

POLITECHNIKA GDAŃSKA
WYDZIAŁ ELEKTRONIKI, TELEKOMUNIKACJI I INFORMATYKI
KATEDRA SYGNAŁÓW I SYSTEMÓW

DR INŻ. LECH KILIAN

**TECHNOLOGIE WBUDOWANYCH SYSTEMÓW
CZASU RZECZYWISTEGO I ICH OTOCZENIA**

MATERIAŁY POMOCNICZE DO PRZEDMIOTU

"TECHNOLOGIE WBUDOWANYCH SYSTEMÓW CZASU RZECZYWISTEGO"

GDAŃSK 2024

Spis treści

1.	WSTĘP.....	4
2.	ZASADY ZNAKOWANIA ELEMENTÓW SYSTEMÓW.....	5
3.	KLASYFIKACJA URZĄDZEŃ	6
3.1	Powszechnego użytku (CE).....	6
3.2	Przemysłowe (szczególne – np. morskie, pracujące w strefach zagrożenia wybuchem w tym górnicze, mobilne).....	6
3.3	Militarne	6
4.	OBUDOWY.....	7
4.1	Obudowy nietypowe	7
4.2	Obudowy chroniące przed narażeniami.....	7
4.2.1	Narażenia.....	7
4.3	Obudowy typowe	7
4.4	Okablowanie.....	8
4.5	Złącza	9
5.	PRZECIWDZIAŁANIE ZAKŁÓCENIOM.....	11
5.1	Źródła zakłóceń	11
5.1.1	Elektromagnetyczne z „eteru”	11
5.1.2	Z sieci energetycznej	11
5.1.3	Z niedoskonałości lokalnych zasilaczy i obwodów rozprowadzających zasilanie.....	11
5.1.4	Przenoszone z układów cyfrowych do współpracujących układów analogowych	16
5.2	Rozprowadzanie mas, zerowanie, uziemianie.	17
5.3	Przedwzmacniacz jako układ przeciwdziałający indukowanym zakłóceniom.....	18
5.4	Przeciwdziałanie zakłóceniom w sieciach komputerowych	20
6.	INNE UKŁADY ELEKTRONICZNE W OTOCZENIU PROCESORÓW WBUDOWANYCH	22
6.1	Wzmacniacze sygnałów - zapobieganie wzbudzeniom.....	22
6.2	Superheterodyny.....	23
6.3	Regulacje wzmocnienia w torach odbiorczych.....	24
6.4	Wzmacniacze liniowe, logarytmiczne i wykładnicze. Podstawowe operacje na sygnałach..	25
6.4.1	Wzmacniacze liniowe	25
6.4.2	Wzmacniacze operacyjne	27
6.4.3	Wzmacniacze nieliniowe	28
6.5	Układy mocowe	30
6.6	Dopasowanie impedancyjne obciążeń wzmacniaczy mocy	31
6.7	Łączenie obciążenia do wzmacniacza mocy nadajnika i przedwzmacniacza odbiornika – zabezpieczenia.....	35

6.7.1	Przełącznik nadawanie/odbiór	36
6.7.2	Diody izolujące tor nadawczy od odbiorczego	36
7	PŁYTKI Z OBWODAMI DRUKOWANYMI (PCB)	37
8	PODSUMOWANIE	37
9	ZAŁĄCZNIK: Miary logarytmiczne. Decybele.	39

1. WSTĘP

Treścią przedmiotu są zasady projektowania sprzętu dla systemów zawierających procesory wbudowane.

Projektowanie sprzętowe niewielkich systemików z prostymi procesorami, w rodzaju sterowania i pobudzania zaawansowanych szczoteczek do zębów, sprowadza się w zasadzie do umiejętności łączenia obwodów z aplikacji producentów zastosowanych elementów oraz do obsługi programów do projektowania płytek PCB wraz z pewnym wykorzystaniem osobistych talentów i choćby niewielkich doświadczeń projektantów. Piękne rozwinięcie tych aspektów następuje dopiero w projektach (na ogół zresztą nie indywidualnych) większych systemów, zwłaszcza komunikujących się, szerzej lub wężej, z analogowym, fizycznym otoczeniem, działającym szybciej lub wolniej ale w czasie rzeczywistym.

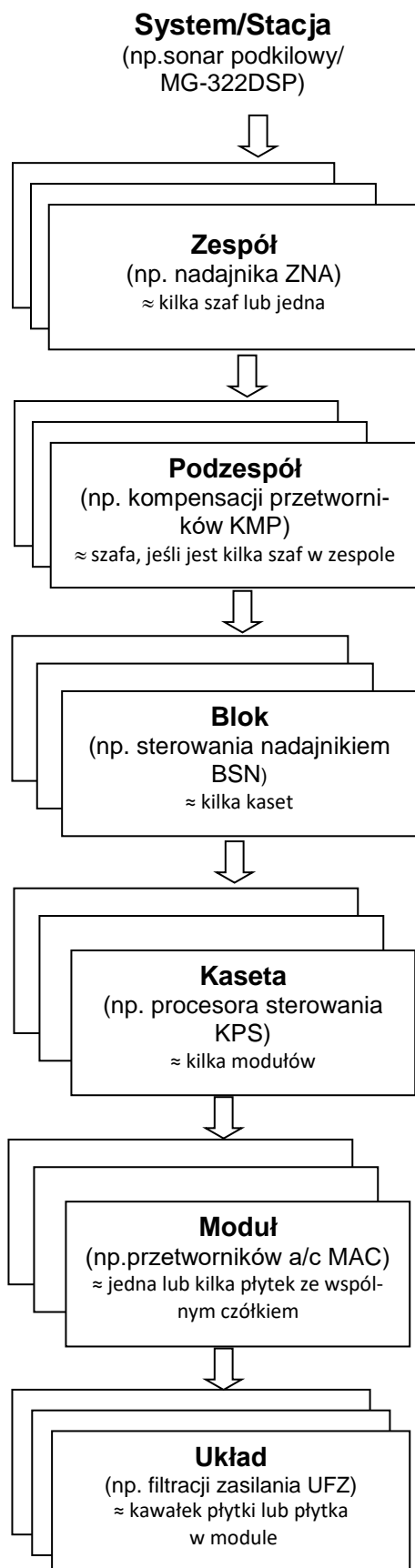
Prawdziwą sztukę projektowania można wykazać zatem raczej w otoczeniu procesorów i to bezpośrednim (porty, zasilanie) lecz w dalszym – przy przygotowywaniu sygnałów ze świata fizycznego do postaci umożliwiających ich „konsumpcję” przez procesory i przetwarzaniu wytwarzanych w procesorach sekwencji cyfrowych do postaci akceptowalnych w świecie fizycznym.

W niniejszych „Materiałach pomocniczych” wskazane są podstawowe problemy, jakie może spotkać projektant w przedstawionej wyżej dziedzinie oraz możliwe sposoby postępowania w ich obliczu.

„Materiały” nie są dopracowanym skryptem lecz raczej zbiorem rozwiniętych, istotnych haseł dotyczących poszczególnych tematów i odnośników do ich rozwijania – adresów internetowych lub bibliografii - lub rozwijanych w trakcie wykładu i konsultacji projektowych. Warto zatem, mimo dysponowania informacjami w nich zawartymi, brać udział w wykładach, gdzie zostaną przybliżone, rozwinięte i skomentowane.

Jak wynika z załączonej karty przedmiotu istnieją pewne związki treściowe z poprzedzającym, skromnym treściowo (piętnastogodzinnym) wykładem „Dokumentacja i systemy jakości” z semestru V studiów I stopnia. Stąd biorą się powtórzone załączniki : normy obronne dotyczące w szczególności zapewniania odporności sprzętu na narażenia, sposobów klasyfikacji sprzętu elektronicznego czy struktury procesu projektowania, wytwarzania i eksploataowania sprzętu. Nie będzie jednak wyraźnych powtórzeń informacji przedstawionych we wspomnianym przedmiocie, choć niektóre tematy zostaną uszczegółowione i rozwinięte.

2. ZASADY ZNAKOWANIA ELEMENTÓW SYSTEMÓW



Idea: możliwość jednoznacznej identyfikacji i przynależności (umiejscowienia) każdego elementu systemu (aż do poziomu układu lub przynajmniej modułu).

Skróty nazw – trzyliterowe (oprócz nazwy stacji, która może być dłuższa), pochodzące od zasadniczo spełnianej funkcji;

UWAGA: Skróty nie mogą się powtarzać na żadnym poziomie w obrębie systemu.

Na urządzeniach :

1. tabliczki **na obudowie szafy**: producent, nazwa stacji + nr/rok, zespół + podzespół;

UWAGA: Jeśli w ramach zespołu istnieje kilka identycznych podzespołów, do tego samego skrótu dodaje się kolejny numer, np. podzespół wzmacniaczy mocy ozn. WZM 1 oznacza pierwszą szafę wzmacniaczy mocy, ZAN 2 oznacza drugą szafę zasilacza nadajnika itp.;

2. tabliczki **na kasetach**: z lewej strony – blok + kaseta (jeśli kilka jednakowych kaset + jej numer) , **na czółkach** – moduł (+ numer, jeśli moduły nie są wymienne);

Na schematach:

1. **blokowych** – jak na urządzeniach, **bez producenta i nr/rok**;

2. **ideowych** – stacja + moduł;

3. **okablowania** – różnie na różnych poziomach, ale tak, by było jednoznacznie.

3. KLASYFIKACJA URZĄDZEŃ

3.1 Powszechnego użytku (CE)

Różna u różnych wytwórców – np. telewizory lub poniekąd zwyczajowa – np. klasy samochodów.

3.2 Przemysłowe (szczególne – np. morskie, pracujące w strefach zagrożenia wybuchem w tym górnicze, mobilne)

3.3 Militarne

Najbardziej precyzyjne - wyraźnie określone w normach obronnych (NO):

6.1- w zależności od warunków eksploatacji - klasy i grupy:

- 3.3.1.1 - naziemne (N.1 – N.14),
- 3.3.1.2 – morskie (M.1.1-6, M.2.1-3, M-3, M.4.1-2, M.5.1-2, M.6),
- 3.3.1.3 - pokładowe urządzenia lotnicze (S.1 – S.6),
- 3.3.1.4 - pokładowe urządzenia rakietowe (R.1 – R.6),
- 3.3.1.5 - urządzenia i wyposażenie amunicji artyleryjskiej (T.1 – T.7)

6.2- ze względu na rodzaj wykonania klimatycznego:

- 3.3.2.1 - O – ogólnoklimatyczne,
- 3.3.2.2 - UZ – dla klimatu umiarkowanego – zimnego

6.3– w zależności od liczby stanów zdatności - rodzaje:

- 3.3.3.1 - I – binarnie: zdadne / niezdatne,
- 3.3.3.2 - II – z dowolnie wielką liczbą stanów obniżonej zdadności

6.4– ze względu na zastosowanie – kategorie:

- 3.3.4.1 – A – wielokrotnego użycia,
- 3.3.4.2 – B – ciągłego działania,
- 3.3.4.3 – C - jednokrotnego użytku,
- 3.3.4.4 – D - ogólnego zastosowania

Przykład klasyfikacji militarnej:

Sonar boczny - stacja hydrolokacyjna przeznaczona na okręt nawodny lub podwodny, do instalowania w specjalnym pomieszczeniu, sterówce lub centralnym stanowisku sterowniczym, mogąca się częściowo popsuć, wielokrotnego użycia w klimacie umiarkowanym:

M.1.1-UZ-II-A

Antena holowana tej stacji przeznaczona do pracy bezpośrednio w wodzie (za burtą i w zatapialnych pomieszczeniach):

M.1.4-UZ-II-A

4. OBUDOWY

4.1 Obudowy nietypowe

W dużej mierze projektowany sprzęt komputerowy wraz z otoczeniem umieszczany wewnątrz obudów obsługiwanych urządzeń. Należy zwracać uwagę na podstawowe warunki zabezpieczenia przed narażeniami - zachowania czystości wokół PCB i złącz, niezawilgacania oraz na warunki termiczne – możliwości należytego odprowadzania ciepła.

4.2 Obudowy chroniące przed narażeniami

4.2.1 Narażenia

- Mechaniczne statyczne: rozciąganie, ściskanie, zginanie, skręcanie, wyboczenie – prawo Hooke’a, pełzanie.
Mechaniczne dynamiczne: uderzenia, udary, wstrząsy, wibracje – $F = \omega^2 A m$, rezonanse.
- Klimatyczne: temperatura otoczenia (rozciąganie, ściskanie), przewodzenie, promieniowanie, przenikanie, unoszenie (cug), przejmowanie, wilgotność, atmosfera korozyjna (stona mgła), ciśnienie (atmosferyczne, hydrostatyczne, hermetyczność), ruchy ośrodka (powietrza, wody), woda w otoczeniu (szczelność, brygoszczelność, kroploszczelność, pyły).
- Radiacyjne: promieniowanie słoneczne, jonizujące, korpuskularne.
- Biotyczne: mikroorganizmy, owady, gryzonie.

Przykłady wymagań i metod sprawdzania odporności na narażenia w zależności od klasyfikacji w załączonych Normach Obronnych (NO).

4.3 Obudowy typowe

Normalizacja obudów, mimo posiadanej przez nie nomenklatury EURO ... oparta jest o podstawowy w USA system miar – calowy. Nie jest to specjalnie bulwersujące ponieważ prawie wszystkie rury hydrauliczne w Europie też mają rozmiary calowe od czasów nadwątlonej obecnie, lecz w swoim czasie dominującej, potęgi przemysłowej Wielkiej Brytanii.

Typowe obudowy można spotkać w wielu różnych miejscach i zastosowaniach – nie tylko w systemach elektronicznych ale też energetycznych, automatyki przemysłowej, pneumatyki itd. Mają na ogół postać szaf, rozmaitych pod względem gabarytów i zastosowanych materiałów (blacha stalowa dla ekranizacji efektów magnetycznych, aluminiowa, szkło hartowane lub pleksi w elementach przeziernych itp.) Najbardziej popularne spotykane rozmiary to szafy mieszczące w poprzek kasety 19" (ok. półmetrowe) oraz nieco węższe - siedemnasto calowe, o dwóch głębokościach i dość dowolnie wybieranej wysokości.

Szafy są produkowane ze wszelkiego autoramentu osprzętem, zatem jedyna praktyczna trudność przy ich stosowaniu to właściwa kompletacja elementów z bardzo obszernych katalogów.

Nieoczywistym czynnikiem przy projektowaniu są dziwaczne, z kontynentalnego, europejskiego punktu widzenia, modułowe jednostki wysokości i szerokości elementów mieszczących się w kasety montowanych w szafach – obudowach.

I tak modułową jednostką wysokości jest 1U = 44,45 mm. Wysokość 1U mogą mieć specjalne przepusty dla wielu kabli, a 2U np. panele wentylacyjne. 3U to już rozmiar pionowy przyzwoitego modułu, zawierającego standardową EURO PCB o wysokości, o dziwo, równej 100 mm a głębokości $G = 160$ lub $G = 220$ mm.

Jednostkowa szerokość modułu jest określana jako 1T = 5,08 mm. Moduły mogą być szersze: $S = nT$. W kasie 19" mieszczą się 84 jednostki T, co oznacza ok. 17". Brakujące 2" to „uszy” do przykręcania kasety do ramy szafy i grubość ścianek bocznych kasety.

Szczegółowo wymiarowanie elementów obudów jest przedstawiane w katalogach producentów lub na ich stronach internetowych.

Podstawowe hasła:

Kaseta – poziomy element szafy na ogół o wysokości 3U lub 6U zawierający jedno- lub kilkupłytkowe moduły lub pustą przestrzeń.

Płytką czołowa PC – na ogół o wysokości 3U lub 6U i o szerokości 1 – kilka T przysłaniająca czoło modułu w kasecie, stanowiąca też element konstrukcyjny modułu, wyposażona w uchwyt do wprowadzania/wyciągania modułu do/z prowadnic w kasecie, może być nośnikiem złącz, lampek sygnalizacyjnych itp.

