postępującą redukcją drugiego składnika sumy „pod logarytmem”. Na gruncie zależności (56) można go formalnie traktować jako zmniejszenie rezystancji diody  $R_D$ . Podobny skutek można osiągnąć poprzez włączenie diody obcinającej w pętlę ujemnego sprzężenia zwrotnego pomocniczego wzmacniacza operacyjnego. Dla założonych wartości wzmocnienia w otwartej pętli  $K_V$  oraz transmitancji pętli  $b$  rezystancja  $R_D$  redukuje się do wartości  $R_D^*$

$$R_D^* = \frac{1}{(1+bK_V)} \frac{kT}{q} \frac{1}{I} \ln\left(\frac{I+I_{S0}}{I_{S0}}\right) \frac{1}{I+I_{S0}} \quad (59)$$

sprowadzając w rezultacie równanie odwrotne charakterystyki przejściowej do postaci

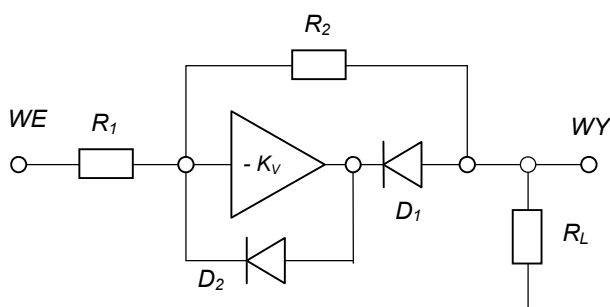
$$V_i = V_o + \frac{1}{(1+bK_V)} \frac{kT}{q} \ln\left(1 + \frac{V_o}{I_{S0}R_L}\right) \quad (60)$$

Wyznaczoną na jej podstawie (w analogicznych jak poprzednio procedurach) charakterystykę przejściową przedstawiono również na rysunku 19, gdzie oznaczono ją liczbą (6). Jej relacja w stosunku do rodziny  $j$  charakterystyk konwencjonalnych nie wymaga komentarza.

W analizie powyższej przyjęto zerową wartość napięcia polaryzacji spoczynkowej ( $V_w=0$ ), stąd też punkt załamania charakterystyki sprowadzony został do tego poziomu. Przewidziana w układzie możliwość regulacji polaryzującego napięcia zaporowego pozwala w konsekwencji podnosić odpowiednio poziom odcięcia ( $V_{odc}=V_w$ ).

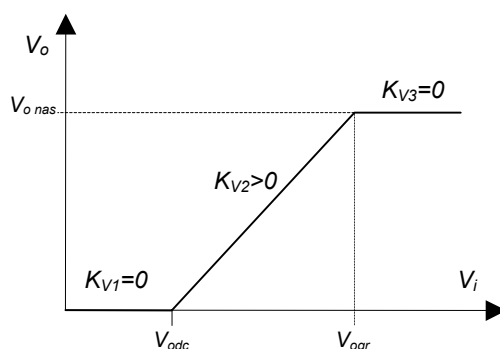
Rysunek 20 przedstawia z kolei schemat konfiguracji układu obcinającego wykorzystującego technikę ujemnego sprzężenia zwrotnego. W układzie tym obok podstawowej pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego, zawierającej diodę obcinającą  $D_1$ , wprowadzono drugą pętlę

równoległą z przeciwstawnie włączoną diodą  $D_2$ , której zadaniem jest tłumienie pojawiających się ewentualnie impulsów wejściowych przeciwnej polarności.



**Rys.20.** Ogólny schemat struktury wzmacniacza okienkowego.

Dla uproszczenia, na schemacie pominięto obwód ustalający spoczynkowy punkt pracy układu decydujący o poziomie odcięcia. O ile w układzie podstawowym z rysunku 18 stanowi go obwód *regulacji napięciowej* ( $R_p-V_w$ ), to w wersji ze wzmacniaczem operacyjnym funkcję tę pełni obwód *regulacji prądowej* ze sterowanym (regulowanym) źródłem prądowym  $I_w$ . Zastosowanie wzmacniacza operacyjnego ewidentnie usprawnia operację obcinania, uzupełniając ją nadto działaniem ograniczającym, wynikającym – jak już wspomniano – z nasycenia inherentnej charakterystyki przejściowej wzmacniacza. Innymi słowy zmodyfikowany układ pełni w istocie funkcję *wzmacniacza okienkowego*. Idealizując jego własności można przedstawić jego pełną charakterystykę linią łamaną, jak to ukazano na rysunku 21. Punkty załama-