Płytką zaślepiającą PZ – zaślepia przestrzeń kasety, gdzie nie ma modułu, wyposażona w uchwyt jak PC, może być nośnikiem złącz, lampek sygnalizacyjnych itp.

Ekran – płyta o rozmiarach zbliżonych do PCB mocowana na dystansach nad i/lub pod PCB.

Oslony – płyty o wymiarach zbliżonych do górnego i dolnego obrysu kasety, służy na ogół do zaekranowania wnętrza kasety. Perforowane umożliwiają pionowy przepływ powietrza wentylującego (chłodzącego) wnętrza kasety

Panele wentylacyjne o wysokości 1U lub 2U – zawierają 2 lub 3 wentylatory do pionowego wymuszania wentylacji szafy.

Platery – PCB z odpowiednim nadrukiem umożliwiającym umieszczenie złączek z modułami w kasecie i, pomiędzy nimi, układów pośredniczących między modułami (np. magistral między modułami komputerowymi).

Obudowy kasetowe – ich konstrukcja umożliwia byt samodzielny – bez konieczności montowania w szafie.

Podział kaset – konstrukcje wsporników belkowych pozwalają montować w jednej kasecie płytki o dwóch wysokościach, np. część o wysokości 6U i część (w dwóch poziomach) 3U.

Stojaki laboratoryjne na kółkach pozwalają zamontować kasety lub stawiać (i przewozić) np. aparaturę pomiarową na specjalnych półkach, w przejściowo zestawionych kompletach.

Osprzęt – np. zasilacze, listwy rozprowadzające zasilanie, grzałki przeciw kondensacji pary wodnej wewnątrz szaf, zestawy mechaniczne dla różnych rozwiązań konstrukcyjnych itp.

Pozyskiwanie obudów:

- polski producent – Mechanika - Radmor Sp. z o.o. ul. Hutnicza 3, 81-212 Gdynia, <https://mechanikaradmor.pl>
- zagraniczny znany – szerszy asortyment – np. Schroff GmbH – produkty rozprowadzane w Kraju przez pośredników – np. eltron.pl, automatyka .pl i innych.

Szczegółów należy szukać w katalogach producentów. Zalecam rozpoczęcie rozeznania od katalogów Mechaniki – Radmor, obejmujących skromniejszy, podstawowy asortyment i przez to - przynajmniej na początek, bardziej przejrzystych.

4.4 Okablowanie

Istnieje wiele typów kabli, głównie ze względu na ich rozmaite przeznaczenie:

- energetyczne (różne przekroje i liczby żył, kształty – płaskie, okrągłe, rodzaje i liczba warstw izolacji, ekranowanie - dla bezpieczeństwa),
- telekomunikacyjne (współosiowe, wielożyłowe, pary, skrętki, ekranowane, podwójnie ekranowane, światłowody),
- komputerowe (skrętki, światłowody),

- wewnętrzne, zewnętrzne, podziemne, podwodne (często żelowe przeciw penetracji po uszkodzeniu),
- z żyłami z pojedynczego drutu lub wielodrutowymi (odporne na zginanie np. na bębnach i wibracje np. na okrętach, samolotach),
- odporne na ogień (niepalne, trudnopalne, nierozprzestrzeniające płomienia, niewydzielające trującego dymu – tzw. bezhalogenowe np. w zastosowaniach militarnych)
- wiele specjalistycznych, np. maszynowych (samochodowych) czy mieszanych.

Projektowanie polega na ogół na wyborze właściwego kabla z oferty producentów lub dostawców, a dalszymi kryteriami, prócz wymienionych wyżej, wyboru konkretnego kabla jest także dostatecznym przekrój (zależnym od prądu, czasu przepływu, warunków chłodzenia żył i są w tej sprawie stosowne tabele) z uwzględnieniem możliwości zaprawienia żył i ewentualnych ekranów we współpracujących złączach.

Należy też pamiętać o możliwościach oferowanych przez producentów obudów szyn rozprowadzających zasilanie, gwarantujących minimalną oporność obwodów zasilania.

4.5 Złącza

W sprzęcie, z którym przeciętny człowiek ma obecnie do czynienia, nie ma szczęśliwie zbyt wielu rodzajów złączy, bo są to:

- złącza od strony sieci energetycznej – dla bezpieczeństwa na kablu zawsze wtyk męski (2 okrągłe bolce), w gnieździe z napięciem niedostępne z zewnątrz dwa zaciski żeńskie i, niekiedy, elementy łączące uziemienie w różnych standardach (kształtach) ale zawsze bolec we wtyku, zacisk w gnieździe; w sieciach zasilania energetycznego komputerów, dla wyróżnienia, często inny standard kształtu elementów: płaskie bolce i zaciski;
- złącza zasilania laptopów a do niedawna także innych zasilaczy niskonapięciowych - dwubiegunowe, okrągłe złącza współosiowe różnych średnic, od strony zasilacza niedostępny z zewnątrz element żeński; konstrukcyjnie podobne, lecz trójdrożne, złącza do elementów audio;
- złącza telefoniczne, sieci ethernetowych np. RJ-45, USB (A, B, C, mikro, mini): płaskie, wielopinowe, rzędowe (liniowe), polaryzowane (dające się połączyć tylko w jeden sposób – z wyjątkiem USB-C, gdzie wtyk można „przerzucać w pionie”), ze sprężynującymi dociskami pinów, zadziwiająco odporne na wielokrotne użycie mimo pozornie delikatnej konstrukcji;
- złącza mocniejsze mechanicznie - wielostykowe, szufladowe, po złączeniu skręcane niekiedy śrubami np. D-Sub COM czy VGA, DVI lub HDMI dla standardów monitorowych;
- złącza współosiowe koncentryczne z połączeniem gwintowanym (najczęściej dla sieci sygnałów antenowych TV o oporności falowej 75 omów) lub z szybkim połączeniem bagietkowym BNC – dla sieci przemysłowych w.cz. i pomiarów, np. oscyloskopowych, o oporności falowej 50 omów;

Biorąc pod uwagę istnienie tych standardów połączeniowych, przy projektowaniu połączeń samych komputerów jak i ich otoczenia pozostaje się standaryzacji podporządkowywać, chyba, że projektuje się aparaturę przeznaczoną do pracy przy szczególnych narażeniach lub o szczególnych wymagach niezawodnościowych, np. zagrożoną wybuchem, militarną, kosmiczną czy lotniczą.

Do takich zastosowań istnieje cała gama złączy typu SzR, RM i podobne o bardzo rozmaitej konstrukcji, łączone nakrętkami nasadowymi z gwintem, z różną liczbą pinów dla różnych prądów, napięć (przebić między pinami), różnych sygnałów (np. zawierające w sobie koncentryczne złącza współosiowe. Oferta produkcyjna tych złączy jest bardzo obszerna i nie sposób ją pokrótce omówić. W wyszukiwarkach odpowiednie hasło to „**złącza SzR**”.

Podobna obfitość ofertowa dotyczy złączy pomiędzy płytkami drukowanymi lub modułami a krosem obudowy, np. tzw. złączy krawędziowych czy w standardzie Centronics. W wyszukiwarkach odpowiednie hasło to „**złącza do obwodów drukowanych**”.

Parametry wyboru złączy zostały w zasadzie wymienione w powyższym krótkim przeglądzie. Warto jednak raz jeszcze zwrócić uwagę na:

- **odporność** na spodziewane **narażenia**;
 - **bezpieczeństwo** nie tylko użytkownika ale także **zapobieganie** niepotrzebnym **awariom** urządzeń:
- do strony żeńskiej** – niedostępnej z zewnątrz - doprowadza się źródła napięć i sygnałów a więc wszelkie wyjścia układów i źródła zasilania;
- brak możliwości omyłkowych połączeń:
 - w obrębie pojedynczego złącza - „**polaryzacja**” poprzez wybór złącz z prowadnicą. różne rozmieszczeniem lub liczbą pinów w rzędach;
 - w obrębie całego urządzenia: „**adresowanie złącz**” – co najmniej wyraźny opis, umieszczanie „groźnych” napięć (np. zasilania, wielkich sygnałów) na tych samych pinach przynajmniej w zasięgu kabli łączących różne złącza tej samej konstrukcji, stosowanie różnych złączy przynajmniej w zasięgu kabli łączących złącza, zaślepianie wybranych zacisków żeńskich i usuwanie odpowiadających im bolców męskich – różnie na różnych złączach;
 - stosowanie (jeśli to nie wykluczone z jakichś decydujących względów) **złącz standardowych**;
 - dopasowanie do **parametrów** łączonych sygnałów: prąd, napięcie przebicia, częstotliwość, pasmo, wprowadzanie zakłóceń (**własności ekranujące**).

5. PRZECIWDZIAŁANIE ZAKŁÓCENIOM

Klasycznie rozumiane zakłócenia użytecznych sygnałów przetwarzanych w systemach i urządzeniach elektronicznych są groźne raczej dla sygnałów o niewielkich amplitudach (do kilkuset mV), a więc pochodzących z czułych czujników niskoenergetycznych zjawisk (np. audio-, geoakustycznych czy przy echolokacji). Należy przed nimi chronić raczej analogowe otoczenie procesorów cyfrowych niż strukturę samych procesorów, pracujących z dużymi, kilkuwoltowymi sygnałami. Większość procesorów wbudowanych współpracuje jednakże (także w obrębie jednego urządzenia) z otoczeniem takich podatnych na zakłócenia układów i dlatego należy znać podstawowe metody projektowania i konstruowania zabezpieczeń przeciwzakłóceń.

5.1 Źródła zakłóceń

5.1.1 Elektromagnetyczne z „eteru”

Wyemitowane zakłócenia z sieci energetycznych wysokonapięciowych a także z sieci „skażonych” niedostatecznie odskłóconymi odbiornikami energii (np. silniki, tyrystorowa automatyka i regulacja mocy). „Obce” nadajniki.

Zapobieganie: ekrany elektromagnetyczne, wczesne obwody filtrujące do niezbędnego pasma). Rozstawianie (nawet o kilka km) z konieczności jednocześnie pracujących nadajników i odbiorników radiostacji stacjonarnych a jeśli to niemożliwe (zwłaszcza np. w radiostacjach mobilnych) – simplex.

5.1.2 Z sieci energetycznej

Pochodzące z zasilającej sieci energetycznej „skażonej” niedostatecznie odskłóconymi odbiornikami (np. silniki, tyrystorowa automatyka i regulacja mocy, świetlne efekty estradowe).

Zapobieganie: obwody odskłócające (filtry dolnopasmowe) przed wejściami zasilaczy lokalnych.

5.1.3 Z niedoskonałości lokalnych zasilaczy i obwodów rozprowadzających zasilanie

Niedoskonałość lokalnych, a nawet centralnych zasilaczy i obwodów rozprowadzających zasilanie polega na niezerowej impedancji w punktach pobierania zasilania przez poszczególne, indywidualne układy. Formalnie oznacza to, że w tych punktach istnieją niedoskonałe źródła stałonapięciowe, które powinny mieć zerową impedancję wewnętrzną (stanowiąc zwarcie) dla przebiegów zmiennych – różnego autoramentu zakłóceń. W efekcie braku idealnych zwarć między tymi punktami a masą istnieją warunki do występowania przebiegów zakłócających:

- z samych zasilaczy, zwłaszcza impulsowych,
- zaindukowanych na przewodach rozprowadzających zasilanie i masę,
- wytwarzanych w samych zasilanych, indywidualnych układach.

Zapobieganie:

- stosowanie zasilaczy liniowych (nie impulsowych);
- nadmiarowe przekroje przewodów (czy szyn) rozprowadzających zasilanie i ścieżek zasilania na PCB;
- lokalne odprężenia zasilania.

➤ Komentarz:

Na początku dywagacji o zasilaczach elektronicznych układów analogowych i cyfrowych przypomnijmy (?) sobie fundamentalne rozważania z teorii obwodów dotyczące źródeł prądów i napięć – ogólnie mocy elektrycznej.

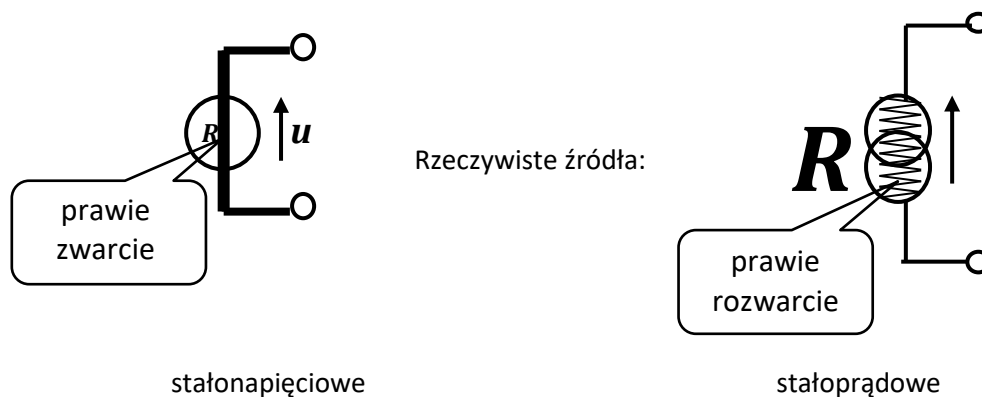
Otóż źródła bywają modelowo dwojakie: stałonapięciowe i stałoprądowe i to niezależnie od tego jakie wytwarzają przebiegi – czy prąd lub napięcie stałe, czy zmienne. Na schematach są przedstawiane z jednym kółkiem lub z dwoma kółkami, np.:



a działać – znowu modelowo – mają tak, że czym by nie obciążyć (jaką impedancją: małą, dużą, rzeczywistą, urojoną czy zespoloną) mają na swych zaciskach wytwarzać zawsze takie samo napięcie (źródło stałonapięciowe) lub wysyłać taki sam prąd (źródło stałoprądowe).

Może się tak dzieć tylko wtedy, gdy impedancja (czy oporność) wewnętrzna źródła stałonapięciowego jest naprawdę zerowa (zwarcie), zaś źródła stałoprądowego jest naprawdę nieskończenie wielka (rozwarcie – przerwa). Modelowe źródło stałoprądowe nie może zatem wysyłać żadnego prądu do oczka z obciążeniem, ponieważ jest przerwa w tym oczku. Oto, do czego prowadzą modelowe ekstremizmy. W praktyce nie ma na szczęście takich modeli a tylko ich przybliżenia: nowy akumulator, któremu nawet kilkaset amperów płynących do rozrusznika ujmuje tylko trochę napięcia (stałonapięciowy) lub stara baterijka, która nawet po zwarcu amperomierzem wydaje z siebie niewielki (ale – czym by nie zawrzeć – taki sam – stały) prądzik. Inne codzienne przykłady to gniazdka: energetyczne 230Vsk~ (stałonapięciowe, zwłaszcza przy dobrej instalacji) i telefonii stacjonarnej (stałoprądowe – bez obciążenia ok. 50V= dawniej ordynarnie zwierane stykami tarczy numerowej bez negatywnych konsekwencji).

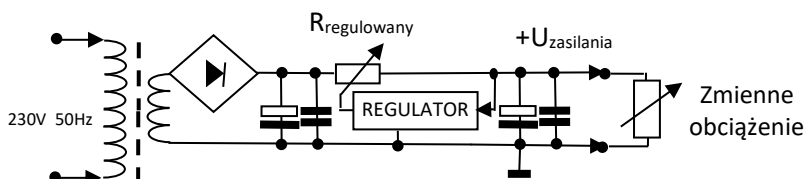
Inżynierskie schematy takich źródeł powinny zatem tak wyglądać:



Zasilacze wszelkich układów elektronicznych powinny być możliwie najbardziej zbliżone do modelu źródła stałonapięciowego, przynajmniej z dwóch powodów. Pierwszy to przynajmniej domniemane korzyści z utrzymywania stałego napięcia zasilania przy ewentualnych zmianach obciążenia (zmiany te występują raczej powszechnie). Drugi to zwieranie (przez to eliminowanie) ewentualnych zakłóceń produkowanych przez zasilane obwody i pojawiających się na napięciu zasilającym. Zwieranie to, prócz możliwie najmniejszej impedancji wyjściowej zasilacza może być wspomagane możliwie minimalnymi (i malejącymi ze wzrostem częstotliwości) reaktancjami (kapacytancjami) kondensatorów: $X_C = 1/\omega C$ zrównolegających wyjścia zasilaczy.

Popularnie stosowane zasilacze dzielą się na dwa rodzaje: niejako tradycyjne – tzw. liniowe i rozpowszechnione później – impulsowe.

❖ Zasilacze liniowe:



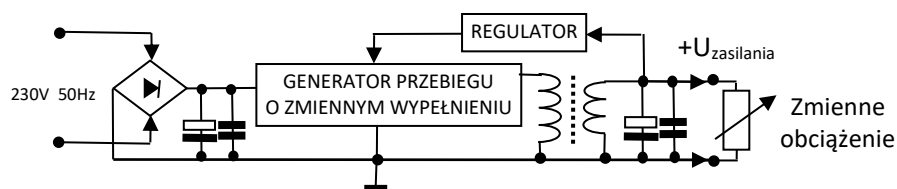
Rys. 5.1. Zasilacz liniowy

Zasilacze liniowe dają stałe napięcie na zmiennym (z różnych powodów) obciążeniu przez:

- wytworzenie za transformatorem i dwupołkowym prostownikiem (np. układem Gretza) nadmiarowego napięcia, które jest redukowane do żądanej wartości przez spadek napięcia na regulowanej automatycznie, szeregowej oporności (w praktyce – na mocowym tranzystorze pracującym w układzie wtórnika emiterowego). Źródłami zakłóceń są tu zatem transformator sieciowy (przydźwięk) i prostownik (częstotliwość podstawowa i harmoniczne sieci energetycznej). Podstawowa częstotliwość zakłóceń jest zatem niska zaś harmoniczne zanikają praktycznie również już w niskim paśmie częstotliwości. Elementami eliminującymi te zakłócenia są pojemności zwierające je do masy w miejscu powstawania – za prostownikiem i na wyjściu układu, dla zminimalizowania impedancji wyjściowej zasilacza – niezrownej choćby z powodu szeregowej oporności regulowanej. Zasada projektowania pojemności jest prosta – im są one większe (mniejsza impedancja $1/\omega C$) tym lepiej w granicach rozsądku (gabaryty, cena). Przyczyny stosowania par kondensatorów – elektrolitycznego i ceramicznego są objaśnione dalej. Można też zwrócić uwagę, że w strukturze zasilacza łatwo dopatrzeć się można omawianego dalej czwórnika typu π_1 , jednak nie w czystej postaci bo z opornością zamiast indukcyjności.

Wadą zasilaczy liniowych jest fakt straty mocy (sprawności, grzania) na regulowanym elemencie rezystywnym. Drugą wadą jest konieczność stosowania trudnych technologicznie, niskoczęstotliwościowych a zatem sporych, ciężkich i drogich, transformatorów.

❖ Zasilacze impulsowe:



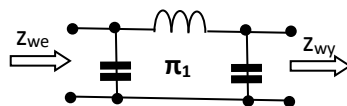
Rys. 5.2. Zasilacz impulsowy

Przewaga zasilaczy impulsowych nad liniowymi polega na zredukowaniu gabarytów, wagi, uproszczeniu technologii i ceny transformatora sieciowego. Stało się to możliwe dzięki opracowaniu zgrabnych technologicznie, cyfrowych generatorów przebiegów o regulowanym z zewnątrz współczynniku wypełnienia, a więc regulowanej wartości średniej sygnału. Praca na kilkudziesięciu a nawet kilkuset kilohercach oznacza jednak wytworzenie źródła zakłóceń przez generator i transformator z taką podstawową częstotliwością zakłóceń i dalszymi harmonicznymi sięgającym ewentualnie wgłąb pasm radiowych. Odkłócanie biorą na siebie kondensatory w układzie starające się zewrzeć do masy wszelkie sygnały zmienne. W praktyce zasilacze impulsowe są stosowane w technice cyfrowej, zaś w obecności malutkich sygnałów analogowych stosuje się wciąż zasilacze liniowe.

❖ Lokalne odprężanie zasilania:

Idea odsprężenia lokalnych polega na utworzeniu indywidualnych oczek, z których pobierane jest zasilanie wydzielonych układów lub grup układów (np. poszczególnych stopni wzmacniaczy) i do których są generowane ewentualne zakłócenia z tychże wydzielonych układów, z utrudnionym „wyjściem” poza oczko.

Traktując tą ideę formalnie można stwierdzić, że odprężane układy pracują jako obciążenia tzw. czwórników typu π_1 – bardzo popularnych filtrów dopasowujących w rezonansie praktycznie dowolne impedancje wyjściowe układów poprzedzających do, również praktycznie dowolnych, impedancji wejściowych obciążeń z możliwością doboru dobroci, oczywiście w granicach nie przekraczających fizycznej dobroci elementów (w zasadzie cewki). Bardzo ważne jest też, że powyżej rezonansu czwórniki te mają charakter pojemnościowy, co wytłumia ewentualne wszystkie częstotliwości harmoniczne w sygnałach. Zatem liczne zastosowania filtrów π_1 to dopasowywanie do nadajników anten radiowych czy przetworników ultradźwiękowych.



Rys. 5.3. Filtr pasmowy typu π_1

Gdy układy π_1 pracują jako obwody odprężające, ich projektowanie jest prostsze niż przy rezonansowych dopasowaniach. Wystarczające podejście projektowe w tych wypadkach jest przedstawione poniżej.

- Dobór cewki (na ogół spośród specjalnie wykonywanych i dostępnych dla odsprzężeń obwodów o różnych parametrach):

Poszczególne oczka są rozdzielane impedancjami Z_L szeregowych cewek odprężających:

$$Z_L \geq \omega_{\min} L_0 \quad 5.1.$$

Aby rozdzielenie było skuteczne, wartość tych impedancji powinna być możliwie największa.

By oszacować jej znaczenie należy:

- po pierwsze określić, jaka jest najniższa częstotliwość f_{\min} we wzorze 5.1. ($\omega_{\min} = 2\pi f_{\min}$), groźna ze względu na poziom występujących ewentualnie zakłóceń – np. może to być przydźwięk sieciowy 50Hz ale też np. częstotliwość pracy lokalnej przetwornicy napięcia lub tp. układu;
- po drugie należy rozważyć, jak duże mogą być gabaryty cewek spośród oferowanych przez producentów,
- między innymi w związku z powyższym sprawdzić, jak producent określa dopuszczalny prąd stały $I_{\text{zasilania max}}$ nienasycający jeszcze ich rdzeni w związku z przepływem prądu zasilającego odprężany układ lub także szereg następujących za nim układów przy szeregowej konfiguracji odprężania;
- jaka zatem może być wartość indukcyjności L_0 tak dobieranej cewki i jaka będzie impedancja rozdzielająca oczko.

- Dobór pojemności:

Uzyskana wartość indukcyjnej impedancji rozdzielającej powinna być najlepiej wiele razy większa od impedancji pojemności, możliwie silnie zwierających zasilanie do masy na częstotliwościach zakłóceń, począwszy od częstotliwości f_{\min} :

$$Z_L = \omega_{\min} L_0 \gg Z_C = [\omega_{\min} (C_e + C_c)]^{-1} \quad 5.2.$$

Łączenie równoległe dwóch różnych technologicznie kondensatorów bierze się wielkich pojemności przy małych gabarytach kondensatorów elektrolitycznych C_e , jednakże przy istnieniu wewnętrznej indukcyjności ograniczającej od góry pasmo doskonałości „elektrolitów”. Stąd obecność bezindukcyjnych kondensatorów ceramicznych, zwierających ewentualne zakłócenia wysokich częstotliwości.

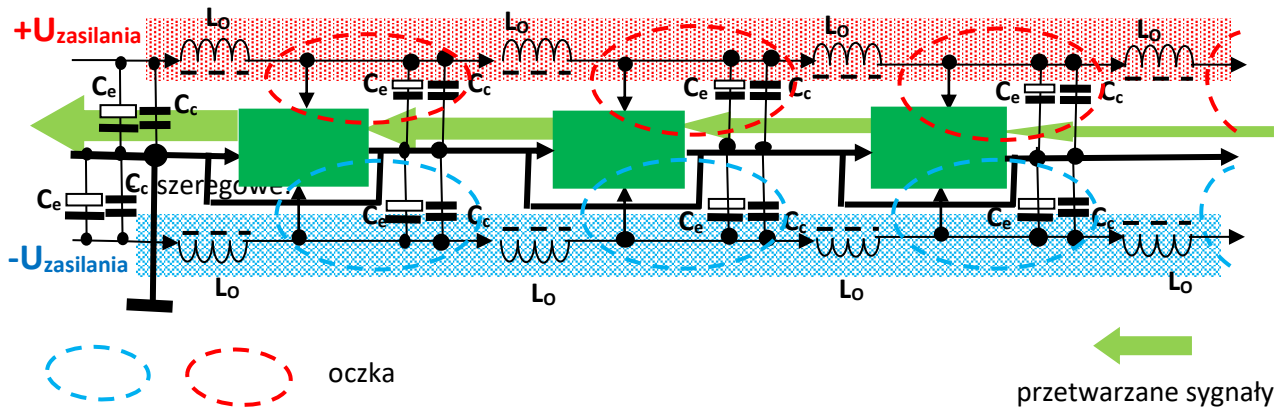
Oczko staje się zatem lokalnym źródłem quasistałonapięciowym, gdy zwierająca punkt zasilania do masy impedancja kondensatorów, dla zakłóceń powyżej częstotliwości f_{\min} , spełnia warunek:

$$Z_C \ll U_{\text{zasilania}} / I_{\text{zasilania max}} \quad 5.3.$$

i w tym kierunku, przy zachowaniu warunku 5.2. powinien zmierzać dobór elementów odprężających w oczkach.

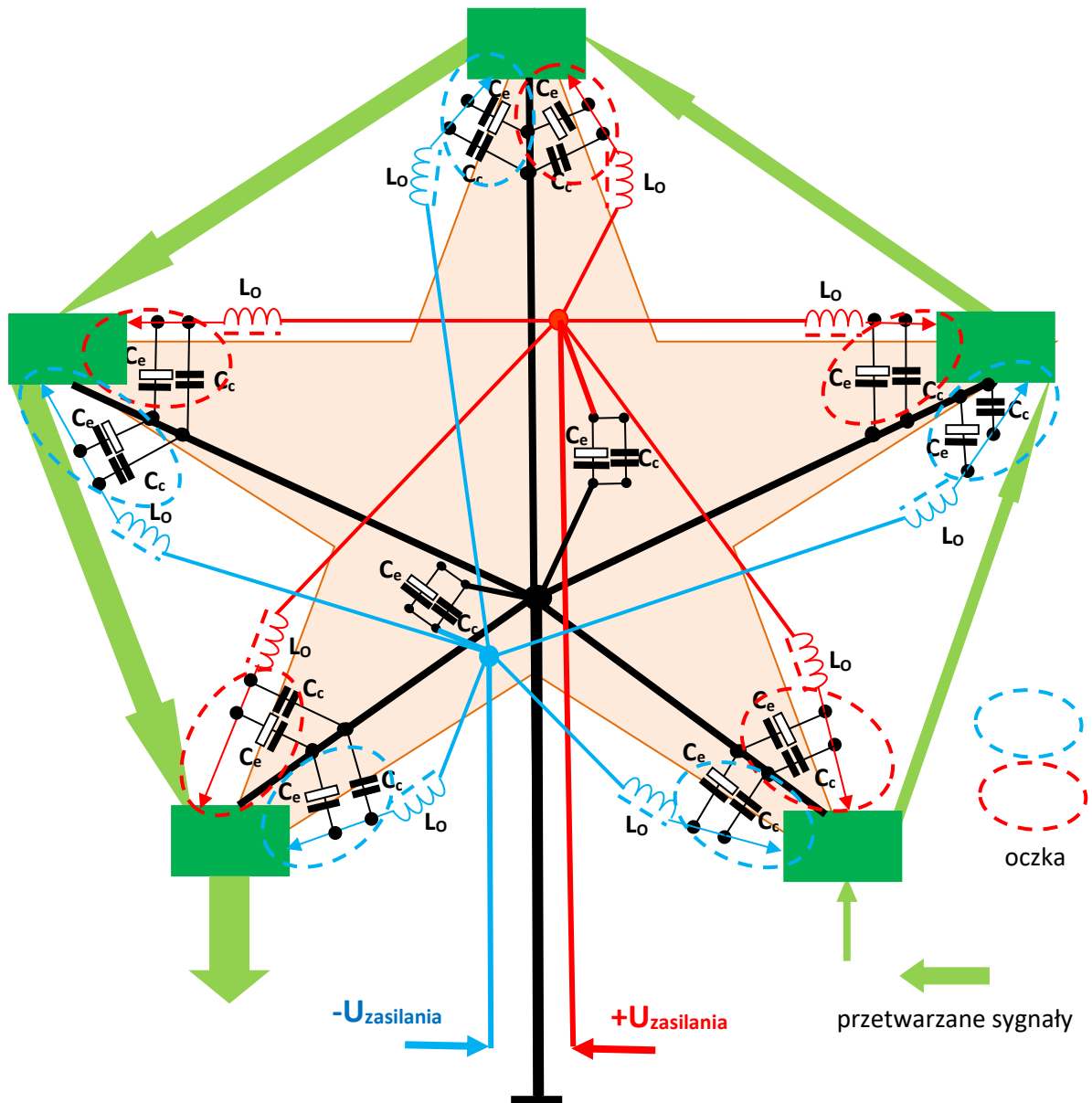
- Struktura odprężeń lokalnych:

- szeregowo:



Rys. 5.4. Lokalne odprężanie zasilania w układzie szeregowym

- równoległa (w konfiguracji „w gwiazdę”):



Rys. 5.5. Lokalne odprężanie zasilania „w gwiazdę”.

➤ Komentarz:

Odsprężenia lokalne można stosować na dwa sposoby – omówione wyżej oczka można łączyć w szereg lub równoległe (dla przejrzystości: łączyć „w gwiazdę”).

Zaletą połączenia szeregowego jest jego przejrzysta struktura i wiele stopni separujących pomiędzy odległymi układami (np. między stopniami wejściowymi torów wzmacniających – z minimalnymi sygnałami a stopniami wyjściowymi z maksymalnymi sygnałami może być w szeregu kilka tłumiących oczek ze stopniami pośrednimi). Prócz multiplikowania tłumienia zakłóceń zapobiega to także tendencjom do wzbudzania w torach wzmacniających sygnały.

Wadą struktury szeregowej jest przepływ przez indukcyjności separujące stopnie sumy prądów stałych zasilających kolejne stopnie. Suma ta maleje po kolejnych stopniach, jednak może mieć znaczenie przy eliminacji możliwości nasycania rdzeni – cewki mogą mieć należnie większe gabaryty niż przy zasilaniu pojedynczych stopni struktury.

Struktura równoległa („w gwiazdę”) ma właściwości niejako odwrotne – między zawsze sąsiadującymi stopniami jest słabsza separacja, lecz przez każdą z cewek płynie prąd zasilający tylko pojedynczy stopień, co oczywiście nie musi oznaczać, że są to prądy równe.