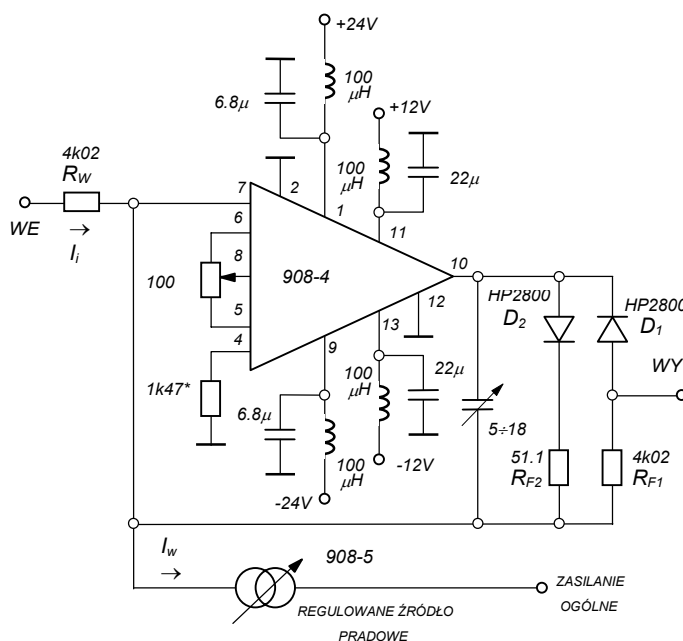


**Rys.21.** Charakterystyka przenoszenia idealnego wzmacniacza okienkowego

nia wydzielają trzy obszary pracy układu. W szczególności dla sygnałów o amplitudach  $V_i < V_{odc}$  tor transmisji jest odcięty. Liniowo, ze wzmocnieniem  $K_{V2}$  przenoszone są nadwyżki sygnału ponad poziom odcięcia. Odpowiedź na sygnały wejściowe o amplitudach  $V_i > V_{ogr}$  zachowuje natomiast wartość stałą, właściwą dla  $V_i = V_{ogr}$ .

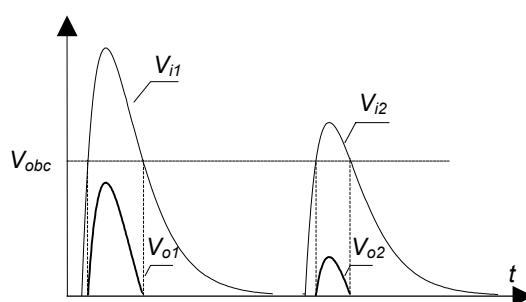
Na rysunku 22 przedstawiono dla przykładu schemat ideowy zaawansowanego rozwiązania fabrycznego wzmacniacza okienkowego. Stanowi on podstawową jednostkę funkcjonalną *bramkowanego wzmacniacza okienkowego* (*Gated Biased Amplifier*) ORTEC Model 444 [31]. Sterowane źródło prądowe typu 908-5 dostarcza w tym układzie prądu wstępnej polaryzacji ustalającego poziom napięcia progowego wzmacniacza  $V_w$ . Wartości rezystancji w obu gałęziach sprzężenia zwrotnego ( $R_{F1}, R_{F2}$ ) oraz wejściowej rezystancji szeregowej ( $R_w$ ) determinują wartość współczynnika wzmocnienia wzmacniacza, który dla warunku  $I_i - I_w > 0$ , tj.

dla stanu przewodzenia diody  $D_1$  równa się  $K_{F1}=1$ , zaś w przypadku przewodzenia diody  $D_2$ , gdy  $I_i - I_w < 0$ , wynosi  $K_{F2}=0.02$ . Funkcję ogranicznika pełni w tym układzie sam wzmacniacz operacyjny typu 908-4, wykorzystując w tym celu uwarunkowane efektem nasycenia górne zakrzywienie charakterystyki przenoszenia.



**Rys.22.** Schemat wzmacniacza okienkowego ORTEC Model 444.

Z zasady działania wzmacniacza okienkowego wynika, że wzmocnieniu podlega tylko ta część przenieszonego impulsu nie przekraczającego poziomu ograniczenia  $V_{ogr}$ , która przewyższa poziom progowy  $V_{odc}$ . Powoduje to w rezultacie skrócenie podstawy części przenieszonego impulsu istotnie zmieniając jego widmo częstotliwościowe i przesuwać go w stronę wyższych częstotliwości. Efekt zwięzania impulsów ilustruje rysunek 23.



**Rys.23.** Ilustracja efektu zwięzania impulsów na wyjściu wzmacniacza okienkowego

Dla liniowego przeniesienia uformowanych w ten sposób impulsów wyjściowych niezbędne jest zatem odpowiednie poszerzenie pasma przenoszenia następnych stopni wzmacniających. Alternatywą dla tego wymogu jest zastosowanie dodatkowych układów kondycjonujących, powodujących ponowne wydłużenie impulsów. Układy tego rodzaju zostaną przedstawione w następnym rozdziale monografii.