Gdy prądy zasilające struktury są niewielkie, zamiast droższych i na ogół większych cewek używane bywają oporniki o wartości R możliwie największej i zbliżonej do Z_L . Należy jednakże liczyć się ze spadkami stałych napięć zasilających na tych opornikach (kolejne stopnie zasilane coraz niższym napięciem), co może okazać się nie do przyjęcia zwłaszcza w strukturach szeregowych. Należy sprawdzać też ewentualne konsekwencje termiczne stosowania rezystancji. Wobec starań producentów cewek separujących, by były nawijane możliwie najgrubszym drutem (minimalne R), przy ich stosowaniu problemy te są mniej istotne a w zamian występuje zagrożenie nasycaniem rdzeni.

Rysunki 5.4 i 5.5 przedstawiają ideę tworzenia odsprężen lokalnych dla sytuacji bardziej złożonej niż przeciętnie spotykana, pracują tu bowiem układy wymagające symetrycznego zasilania $+U_{\text{zasilania}}$ i $-U_{\text{zasilania}}$ względem masy. Tak bywa np. we wzmacniaczach akustycznych ze wzmacniaczami operacyjnymi i przeciwsobnymi końcówkami mocy. Jak dalej zostanie pokazane symetryczne układy można uczynić bardziej odpornymi na zewnętrzne zakłócenia niż układy asymetryczne. Cyfrowe układy mają oczywiście prostszą, asymetryczną strukturę zasilania i są bardziej odporne na indukowane i wytwarzane we własnej strukturze zakłócenia od układów analogowych, zwłaszcza wzmacniających małe sygnały. Mimo to nawet na płytach głównych komputerów PC można dostrzec struktury obwodów odprężających.

5.1.4 Przenoszone z układów cyfrowych do współpracujących układów analogowych

Wiele systemów i urządzeń zawiera w sobie część układów analogowych (delikatne czujniki, tory wzmacniania sygnałów) podatnych na zakłócenia generowane przez współpracujące układy cyfrowe.

Prócz standardowych metod odkłócania (oddzielne zasilacze liniowe i impulsowe, ekranowanie, odprężanie, staranne prowadzenie mas) niezbędne może się okazać postępowanie radykalne - galvaniczne rozdzielanie układów analogowych i cyfrowych, wraz z rozdzieleniem mas.

Można to zrobić na dwa sposoby:

- przez zastosowanie transformatorów sygnałów analogowych, za którymi umieszcza się przetworniki A/C i dalej stosowane przetwarzanie cyfrowe;
- przetwarzanie analogowe kończy się przetwornikami A/C (z odprężonym zasilaniem) i za nimi umieszcza się cyfrowe optoizolatory.

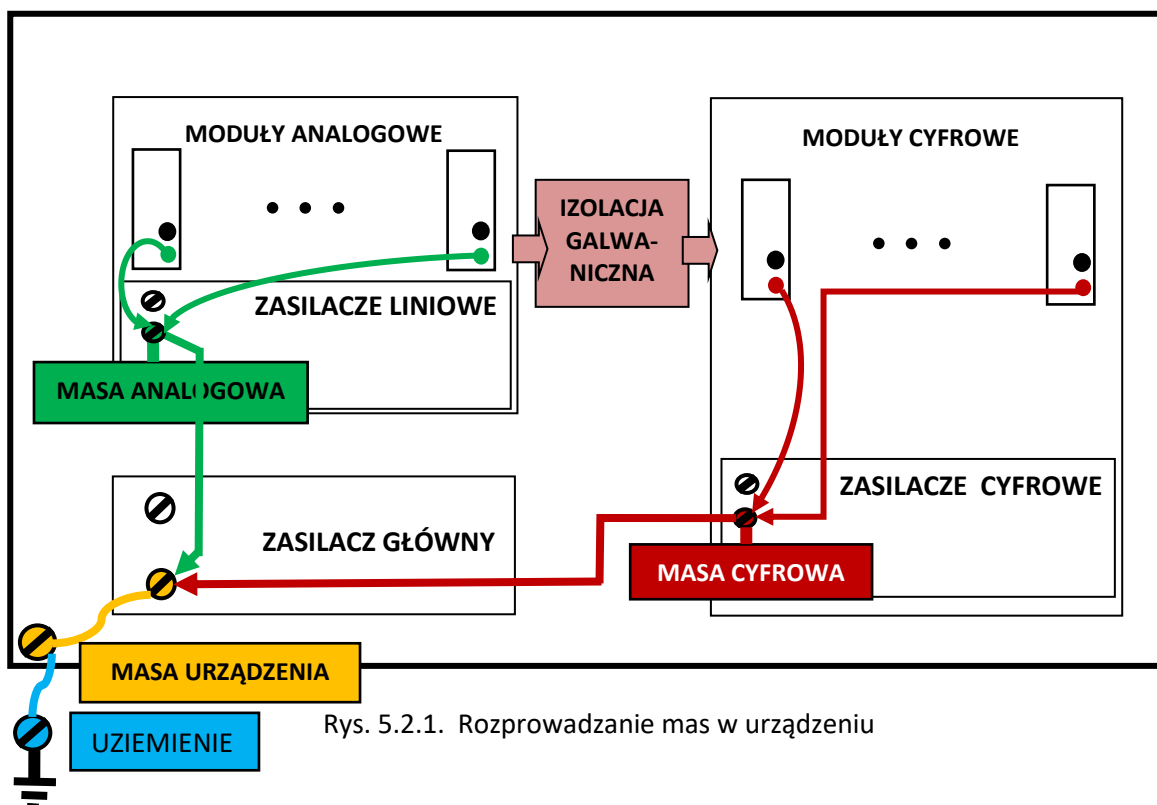
5.2 Rozprowadzanie mas, zerowanie, uziemianie.

W obowiązującej przed kilkudziesięciu laty technologii konstruowania sprzętu elektronicznego, przed rozpowszechnieniem technologii płytek drukowanych PCB, podstawą konstrukcji większości urządzeń było tzw. chassis czyli wytłoczek z grubej, sztywnej blachy do której były mocowane podstawki lamp, wsporniki z drobnymi elementami, ciężkie elementy w rodzaju transformatorów sieciowych, potencjometry, gniazdka, itp. Chassis było także, gdy zachodziła potrzeba, elementem ekranującym oraz przewodem masowym o zerowej oporności między nawet najbardziej odległymi punktami na swej powierzchni – w skrócie: masą urządzenia. Po połączeniu chassis np. z rurą instalacji hydraulicznej następowało uziemienie chassis zapewniające bezpieczne użytkowanie urządzenia i, np. podwyższające skuteczność obwodów antenowych radioodbiorników domowych, gdy sygnały z anteny bez przeszkód mogły spływać do ziemi.

Obecnie rolę chassis pełnią metalowe obudowy urządzeń, przy czym ich prostym zadaniem jest zapewnienie bezpieczeństwa użytkownika przez efektywne, **niskoomowe połączenie z uziemieniem (masą ochronną)** – kołkiem lub zaciskiem uziemiającym zasilającej instalacji elektrycznej lub np. z tzw. **masą okrętową** („uwodnieniem”) na jednostkach pływających. Troska o bezpieczeństwo użytkowników coraz liczniejszych urządzeń domowych i przemysłowych zasilanych z sieci energetycznej objawiła się w ostatnim okresie wymogiem rozdzielania przy instalowaniu przewodów tzw. „zera międzyfazowego” i uziemiających (w slangu: instalacje „trzydrutowe” w odróżnieniu od dawniejszych, „dwudrutowych”: „faza” + „zero” razem z uziemieniem) oraz tworzenia „gwiazdzystych” struktur połączeń z centralnym punktem uziemiania.

Funkcje obudów w zakresie ekranowania i jako przewodu masowego dla całego urządzenia obecnie skomplikowały się wobec coraz większej komplikacji struktur urządzeń a przede wszystkim ewentualnego mieszania małosygnałowych technologii analogowych i cyfrowych.

Stąd stosuje się na ogół **rozdzielenie tzw. masy urządzeniowej na masy analogową i cyfrową**, lokalnie rozdzielane galwanicznie a łączone tylko w jednym, centralnym punkcie, jak na rysunku 5.2.1.



Rys. 5.2.1. Rozprowadzanie mas w urządzeniu

Łączenie takie zapobiega przede wszystkim powstawaniu bardzo szkodliwych pod względem absorpcji zakłóceń tzw. **pętli masowych**. Powstanie takiej pętli wraz z przykrymi konsekwencjami pokazano na rysunkach 5.2.2 i 5.2.3.



Rys. 5.2.2. Przykład pętli masowej

Sygnał (w przykładzie sinusoidalny), pochodzący z czujnika, jest transmitowany żyłą przewodu ekranowanego i oplotem ekranującym. Przez połączenie oplotu do masy okrętowej na początku i końcu kabla tworzy się oczko umożliwiające przepływ zakłóceń pochodzących z wysokoenergetycznych urządzeń okrętowych, podłączonych w różnych miejscach do masy okrętowej i wywołujących lokalne przepływy prądów zakłócających. W efekcie na oscylogramie z końca kabla widać, być może zbyt spektakularnie, zamaskowanie sinusoidy z czujnika zakłóceniami.

Lekarstwem na to jest dbałość o niezamykanie pętli masowych przy instalacji okablowania, tak jak to pokazuje rys. 5.2.3.



Rys. 5.2.3. Instalacja kabla bez pętli masowej.

5.3 Przedwzmacniacz jako układ przeciwdziałający indukowanym zakłóceń

Optymalna instalacja przeciwzakłóceńowa czujnika z wyjściem niesymetrycznym jest przedstawiona na rysunku 5.3.1. Polega na zainstalowaniu **przedwzmacniacza** możliwie najbliżej czujnika przy użyciu współosiowego kabla podwójnie ekranowanego. Zewnętrzny ekran jest połączony z masą okrętową (bez pętli masowej), zaś wewnętrzny łączy masę czujnika z masą urządzenia.

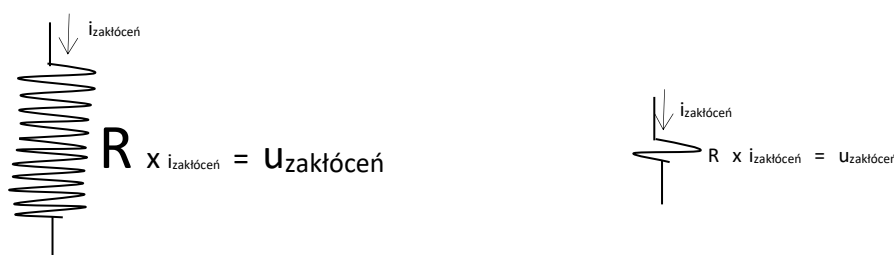


Rys. 5.3.1. Instalacja czujnika z wyjściem asymetrycznym

➤ **Rola przedwzmacniacza jest poczwórna:**

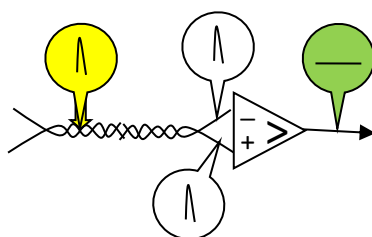
1° – Wzmocnienie sygnału, najlepiej do poziomu znacznie przekraczającego ewentualny poziom zakłóceń, które mogą się pojawić w dalszej części toru odbiorczego; należy uważać aby nie przesadzić z wielkością wzmocnienia, bowiem może to grozić zniekształceniami (przycięciami amplitudy) maksymalnych, spodziewanych sygnałów

2° – Obniżenie wartości impedancji która towarzyszy transmisji sygnałów: impedancja wejściowa przedwzmacniacza może być duża – dopasowana do czujnika lub większa (nieobciążająca) a impedancja wyjściowa wzmacniaczy operacyjnych lub stopni tranzystorowych może być mała - rzędu kilkudziesięciu omów. Jest to działanie wybitnie antyzakłóceńowe, zgodnie z ideą przedstawioną na rysunku 5.3.2, na którym symbolicznie pokazano, że indukowany mizerny prąd zakłócający czyni szkody (napięcie sygnału zakłócającego) proporcjonalne do impedancji, na jaką natrafia.



Rys. 5.3.2. Idea transformacji impedancji jako działania antyzakłóceńowego

3° – **Symetryzacja toru** transmisji sygnałów łatwa przy stosowaniu w torze wzmacniaczy operacyjnych o symetrycznych wyjściach. Ideę eliminacji zakłóceń przedostających się do obu żył skrętki w identycznych postaciach, transmitowanych następnie w torze symetrycznym do wejścia odwracającego i wejścia nieodwracającego przedstawia rysunek 5.3.3.

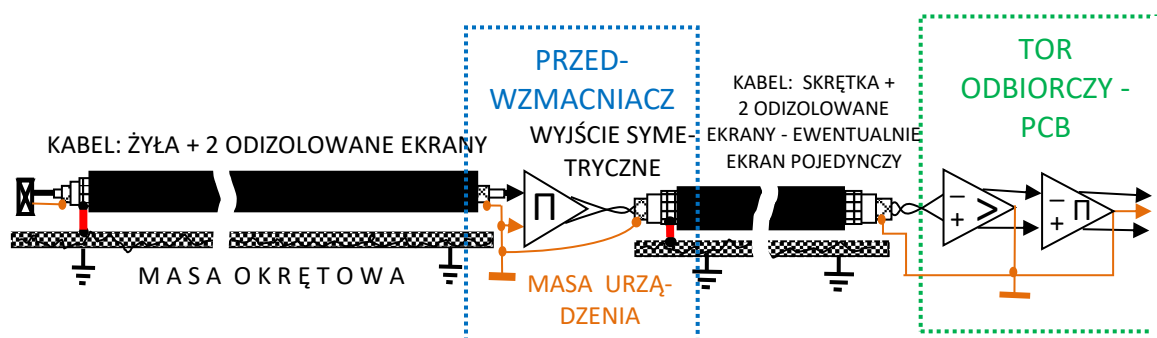


Rys. 5.3.3. Idea eliminacji zakłóceń w torze symetrycznym

4° – Wstępna filtracja zakłóceń – przynajmniej zgrubne ograniczenie do niezbędnej wartości pasma transmitowanych w torze sygnałów w celu ograniczenia zakłóceń i innych, obcych sygnałów.

➤ **Komentarz:**

Cztery powyższe zadania spełnia układ pokazany na rysunku 5.3.4.



Rys. 5.3.4. Struktura toru transmisyjnego z zabiegami ograniczenia zakłóceń

5.4 Przeciwdziałanie zakłóceniom w sieciach komputerowych

Od czasu skonstruowania pierwszych komputerów pojawił się problem komunikacji między nimi czyli problem tworzenia sieci komputerowych. Początkowo – w okresie raczkowania powolnych i nie-licznych komputerów wystarczały do tego z powodzeniem istniejące technologie i rozwiązania sprzętowe sieci telekomunikacyjnych. W miarę rozwoju technologii komputerowych zaistniała konieczność tworzenia wyspecjalizowanych struktur sieciowych.

W zasadzie istnieją dwa zdecydowanie różne rodzaje połączeń między komputerami lub komputerami i urządzeniami peryferyjnymi:

- 1° - połączenia pomiędzy modułami sąsiadującymi w obudowie (kasecie)
- 2° – połączenia pomiędzy urządzeniami (komputerami, peryferalami) odległymi.

W pierwszym przypadku od dawna tworzy się magistrale łączące na tzw. platerach – płytach z obwodami drukowanymi PCB pomiędzy pinami gniazd łączówek modułów. Na płytach montowane są odpowiednie układy zapewniające szybką, dwustronną transmisję w odpowiednim standardzie (np. VME). Wybór sprzętu i oprogramowania zapewniającego poprawne działanie magistrali jest oddzielną umiejętnością projektowania sprzętu w dziedzinie komputerów wbudowanych, obsługujących np. skomplikowane i zmienne procesy technologiczne.

Pierwszym, szczególnym sprzętem (obejmującym interfejsy, łączówki, kable) i standardem transmisyjnym w komputerach powszechnego użytku stał się bodaj wielożyłowy kabel LPT ze sporymi złączami, z dzisiejszego punktu widzenia niewygodny, który utrzymywał się jednak aż do rozpowszechnienia standardu USB.

Do współpracy z prostymi modemami, małymi czujnikami czy mechanizmami wykonawczymi z mikroprocesorami niezbyt odległymi od komputerów sterujących należało opracować zgrabniejszy standard z transmisją szeregową (mniej żył w kablu, mniejsze złączki). Od lat sześćdziesiątych ubiegłego wieku, w zasadzie do dziś dnia spotkać można pracujące urządzenia w rodzaju odbiorników GPS czy echosond, nie wymagających zawitych transmisji na duże odległości, wyposażone w standard **RS-232**. Najbardziej popularna wersja standardu (RS-232C pozwalała na transfer z szybkością 20kb/s na odległość 15m z czterech portów (COM1 – COM4). Z czasem parametry były multiplikowane: szybkość nawet do 921,6kb/s, liczba portów – 1024, zasięg bez obecności znacznych zakłóceń przekraczający 100m.

Stosuje się tu znane z telefonii i automatyki kable – minimum 3 (RxD, TxD, masa) a maksimum (z dwiema masami, symetrycznymi napięciami sygnału transmitowanego, synchronizacją i diagnostyką) aż 10 żył. Oporność falowa rzędu kilku kiloomów. Najbardziej popularne złącza to okrągłe RJ-45 oraz szufladowe DE-9.

Standard ten jest obszernie opisany na stronach internetowych, począwszy od Wikipedii a skończywszy na stronach bardzo wyspecjalizowanych.

Przez zastosowanie, kilkanaście lat później, zabiegów podanych powyżej w opisie przeciwwzakłóceniowej roli przedwzmacniaczy w torach odbiorczych, powstał standard transmisji **RS-485**. Wydłużenie zasięgu transmisji do rzędu 1km z kablem ułożonym wraz z kablami energetycznymi w przemysłowych torach i podwyższenie szybkości transmisji uzyskano dzięki zastosowaniu par - skrętek i obniżeniu impedancji falowej kabla do ok. 120 omów. Zabiegi te okazały się więc bardzo efektywne względem standardu RS-232 nawet w sytuacji, gdy w tym starszym standardzie transmituje się sygnały symetryczne nawet $\pm 15V$ na umiarkowanej impedancji kilku kiloomów.

Standard RS-485 nie jest tak popularny w urządzeniach komercyjnych jak RS-232, jednak w systemach przemysłowych, przy długich i zakłócanych przebiegami energetycznymi liniach, ma do dziś duże znaczenie. Można łączyć 32 komputery (przy szczególnych zabiegach nawet 128) z szybkością 10Mb/s (40Mb/s).

Standard ten jest oczywiście również obszernie opisywany na stronach internetowych, począwszy od Wikipedii a skończywszy na stronach bardzo wyspecjalizowanych.

Obu powyższych standardów i ich licznych odmian, mimo ich wieku nie należy deprecjonować bowiem w warunkach dla których zostały opracowane, dzięki swej prostocie hardwerowej i softwerowej (i cenie) do dziś spełniają swe zadania.

Podstawowe technologie współczesne – skrętki ethernetowe, sieci wi-fi czy niezakłócalne i niepodsluchiwalne światłowody są często (a nawet na ogół) nadmiarowe lecz stosuje się je jako powszechny, dostępny standard.

Przy projektowaniu sieci i wyborze technologii warto jednak brać pod uwagę niby oczywiste warunki:

- możliwości podsłuchu, zakłócania czy uszkodzenia sieci radiowych,
- trudne, pracochłonne i wymagające specjalnych narzędzi zaprawianie końcówek światłowodów,
- delikatność mechaniczna światłowodów,
- cena kabli i oprzyrządowania.

Wybierając technologię okablowania dowolnego przeznaczenia (czy to kabli energetycznych czy sygnałowych) przeznaczonego do pomieszczeń, które trudno opuścić lub efektywnie wietrzyć (obligatoryjnie okręty, kopalnie, schrony itp. pomieszczenia o podwyższonych wymaganiach przeciwpożarowych) należy brać pod uwagę stosowanie trochę droższych lecz bezpieczniejszych tzw. **kabli, przewodów i światłowodów bezhalogenowych**, wykonanych jako ciężkopalne i samogasnące z materiałów niezawierających chloru, fluoru, bromu i jodu.

6. INNE UKŁADY ELEKTRONICZNE W OTOCZENIU PROCESORÓW WBUDOWANYCH

6.1 Wzmacniacze sygnałów - zapobieganie wzbudzeniom

W wielu rodzajach torów odbiorczych zachodzi konieczność silnego wzmacniania małych (np. mikrowoltowych) sygnałów np. do poziomu woltów. Oprócz kłopotów przy konstruowaniu takich torów związanych z zakłóceniami, ograniczoną dynamiką operacji na sygnałach czy właściwą filtracją należy liczyć się z możliwością wzbudzeń toru, tzn. samoistnego przejścia wzmacniacza w stan wytwarzania możliwie maksymalnego sygnału – w torach zamiast wzmacniaczy uzyskujemy niechcący generatory.

Formalnie zagadnienie to traktuje dość uniwersalne tzw. **kryterium Nyquista**, adekwatne np. także dla automatów z ujemnymi sprzężeniami zwrotnymi. W swej najprostszej, od razu zrozumiałej formie, mówi ono, że jeżeli dostatecznie duża część mocy sygnału z wyjścia wzmacniacz może trafić do wejścia, będąc na dodatek mniej więcej w fazie z sygnałem wejściowym, to tym samym powstanie w układzie tzw. dodatnie sprzężenie zwrotne i układ staje się generatorem sygnału. Jeżeli wykonać takie sprzężenia w sposób kontrolowany, to zostaje skonstruowany generator LC, RC lub nawet przetwornik astabilny.

Aby przeciwstawiać się wzbudzeniom należy brać pod uwagę następujące okoliczności:

1° - należy pilnować, czy w projektowanym stopniu wzmacniającym **następuje, czy nie następuje przesunięcie fazy o 180°**.

Takie przejście do przeciwfazy następuje w najbardziej popularnym stopniu tranzystorowym w strukturze WE (wspólny emiter) oraz przy skierowaniu wzmacnianego sygnału do wejścia odwracającego wzmacniacza operacyjnego. We wtórniku emiterowym WK (wspólny kolektor) i od wejścia nieodwracającego nie następuje odwrócenie fazy, tzn. przy bardzo dużym wzmocnieniu już na pojedynczym stopniu powstają warunki do wzbudzenia.

2° - należy dbać o **topografię układu** – np. na PCB – tak, by minimalizować możliwości przesłuchów (pasożytniczych sprzężeń pojemnościowych) między synfazowymi sygnałami przed i po wzmocnieniach.

Dotyczy to:

- **rozmieszczania na PCB stopni wzmacniających toru raczej w linii** (maksymalna odległość wejścia i wyjścia toru. Jeśli trzeba „zawrócić” sygnały w kierunku wejścia toru (np. do łączówki płytki, na której są już piny z sygnałem wejściowym) to niech piny wejścia i wyjścia będą odległe. Najlepiej też tak rozłożyć wzmocnienia poszczególnych stopni w torze, by duże sygnały wyjściowe były w przeciwfazie do ewentualnie sąsiadujących, małych wejściowych, czyli zaprojektować nieparzystą liczbę odwracających stopni w torze.

3° – należy możliwie dokładnie **ekranować** - rozdzielać powierzchniami masowymi na PCB i w krosach ścieżki i przewody z sygnałami małymi i wielkimi, zwłaszcza synfazowymi. Ewentualne dodatkowe warstwy w PCB mogą być traktowane jako chroniące przed indukcją zakłóceń ale też przed wzbudzeniami. Nie należy jednak postępować beztroosko z chęcią ekranowania pamiętając, że w wielu miejscach układów pojemności między ścieżkami sygnałowymi i masowymi mogą okazać się nadmierne pasywności.

4° – panuje opinia, że bez niezwykłych starań, ale chyba też bez szkolnych błędów, w zwykłej technologii dwustronnych PCB można bez specjalnego niebezpieczeństwa wzbudzeń projektować tory ze wzmocnieniem **80 dB** czyli 10.000 razy (np. ze 100μV do 1V). Jak widać, jest to mniejsza liczba niż 96 dB ze standardu muzycznego CD-Audio. Widać zatem, że byle jak nie da się skonstruować wzmacniacza dopasowanego do tego standardu.

Innym wyjściem, niż podjęcie szczególnych starań projektowo – konstrukcyjnych toru wzmacniającego dla przeciwdziałaniu wzbudzeń jest wprowadzenie (tam, gdzie jest to możliwe) tzw. **przełamania częstotliwości**.

6.2 Superheterodyny

Historycznie idea odbiornika heterodynowego powstała po opanowaniu technologii lamp elektro- nowych na tyle tanich, by realnie można je było stosować w popularnych radioodbiornikach. Idea superheterodyny stanowiła o zdecydowanej poprawie jakości odbioru radiowego wszystkich radiostacji, niezależnie od częstotliwości nadawania („umiejscowienia na skali” odbieranego zakresu fal). Wcze- śniej wyboru odbieranej stacji dokonywało się jedynie przez zmianę pojemności w obwodzie anteno- wym i był to w zasadzie jedyny filtr w radioodbiorniku przed detekcją. Niestety – zgodnie z zależno- ściami opisującymi obwody rezonansowe: równoległy – 6.2.1 i szeregowy- 6.2.2, zawierającymi jego najistotniejszy parametr jakim jest dobroć obwodu Q:

$$Q_{II} = R_d / \omega L_a = R_d \omega C_{\lambda} \quad 6.2.1$$

$$Q_{sz} = \omega L_a / r_d = 1 / r_d \omega C_{\lambda} \quad 6.2.2$$

gdzie R_d , r_d to oporności dynamiczne obwodów zawierające wszelkie straty energetyczne, L_a to induk- cyjność obwodu antenowego a C_{λ} to zmienna pojemność „strojenia” radioodbiornika

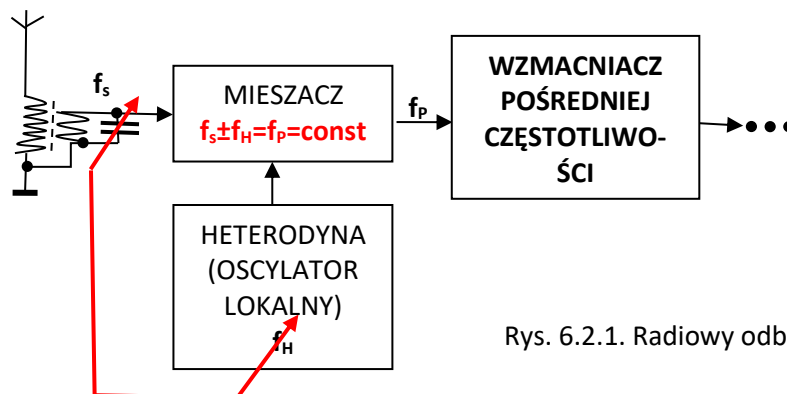
Z obu tych zależności wynika popularny wzór na częstotliwość rezonansową obwodu antenowego (oznaczającą wybór stacji), w którym nie mieści się jednak dobroć:

$$\omega_{\text{rezonansowa}} = 1 / (L_a C_{\lambda})^{1/2} \quad 6.2.3$$

Z zależności 5.6.1 lub 5.6.2 widać, że przy kręceniu gałką wyboru stacji czyli przy zmianie pojemności zmienia się także dobroć obwodu selekcyjnego stacje co oznacza zmianę pasma odbiornika (przy modulacji AM lepszą lub gorszą zawartość tonów wysokich w audycji) i lepszą lub gorszą selektywność stacji warunkowaną ich „położeniem na skali”. Lekarstwem na to jest zastosowanie struktury odbior- nika superheterodynowego, pokazanej na rysunku 6.2.1.

Podstawową zaletą takiego rozwiązania, stosowanego do dziś w analogowych odbiornikach radio- wych i telewizyjnych, jest zrzucenie na wzmacniacz pośredniej częstotliwości zadania precyzyjnej fil- tracji sygnału (stałe pasmo, opadające szybko zbocza charakterystyki częstotliwościowej czyli stała i porządna selektywność), co jest możliwe ze względu na stałą częstotliwość pośrednią f_p , niezależnie od częstotliwości nośnej sygnału odbieranej stacji f_s . We wzmacniaczu p.cz. można także realizować inne funkcje toru odbiorczego, np. automatyczną regulację wzmocnienia ARW.

Przydatność superheterodyn nie kończy się na popularnych odbiornikach radiowych i telewizyj- nych. Wspomniano wyżej o zastosowaniach w przypadkach konieczności wielkich wzmocnień torów odbiorczych. Jest tak np. w specjalnych odbiornikach telekomunikacyjnych, gdzie stosuje się nawet podwójną przemianę, stosowanych wciąż do łączności z obszarami nieobjętymi sprawną łącznością sa- telitarną (okolice biegunów Ziemi).



Rys. 6.2.1. Radiowy odbiornik superheterodynowy

Rozwiązania z heterodyną pozwalają na wprowadzenie upraszczającej uniwersalności do systemów pracujących z konieczności na różnych częstotliwościach, jednak w podobnych warunkach stosowania. Przykładami mogą tu być echosondy/sonary do różnych zadań czy ultrasonografy pracujące na różnych częstotliwościach, z głowicami różnego kształtu i przeznaczenia.

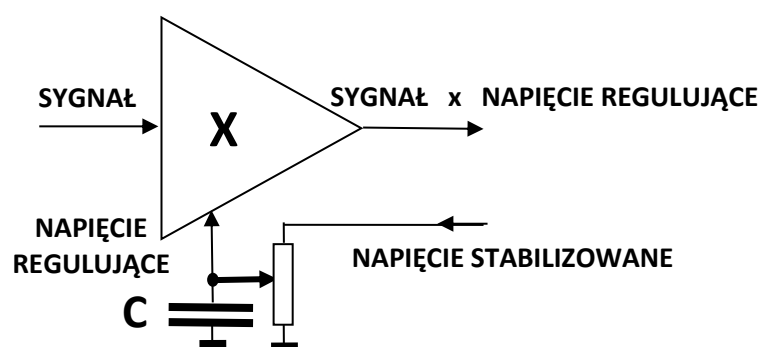
6.3 Regulacje wzmocnienia w torach odbiorczych

Z różnych powodów, z których podstawowym jest na ogół znaczna dynamika odbieranych sygnałów, przekraczająca możliwą dynamikę operacji wykonywanych w układach odbiorników (np. liniowe wzmocnienie stopni, mieszanie czy mnożenie sygnałów), możliwie blisko wejść torów odbiorczych konieczne są operacje zwane formalnie normalizacją i kompresją dynamiki sygnałów.

W praktyce często wystarcza prosta **ręczna regulacja wzmocnienia** (manual gain control MGC) ustalająca poziom sygnałów w torze na pożądanym poziomie.

Historycznie prostota polegała na stosowaniu okrągłych lub liniowych (suwakowych) potencjometrów – dzielników oporowych sygnału. Suwak potencjometru był poruszany po oporowej ścieżce węglowej i, niestety, z powodu lokalnych braków kontaktu, powodował, niekiedy lub często, „trzaski” słyszalne w torach audio a widzialne na zobrazeniach w odbiornikach kończących się zobrazeniami. By tego uniknąć np. w wielkich i drogich studyjnych stołach mikserskich stosowano dzielniki - przełączniki ze złożonymi stykami.

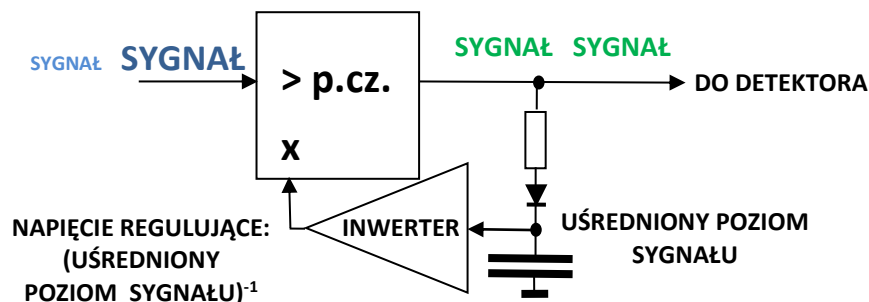
Rozwiązaniem stała się technologia układów mnożących z dwoma wejściami – sygnałowym i quasi-stałym regulującym (rys. 6.3.1). Rolą dużego kondensatora C jest eliminacja „trzasków” pochodzących z niedoskonałości potencjometru.



Rys. 6.3.1. Regulacja wzmocnienia stopnia z układem mnożącym

Jeśli do wejścia regulującego zamiast ręcznie ustawianego potencjometru podawać wolnozmienne napięcie generowane i kontrolowane oddzielnie uzyska się w odbiorniku układ tzw. **zasięgowej regulacji wzmocnienia ZRW** (Time Variable Gain TVG) przydatny bardzo do kompresji dynamiki odbieranych sygnałów w systemach echolokacyjnych, w których podwyższanie wzmocnienia odbiornika w miarę wzrostu odległości, z której wraca echo od celu (zasięgu) kompensuje straty poziomu sygnału związane ze zmniejszaniem gęstości mocy i tłumieniem fali w ośrodku (straty transmisyjne).

Automatyczna regulacja wzmocnienia ARW (Automatic Gain Control AGC) odbiornika ma natomiast wyrównywać średni poziom sygnału quasiciągłego np. rewerberacji dennyh w hydroakustyce a w radiofonii po to, by przeciwstawiać się wahaniom poziomu sygnałów odbieranych w zmiennych warunkach transmisji wielodrożnej (np. przy odbiciach od jonosfery i powierzchni oceanu) i interferujących konstruktywnie lub destruktywnie - co chwila inaczej, ze względu na niestabilność warunków propagacji i interferencji.



Rys. 6.3.2. Automatyczna regulacja wzmocnienia w odbiorniku radiowym AM

Dla skompletowania wzmianek o regulacjach w technikach radiowych i automatyce należy wymienić **automatyczną regulację częstotliwości ARCz** (Automatic Frequency Control AFC lub –bardziej precyzyjna: Automatic Fine Tuning AFT) dostrajającą częstotliwość heterodyny (oscylatora lokalnego) do właściwej wartości częstotliwości pośredniej, wobec ewentualnych odstrojeń lub wobec stabilnych efektów Dopplera przy odbiorze sygnałów.

Regulacja ta wykorzystuje zwykle w sprzężenie zwrotne w którym działa układ wytwarzający sygnał zmieniający częstotliwość rezonansową obwodów wejściowych i heterodyny zmniejszając stopień niedostrojenia odbiornika. W cyfrowej technologii tzw. **pętli synchronizacji fazowej PLL** precyzja syntezy częstotliwości heterodyny bywa tak duża, że ARCz jest zbędna.

6.4 Wzmacniacze liniowe, logarytmiczne i wykładnicze. Podstawowe operacje na sygnałach.

6.4.1 Wzmacniacze liniowe

Wzmacniacze liniowe są najczęściej stosowanymi układami w aparaturze elektronicznej od początków jej konstruowania. Napięcie wyjściowe we wzmacniaczach liniowych powinno być proporcjonalne w jak najszerszych, możliwych granicach i, często, w jak najszerszym paśmie częstotliwości, do sterującego napięcia wejściowego. Proporcje wyznacza współczynnik wzmocnienia napięciowego K_u . Wspomniano już wcześniej, że główne zadania wzmacniaczy mogą być jednak inne, np.:

- transformacja oporności we – wy (np. obniżanie impedancji we wtórnikach lub wzmacniaczach operacyjnych) wraz ze wzmocnieniem mocy (przez zachowanie wielkości amplitudy napięcia ale wzmocnienie prądu sygnału);
- symetryzacja sygnału;
- wzmocnienie mocy sygnału (niekoniecznie tylko przez wzmocnienie napięcia), np. w końcówkach wzmacniaczy akustycznych czy wzmacniaczach mocy nadajników różnych sygnałów.

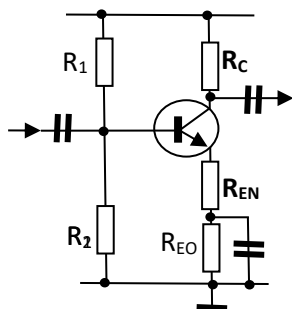
Wszystkie te operacje powinny odbywać się liniowo – proporcjonalnie w całym zakresie pracy wzmacniacza. Jest to niestety możliwe w ograniczonym zakresie dynamiki sygnałów:

- od dołu ograniczeniem jest poziom szumów docierających do wejścia i, ewentualnie, szumy własne wzmacniacza. Szumy te mają oczywiście tym niższy poziom im węższe jest pasmo wzmacniacza i im bardziej zadba się o niskoszumową technologię elementów i o wspomniane wcześniej zabiegi antyszumowe, zwłaszcza w okolicach wejścia wzmacniacza.
- od góry ograniczeniem są nieliniowości wzmacniacza związane z nasycaniem elementów aktywnych w pobliżu połowy lub całego napięcia zasilania (stopnie w klasie A lub przeciwsobne).

- Wzmacniacze tranzystorowe

Najprostsze wzmacniacze linowe wykonuje się jako stopnie z tranzystorami bipolarnymi lub polowymi, w układach:

- wspólny emiter (źródło WE (WŻ), najlepiej z kontrolą wzmocnienia napięciowego K_U (wówczas niezależnego od parametru wzmocnienia napięciowego β tranzystora) przez zastosowanie ujemnego sprzężenia zwrotnego na nieodsprężonym oporniku emiterowym R_{EN} ;



Rys. 6.4.1. Tranzystorowy stopień wzmacniający w układzie WE wspólny emiter

➤ Komentarz:

Najpowszechniej stosowana konfiguracja ze względu na zalety:

- duża oporność wejściowa (dla wzmacnianych sygnałów $R_{we} \approx R_1 || R_2 || \beta R_{EN}$);
- mniejsza wyjściowa ($R_{wy} \approx R_C || 1/h_{22} \approx R_C$);
- możliwość ustalania wartości wzmocnienia napięciowego sygnałów ($K_U \approx R_C/R_{EN} < \beta$ – dla wzmacnianych sygnałów R_{EO} nie istnieje jako „zwarte” pojemnością, istnieje natomiast dla przebiegów wolnozmiennych np. termicznych zmian prądu emiterowego);
- wysoka częstotliwość graniczna wzmocnienia;
- łatwe projektowanie otoczenia tranzystora w którym istotną rolę odgrywa konieczność zapewnienia stabilności parametrów tranzystora (głównie prądu emiterowego) w różnych temperaturach pracy (otoczenia lub podgrzewania złącz własnym prądem), czyli tzw. stabilność termiczna punktu pracy tranzystora.

Zasady projektowania:

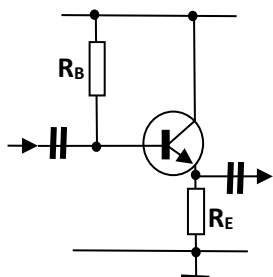
- a) ze względu na ideę stabilizacji termicznej punktu pracy tranzystora baza musi być zasilana ze źródła stałonapięciowego ($U_B \approx \text{const}$) co oznacza, że R_1 i R_2 powinny być jak najmniejsze, a jest to w opozycji do chęci by oporność wejściowa R_{WE} była jak największa – potrzebny zatem kompromis.
- b) napięcie na bazie musi być wyższe od napięcia na emiterze o ok. 0,6V (dla tranzystorów germanowych ok. 0,3V) i z kompromisu i warunku b dają się wyznaczyć wartości R_1 i R_2 ;
- c) stabilizację termiczną stopnia zapewnia ujemne sprzężenie zwrotne na obu opornikach w emiterze;
- d) działanie tego sprzężenia polega na zmniejszaniu się różnicy między stałym na pięciem na bazie i rosnącym napięciem na emiterze przy wzroście prądu emiterowego z powodu wzrostu temperatury, co powoduje „przytykanie” tranzystora czyli zmniejszenie prądu;
- e) stabilizacja jest tym lepsza, im większe są oporności w emiterze, jednak szkoda nadmiernej straty napięcia zasilania poświęcanej na stabilizację – potrzebny jest znów kompromis zwłaszcza, że tranzystory krzemowe są o wiele stabilniejsze termicznie od swych germanowych poprzedników i wystarczy, przy typowym wyborze spoczynkowego prądu emiterowego 1mA z napięcia zasilania (np. 12V) stracić na napięcie emitery 1V, czyli jako sumę R_1 i R_2 wstawić 1k Ω ;
- f) gdy chcemy symetrii amplitud sygnałów wyjściowych projektujemy stałe napięcie między emiterym a kolektorem o wartości równej połowie tego, co pozostało między napięciem na emiterze i napięciem zasilania (tu 11V/2 \approx 5,5V), które powstanie, gdy opornik R_C będzie miał wartość (przy prądzie \approx 1mA) 5,5k Ω czyli dostępną 5,6k Ω ;

- g) jeśli jest to np. z jakichś względów wartość za wysoka trzeba dopuścić proporcjonalnie większą wartość prądu emiterowego a nadmiernie nie można go zmniejszać, gdyż można wpaść w zakres wyraźnego zmniejszenia współczynnika wzmocnienia β ;
- h) w końcu należy podzielić oporność w emiterze i zakładając np. że wzmocnienie stopnia ma wynosić $K_U \approx 50$ wartość $R_{EN} \approx 5,6k\Omega / 50 \approx 110\Omega$, w związku z czym na R_{EO} pozostaje dostępny z szeregu 910Ω .

- wspólny kolektor (dren) WK (WD) - wtórnik bez wzmocnienia napięciowego ale ze wzmocnieniem prądowym - obniżające impedancję:

$$R_{WE} = R_B \parallel \beta R_E$$

$$R_{WY} = R_E / \beta$$

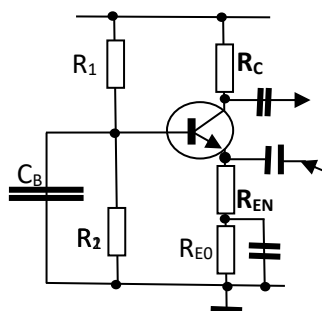


Rys. 6.4.2. Wtórnik tranzystorowy (WK)

We wtórnikach nie dba się na ogół nadmiernie o stabilizację termiczną punktu pracy tranzystora, gdyż nie wzmacniają napięciowo sygnałów, czyli zmiany termiczne parametrów sygnałów nie są tak istotne jak w układach WE. Stąd pojedynczy, duży opornik bazowy (a nie dzielnik jak w WE).

- wspólna baza (bramka) WB - kondensator C_B zwiera do masy sygnały zmienne. Konfiguracja stosowana niekiedy w czasach biedy technologicznej, gdy tranzystory nie chciały wzmacniać na wysokich (jak dla nich) częstotliwościach. WB stanowiła niejako ratunkową konfigurację poszerzając trochę w górę maksymalną częstotliwość jeszcze wzmacnianych sygnałów ale kosztem poważnych wad, albo-
wem odwrotnie niżby się zwykle chciało (np. w WE a zwłaszcza WK):

- stopień ma niską oporność wejściową ze względu na konieczność sterowania dużym prądem emiterowym a nie małym bazowym;
- w stosunku do wejścia ma dużą oporność wyjściową.



Rys. 6.4.3. Tranzystorowy stopień wzmacniający w układzie WB wspólna baza

W dawnych czasach konfigurację WB można było spotkać w lepszych odbiornikach UKF jako wzmacniającą wysokoczęstotliwościowe sygnały z anteny przed heterodyną.

6.4.2 Wzmacniacze operacyjne

Rzadko można spotkać prawdziwy rodowód wzmacniaczy operacyjnych, posiadających już obecnie istotną przewagę nad swymi jednorozmiarowymi protoplastami – taką, że się w zasadzie nie przy ich użyciu nie projektuje a gabarytowo i cenowo nie odbiegają zbytnio (wraz z elementami otaczającymi) od pojedynczych tranzystorów.

Źródłową ideą tworzenia wzmacniaczy – dziś zwanych operacyjnymi, po odejściu od nazwy pierwotnej czyli wzmacniaczy różnicowych (nie mylić z mocowymi przeciwobnymi) – było osadzenie dwóch elementów aktywnych (już pierwotnie lamp) na wspólnym oporniku emiterowym tworzącym

ujemne sprzężenie zwrotne, nie pozwalające zbyt głęboko nasycać się lub zatykać każdemu z elementów, co przyspieszało i poprawiało kształty przebiegów (zwłaszcza impulsowych np. w lampowych komputerach). Dwa połączone różnicowo elementy aktywne dawały możliwości dalszych pożytecznych rozwiązań: symetrycznych wejść (lub nie), symetrycznych wyjść (często pożądana symetryzacja sygnału w torze choć też niekoniecznie), czy wreszcie - po zastąpieniu zwykłego opornika sterowanym źródłem prądowym (choćby tranzystorem WE) – możliwość mnożenia sygnałów (choćby beztrząskowej regulacji głośności w torach akustycznych czy zasięgowych lub automatycznych regulacji wzmacnienia). Po licznych rozwojowych działaniach technologicznych polegających głównie na multiplikacji elementów aktywnych w jednym chipie i eliminacji tendencji do wzbudzeń, powstały dzisiejsze wzmacniacze o tylko wymarzonych dawniej właściwościach:

- wejść odwracających lub nieodwracających fazy wzmacnianych sygnałów;
- wielkich oporności wejść;
- prawie zerowych oporności wyjściowych (ograniczanych w praktyce tylko wydolnością prądową wyjść, zabezpieczanych zresztą);
- wielkim potencjalnym wzmacnieniem napięciowym (ograniczającym konieczną gałęzią sprzężenia zwrotnego);
- trzecim wejściem umożliwiającym łatwe mnożenie sygnałów.

W ten sposób projektanci i konstruktorzy uzyskali wielkie możliwości twórcze – poczynając od zmiany nazwy ze wzmacniacza różnicowego na operacyjny po tworzenie mnóstwa aplikacji – w książkach o wzmacniaczach operacyjnych można spotkać ponad pięćdziesiąt operacji z zastosowaniem tych wzmacniaczy. Wobec tego niektórzy autorzy uważają, że nazwa „wzmacniacz operacyjny” jest ograniczająca i powinny ro być np. układy operacyjne. Z drugiej strony bez wzmacniania jako podstawowej funkcji chyba żadna z przytaczanych funkcji nie byłaby możliwa do osiągnięcia.

Pośród licznych, często bardzo specyficznych i niepopularnych zastosowań można wybrać bardziej popularne, poczynając od podstawowego, czyli są to:

- wzmacnianie liniowe sygnałów;
- całkowanie z różną stałą czasową – wygładzanie aż do wolnozmiennnej wartości średniej – z pojemnością w sprzężeniu zwrotnym;
- różniczkowanie z różną stałą czasową – „wyostrzanie” obrazów sygnałów – z szeregową pojemnością i opornością przy wejściu odwracającym;
- sumowanie sygnałów docierających przez oporności do wejścia odwracającego;
- liniowe prostowanie jedno lub dwupołówkowe sygnałów;
- ograniczanie amplitud napięć (z diodami prostowniczymi lub Zenera w sprzężeniu zwrotnym);
- porównywanie napięć: układy komparatorów będące elementarnymi jednobitowymi przetwornikami A/C – pośrednimi ogniwami między układami analogowymi i cyfrowymi; bywają dyskryminatorami progowymi (porównywanie z napięciem odniesienia) lub detektorami przejść przez zero, z zerowym napięciem odniesienia;
- generacja sygnałów sinusoidalnych, prostokątnych, trójkątnych;
- filtracja aktywna z elementami RC: dolno-, środkowo- i górnoprzepustowa oraz podobnie zaprowa.

Projektowanie układów realizujących te i inne funkcje sprowadza się na ogół do wyboru odpowiedniego chipu i określenia elementów sprzężenia zwrotnego według receptur podawanych przez producenta. Próby własnych inicjatyw projektowych są na ogół trudne i zniechęcające.

6.4.3 Wzmacniacze nieliniowe

Szczególną uwagę wśród popularnych ale i profesjonalnych urządzeń warto natomiast zwrócić na niewymienione powyżej ale ważne w strukturach różnych systemów wzmacniacze nieliniowe, opierające się cyfryzacji z powodu konieczności ich aplikacji blisko za wejściami odbiorników systemów,

gdzie nie sięgają jeszcze przetworniki analogowo – cyfrowe. Są to wzmacniacze logarytmiczne i wykładnicze.

- Wzmacniacze logarytmiczne

Zmysły słuchu i wzroku człowieka radzą sobie z olbrzymią dynamiką pozyskiwanych bodźców, sięgającą w skali liniowej nawet kilkudziesięciu milionów razy. Jest to zapewne możliwe dlatego, że odczuwane wrażenia są proporcjonalne do logarytmu wartości wywołujących je bodźców. Zostało to dokładnie przebadane w przypadku tych dwóch zmysłów, ponieważ istnieją techniczne metody pomiaru obiektywnie istniejących poziomów natężenia dźwięku i oświetlenia umożliwiające porównania z warunkowanymi psychofizjologicznie reakcjami. Istnieją jednakże uzasadnione domniemania, że ten sposób reagowania dotyczy także pozostałych zmysłów, gdzie bodźce nie są mierzalne technicznie. Jeszcze bez obiektywnych sprawdzeń, bo już w połowie XIX wieku sformułowane zostało w tej sprawie prawo Webera – Fechnera:

$$\Delta W = k \Delta B / B$$

- przyrost wrażenia jest proporcjonalny do przyrostu bodźca na tle bodźca już istniejącego, czyli:

$$W = k \ln (B/B_0)$$

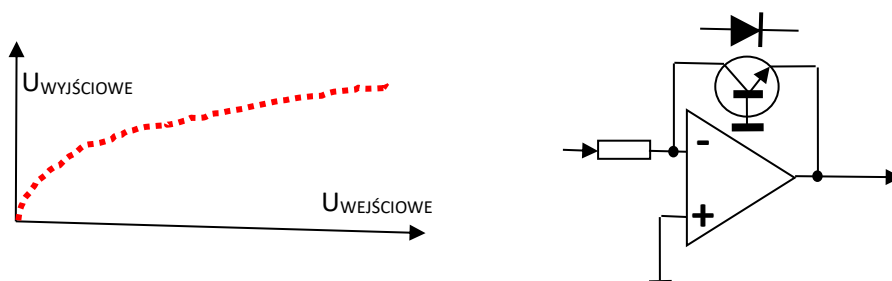
- wrażenie jest proporcjonalne do \ln z ilorazu bodźca do tzw. progu percepcji, przy którym wrażenie jest jeszcze nieodczuwalne.

Prawo to stało się podstawą stworzenia „logarytmicznych” jednostek: początkowo neperów [Np] (z zachowaniem logarytmów naturalnych) a teraz głównie decybeli [dB] (z wygodniejszymi logarytmami dziesiętnymi) – patrz załącznik na końcu opracowania. Jak wiadomo te dwie jednostki wiążą proste proporcje:

$$1\text{Np} \approx 8,7\text{dB} \quad \text{a} \quad 1\text{dB} \approx 0,115\text{Np}$$

Potrzeba kompresji dynamiki sygnałów w układach elektronicznych istnieje na ogół jeszcze przed przetworzeniem obrabianych sygnałów na postać cyfrową, np. przed przełamaniem częstotliwości, detekcją czy inną operacją wykonywaną w układzie o ograniczonych możliwościach dynamiki. Operacja wzmacniania logarytmicznego poziomów sygnałów cyfrowych jest prosta, bo polega na przypisywaniu odpowiednich wag próbkom. W technice analogowej opracowano także odpowiednie układy w kilku technologiach. Ich ograniczeniem jest znowu zakres możliwej dynamiki, np. wymagający czasami wybiegów w rodzaju szeregowego stosowania układów logarytmujących. Ze względu na komplikacje układowe przy wyborze elementów należy dokładnie studiować opisy, parametry i struktury otoczenia wzmacniaczy nie odstępując od zaleceń producentów.

Operacja logarytmowania sygnałów nie jest formalnie korzystna z perspektywy teorii odbioru sygnałów, bowiem wzmacniając silniej słabe sygnały (niech byłyby to zakłócenia) a słabiej silne (niech byłyby to sygnały użyteczne) pogarsza się stosunek sygnału do zakłóceń, będący Świętym Graalem tej teorii.



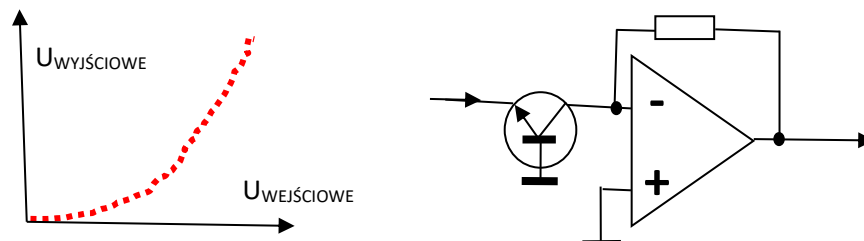
Rys. 6.4.3. Idea wzmacniacza logarytmicznego. W sprzężeniu zwrotnym element nieliniowy.

- Wzmacniacze wykładnicze

Wzmacniacze wykładnicze zwane są logarytmicznymi lub de logarytmującymi i, gdyby ktoś miał taką potrzebę, mogłyby służyć przywróceniu liniowej charakterystyki toru wzmacniającego po

wzmacniaczu logarytmicznym. Znow - operacja wzmacniania wykładniczego poziomów sygnałów cyfrowych jest prosta, bo polega na przypisywaniu odpowiednich wag próbkom tychże sygnałów. Przydatność wzmacniacza wykładniczego polega na podniesieniu kontrastu poziomów: sygnały mizerne (niechby to były zakłócenia) są wzmacniane słabo, zaś sygnały silne (niechby użyteczne) stają się jeszcze silniejsze. Dzięki temu można „czyścić ekran” uzyskując np. efekt generalski pięknych, wielkich celów na tle szczególnie spostonowanych zakłóceń.

Producenci analogowych układów proponują w katalogach gotowe struktury wzmacniaczy wykładniczych, których należy się trzymać przy ewentualnym projektowaniu torów z takimi wzmacniaczami.



Rys. 5.8.4. Idea wzmacniacza wykładniczego. Sprężenie zwrotne liniowe – element nieliniowy w wejściu układu.

6.5 Układy mocowe

Specyficzne wzmacniacze mocy w rodzaju wzmacniaczy akustycznych oraz układy napędzające urządzenia wykonawcze wymagające naprawdę dużych mocy (silniki, grzejniki ale też niektóre anteny) zasilane z układów o specjalnej technologii (np. tzw. falowniki) z wielkomocowymi elementami (tyrystory, triaki) nie będą tu omówione jako grupy urządzeń wymagające specjalnych procedur projektowych. Pozostaniemy przy technologiach co najwyżej średniomocowych, wykorzystujących polowe tranzystory mocy pracujące w impulsowej klasie D (możliwie najszybciej od zatkania do nasycenia) i przez to z wysoką sprawnością energetyczną (nawet powyżej 90%). Technologia ta nadaje się zatem szczególnie do techniki cyfrowej i tworzące je elementy elektroniczne zostały tak opracowane, by łatwo współpracowały ze sterownikami komputerowymi. Wzmacniacze klasy D to w zasadzie stałona napięciowe źródła sygnałów (o bardzo małej impedancji wyjściowej) – fal prostokątnych – i w związku z tym wymagają na ogół zabiegów (np. w rodzaju filtracji harmonicznnych) dopasowujących wyjścia do różnych fizycznych obciążeń (anten, przetworników, silników itd.).

Wstępne układy elektroniczne wzmacniaczy mocowych to zwykle procesory komunikujące się z nadrzędnymi komputerami (kontrolującymi cały zespół systemu - np. nadajnik) i wytwarzające odpowiednie sekwencje sygnałów.

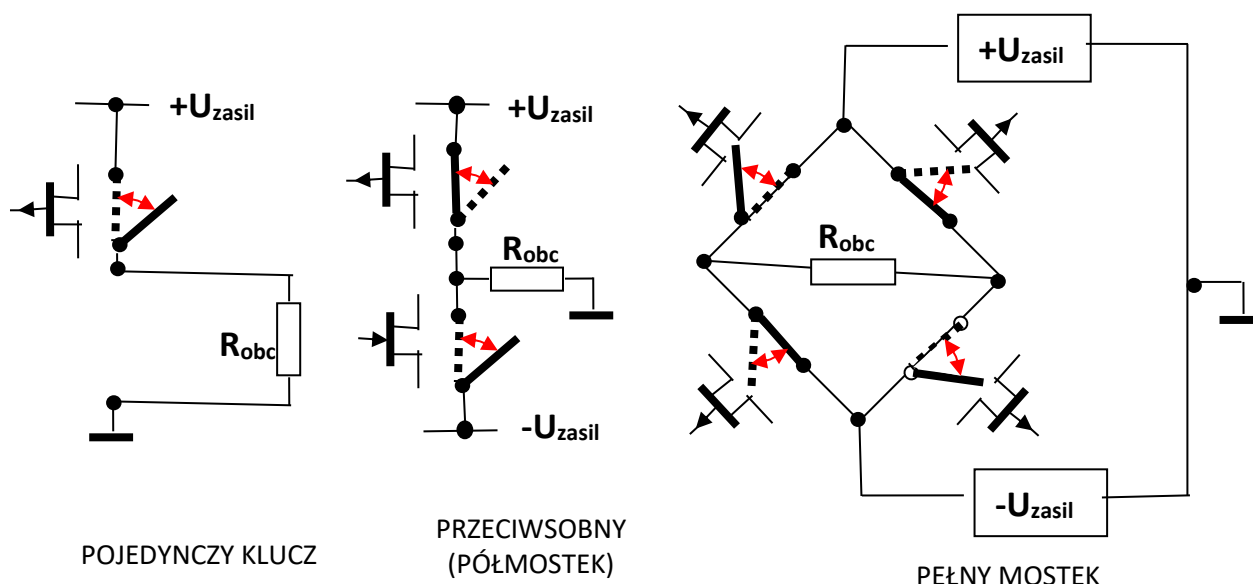
Wytwarzanie to polega na ogół na wzmacnianiu sygnałów (dostarczanych z zewnątrz, np. z komputera kontroli nadajnika, do jednego z wejść - wprost lub po zanegowaniu) do właściwego poziomu (napięcia) i do dostatecznej wydajności prądowej, zależnej od wielkości koniecznego sterowania konkretnych tranzystorów końcówki mocy). Drugą rolę, wymagającą współpracy ze stosownymi czujnikami, jest zabezpieczanie elementów stopnia przed nadmiernymi wartościami temperatury (overthermal), przepięciami (overvoltage) czy przeciążeniami (overcurrent), których pojawienie się powoduje wyłączenie stopnia: chwilowe (do czasu ustąpienia narażenia) lub wymagające zewnętrznego resetu mimo ustąpienia. Informacje o tym są przekazywane zwykle aż do operatora systemu.

Właściwa końcówka mocy może być zestawiona jako pojedynczy klucz tranzystorowy (ewentualnie zrównoleglony), bądź jako układ przeciwsobny (ang. push-pull lub half bridge czyli półmostek), bądź to jako pełny mostek (full bridge) – jak na rysunku 6.5.1.

Firmy produkujące elementy mocowe proponują w swych katalogach „typoszeregi” kompletnych rozwiązań (wraz z układami sterującymi, kontrolującymi i zasilaniem) dla różnych poziomów mocy wyjściowych i różnych częstotliwości pracy tak, że na ogół udaje się znaleźć pasujące do projektowych

potrzeb rozwiązanie. Przy wyborze warto jednak pamiętać o podstawowych właściwościach poszczególnych konfiguracji. Przykłady takich właściwości to:

- Układ przeciwsoalny w przedstawionej niżej konfiguracji wymaga dwóch zasilaczy i komplementarnej pary tranzystorów mocy. Wymagania te można ominąć stosując dwa identyczne tranzystory i jeden zasilacz, niezbędna jest jednak izolacja galwaniczna wyjścia – połączenie obciążenia z wyjściem przez kondensator lub transformator (i z masą), ze wszystkimi ewentualnymi konsekwencjami. Poza tym istnieją różnice impedancji wyjściowej w dodatnich i ujemnych (względem masy) połówkach sygnałów, bowiem w jednej połówce tranzystor – klucz pracuje jako wtórnik (WK, WD), w drugiej „normalnie” (WE, WŻ). W czystocyfrowych układach może to nie mieć znaczenia, jednak przy zawitych dopasowaniach (np. we wzmacniaczach akustycznych) może być niekorzystne.
- Pełny mostek ma przewagę nad półmostkiem taką, że z dwukrotnie większej liczby tranzystorów mocy i przy tym samym napięciu zasilania uzyskuje się aż czterokrotnie większą moc wyjściową. Dzieje się tak dlatego, że amplituda przebiegu na obciążeniu wynosi $2U_{zasil}$ (a moc $P_{wyj} \sim 4 U_{zasil}^2$), zaś w półmostku tylko U_{zasil} czyli $P_{wyj} \sim U_{zasil}^2$. Istnieje jednak wada konfiguracji pełnomostkowej: nie można połączyć z masą końcówki obciążenia czyli istnieje tzw. „pływająca masa” (floating ground). Można tego uniknąć stosując zawile przesunięcie masy całego wzmacniacza (wraz ze sterowaniem jednej gałęzi odizolowanym optoizolatorem lub mniej zawile stosując transformator izolujący galwanicznie, który może pełnić także inne funkcje (np. jako element dopasowujący impedancję lub kompensujący jej składową urojoną).



Rys. 6.5.1. Konfiguracje końcówek mocy

6.6 Dopasowanie impedancyjne obciążeń wzmacniaczy mocy

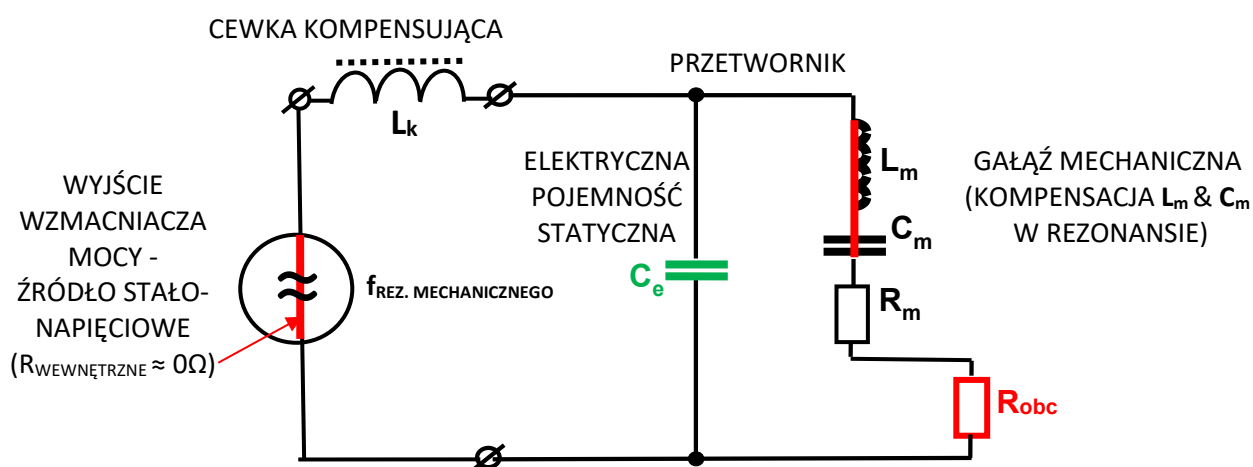
Znajomość fizycznej fenomenologii współpracy elektronicznych układów końcówek mocy z układami elektromechanicznymi, np. przetwornikami elektroakustycznymi czy odpromieniowującymi energię antenami radiowymi oraz posiadanie umiejętności projektowania, konstruowania i mierzenia efektów dopasowań nie są powszechne. Perfekcyjne opanowanie tych umiejętności jest trudne zwłaszcza przy dodatkowych warunkach, np. stosowania standardu impedancyjnego 50 ohmów dla zapewnienia wymienności obciążeń dla różnych zastosowań (np. w ultrasonografach). Ograniczeniami fizycznymi przy dużych mocach może być odporność kabli na przebicia, oporność długich żył, oporność falowa przy wysokich częstotliwościach itp. czynniki. Zagadnienia te są na tyle obszerne, że tutaj ograniczone zostaną do sytuacji przykładowej - najprostszych ale powszechnej.

Sytuacją taką jest np. dopasowywanie gotowego, obudowanego, jednoelementowego, ceramicznego przetwornika ultradźwiękowego wykonanego do drgań w wodzie, w określonym w pewnym

stopniu paśmie wokół częstotliwości swego rezonansu mechanicznego. Dopasowanie ma nastąpić do wyjścia impulsowego wzmacniacza klasy D (źródła stałonapięciowego) przez niedługi, odporny kabel (o niewielkiej oporności żyły i ekranu, niewielkiej pojemności, nie będący linią długą). Przy dopasowaniu nie uwzględnia się konieczności filtracji harmonicznego sygnału (tłumionych skutecznie w wodzie), a koniecznej w systemach emitujących w „eter”. Dalsze pomiary należy wykonywać z dołączonym docelowym kablem lub jego ekwiwalentem, bowiem pojemność i oporność kabla z punktu widzenia nadajnika sumują się z pojemnością i oporami strat przetwornika chyba, że dominującym elementem jest sam przetwornik.

By zaprojektować, wykonać i sprawdzić dopasowanie należy znać częstotliwość rezonansu mechanicznego przetwornika, jego pojemność statyczną oraz wartość rzeczywistej części impedancji, na którą składają się straty energii w kształtce i obudowie oraz wypromieniowanie energii do wody.

Schemat zastępczy (przedstawiony całkowicie jako elektryczny) projektowanego układu jest przedstawiony na rysunku 6.6.1. Należy zwrócić uwagę, że na częstotliwości rezonansu mechanicznego schemat jest uproszczony do szeregowego połączenia cewki kompensującej z kondensatorem popsytym (niskiej dobroci) z powodu zrównoleglenia opornościami strat. Ten prosty układ jest zasilany z prawie modelowego źródła stałonapięciowego. Przy takim źródle nie można myśleć o kompensacji pojemności elektrycznej cewką równoległą, bowiem powstały w ten sposób równoległy obwód rezonansowy nie może być zwierany zerową opornością źródła sygnału. Mógłby natomiast pracować z wysokooporowym źródłem stałoprądowym, jednak takie źródła w praktyce nie dają możliwości generacji sensownych mocy. Można też myśleć o dopasowaniu za pomocą czwórników LC skutecznie tłumiących harmoniczne w generowanej przez wzmacniacz klasy D fali prostokątnej, jednakże nie mogą to być układy posiadające na wejściu pojemność (jak to jest w najbardziej popularnym tzw. czwórniku $\pi 1$), lecz „izolującą”, szeregową indukcyjność (np. „podwójna Γ odwrócona”).



Rys. 6.6.1. Schemat dopasowania przetwornika ultradźwiękowego do wyjścia wzmacniacza mocy klasy D.

Pierwszą i najłatwiejszą czynnością jest pomiar wartości pojemności statycznej przetwornika.

Pomiar (lub potwierdzenie) częstotliwości rezonansu mechanicznego przetwornika jest o wiele trudniejszy i wymaga dysponowania przestrajającym generatorem sygnałowym z niskoomowym wyjściem (na ogół wystarcza 50 omów). Częstotliwość rezonansu mechanicznego można określić mierząc częstotliwość, przy której widać wyraźne wahnięcie wartości admitancji przetwornika promieniującego bez obciążenia (w powietrze). Jeśli przetwornik zasilany z niskoomowego (względem spodziewanej impedancji przetwornika) wyjścia generatora, można uważać, że przy przestrajaniu częstotliwości na kształtce panuje stała wartość napięcia $\tilde{U} = \text{const}$ (co zresztą można kontrolować). Wówczas admitancja jest wprost proporcjonalna do mierzonego prądu (dostatecznie wysokoczęstotliwościowym amperomierzem lub oscyloskopową sondą prądową) i obserwując lub rejestrując jego wartości daje się, na ogół łatwo, zauważyć zmiany oznaczające wejście w rezonans gałęzi mechanicznej przetwornika.

Znając (przynajmniej z grubsza) częstotliwość rezonansową i pojemność statyczną przetwornika, możemy łatwo obliczyć i, z większymi trudnościami, wykonać szeregową cewkę kompensującą pojemność statyczną na częstotliwości rezonansu mechanicznego. Powinna istnieć możliwość łatwego jej przestrajania, przynajmniej w granicach, jakie dają obroty rdzenia strojącego w szczelinie cewki. Cewka jest potrzebna do wyznaczenia wszystkich parametrów przetwornika, potrzebnych do właściwego połączenia z wyjściem wzmacniacza (czy wyjściami wzmacniaczy). Nie musi być cewką docelową – może być mniejsza gabarytowo (oby tylko podczas eksperymentów nie nasycił się rdzeń) bowiem w układzie pomiarowym może pracować niskomocowy generator.

Najtrudniejsze jest określenie wartości oporów strat w przetworniku i w promieniowaniu energii do ośrodka. Niezbędne do tego staje się dysponowanie odpowiednio dużym zbiornikiem wody (basenem pomiarowym), najlepiej wytłumionym, hydrofonem, generatorem impulsów typu PING z przestrajaną częstotliwością wypełnienia i czasem trwania obwiedni oraz trzema kanałami oscyloskopu – dwoma z sondami napięciowymi i jednym z sondą prądową w.cz.

W pomiarach należy stosować impulsy typu PING, dłuższe lub krótsze, aby wyeliminować możliwość interferencji sygnałów propagowanych w zbiorniku (nawet mimo nigdy nie doskonałego wytłumienia ścian).

Procedura pomiarowa jest dwuetapowa.

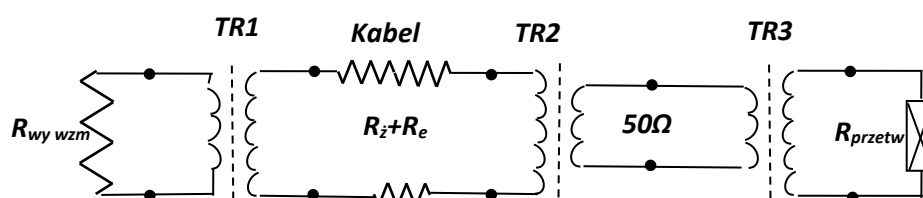
Po pierwsze, jeśli przetwornik ma rzeczywiście pracować ze swym rezonansem mechanicznym, należy lekko zmieniając częstotliwość sygnału z generatora wokół częstotliwości rezonansu mechanicznego doprowadzić do maksimum sygnału z hydrofonu na oscyloskopie.

Po drugie, strojąc delikatnie rdzeniem cewkę kompensującą doprowadzić do wyrównania fazy w kanałach sond prądowej napięciowej mierzących prąd i napięcie przy wyjściu generatora. Oznacza to, że przetwornik (ewentualnie wraz z kablem) został skompensowany. Z punktu widzenia generatora przedstawia sobą czystą oporność, równą oczywiście ilorazowi mierzonego napięcia i prądu.

By ocenić, jaka jest wartość samej oporności odpowiedzialnej za promieniowanie do ośrodka od uzyskanej wartości należy odjąć oporność kabla i oporność zmierzoną na wyjściu generatora po wyjęciu przetwornika z wody (w powietrzu – praktycznie nieobciążonego ośrodkiem).

Znając wartość „czystej” oporności związanej z promieniowaniem oraz wymaganą moc promieniowaną można łatwo zaprojektować wyjściowe parametry nadajnika czyli napięcie zasilania pobierane z zasilaczy o dostatecznej wydajności prądowej. Jeśli okażą się kłopotliwe do realizacji (np. za duże napięcie dla wyjściowych tranzystorów) trzeba zastosować odpowiednie zabiegi - np. wprowadzić transformator, stosując przy tym obszerną wiedzę o jego projektowaniu. Podobnie daje się zaprojektować i wykonać cewkę kompensującą dostatecznie dużą by nie następowało nasycanie rdzenia przy generowaniu wymaganej mocy.

Jeśli sprawę komplikuje coś dodatkowo – np. wymóg standardowego, 50 omowego wyjścia z nadajnika czy zbyt znaczna oporność kabla – może okazać się, że konieczne jest skomplikowanie obwodów dopasowujących, np. aż do zastosowania trzech (!) transformatorów – jak na rysunku 6.6.2.



Rys. 6.6.2. Dopasowanie z trzema transformatorami – najtrudniejsza sytuacja dopasowania rezystancji przetwornika R_{przetw} do standardu 50ohm (TR3), dalej standardu 50omów do długiego i wysokoooporowego (oporność żyły R_z i ekranu R_e) kabla (TR2) oraz, w końcu, do oporności wyjściowej wzmacniacza nadajnika $R_{wy\ wz\ m}$ (TR1).

Jeśli przetwornik, lub element matrycy, nie może pracować dokładnie na częstotliwości własnego rezonansu mechanicznego lecz trochę obok – na narzuconej częstotliwości pracy, nie można nic na to poradzić a kompensacje fazy prądu i napięcia należy przeprowadzić na tejże, narzuconej

częstotliwości. Niemniej nie należy dopuszczać znacznych odstępstw od częstotliwości rezonansu, nie tak nawet z powodu obniżenia sprawności promieniowania i czułości odbiorczej przetwornika (co ewentualnie można często kompensować podwyższając moc elektryczną i czułość odbiornika) a bardziej z powodu przeskoku częstotliwości drgań z wymuszonej do własnej (rezonansowej) po zakończeniu pobudzającego impulsu elektrycznego i przejściu przetwornika do fazy wybrzmiewania, co powoduje powstanie niekorzystnego stanu przejściowego po stronie mechanicznej, odczuwalnego jednak także w sygnale elektrycznym.

Na koniec dywagacji o dopasowaniach warto wspomnieć o ważnym czynniku: dobroci mechanicznej i elektromechanicznej w układzie nadajnik – przetwornik. Dobroć mechaniczna decyduje w dużej mierze o kształcie generowanych do ośrodka impulsów w tym także o długości strefy martwej odbioru sygnałów echa (z bezpośredniej bliskości przetwornika nadawczego), w której występuje maskowanie sygnałów echa sygnałami wybrzmiewania przetwornika po pobudzeniu impulsowym.

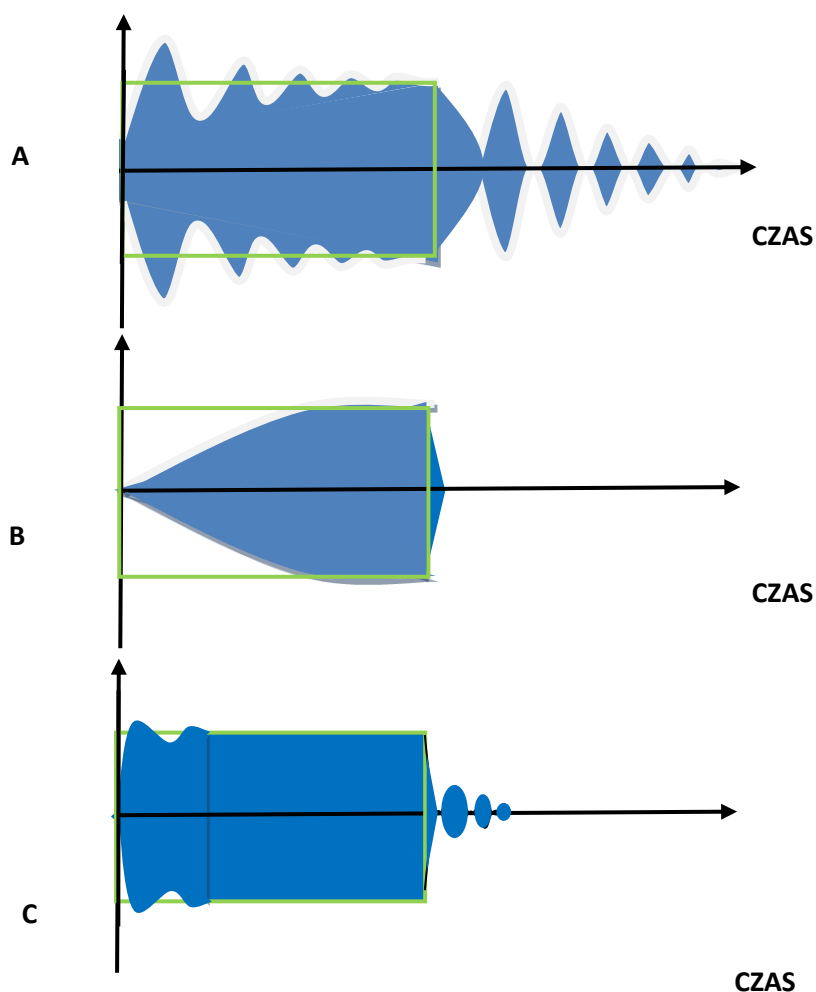
Na dobroć przetwornika w obudowie (zatem także na wartość sumy oporności strat $R_m + R_{obc}$) konstruktor przetwornika i jego obudowy może mieć pewien wpływ o tyle, że może popsuć dobroć η_{ea} np. partacząc celowo (lub niechcący) mechaniczne zamocowanie (podparcie) kształtki czy stosując niezgrabną odgradę przed przetwornikiem. Może też próbować dobroć poprawić np. stosując udane warstwy dopasowujące ceramikę do wody. Na ogół nie osiąga się zbyt spektakularnych rezultatów takich działań i można uważać, że wartość $R_m + R_{obc}$ bierze się z licznych przyczyn i nie da się jej znacząco korygować (zwłaszcza poprawiać) przez zabiegi mechaniczne. Dobroć należy też kontrolować po stronie elektrycznej, bowiem obie dobroci są sprzężone elektromechanicznie i wywierają w pewnym stopniu wzajemny wpływ. Dobroć elektryczną można zmieniać zmniejszając lub zwiększając stosunek wartości indukcyjności kompensującej do pojemności w obwodzie rezonansowym (przez włączanie dodatkowej pojemności w szereg lub równolegle do istniejącej pojemności C_e i jednocześnie zmieniając indukcyjność L_k , by zachować rezonans), zgodnie z regułą:

$$Q_e \text{ obwodu szeregowego} = 1 / \omega C r_{\text{szeregowy w obwodzie}}$$

gdzie $r_{\text{szeregowy w obwodzie}}$ jest przetransformowaną wartością oporności ($R_m + R_{obc}$) z równoległej do pojemności C_e na szeregową (przez to także w całym obwodzie).

W praktyce dobroć mechaniczna obudowanego przetwornika wynosi kilka i przy zastosowanej technologii mechanicznej trudno na nią wpływać w zasadniczy sposób (łatwiej psuć niż poprawiać). Należy ewentualnie sprawdzić, czy dobroć elektryczna jest też tego rzędu, co oznacza ograniczony sens ostrych interwencji, zwłaszcza że np. mogą wymagać stosowania wysokonapięciowych, dużych i drogich kondensatorów.

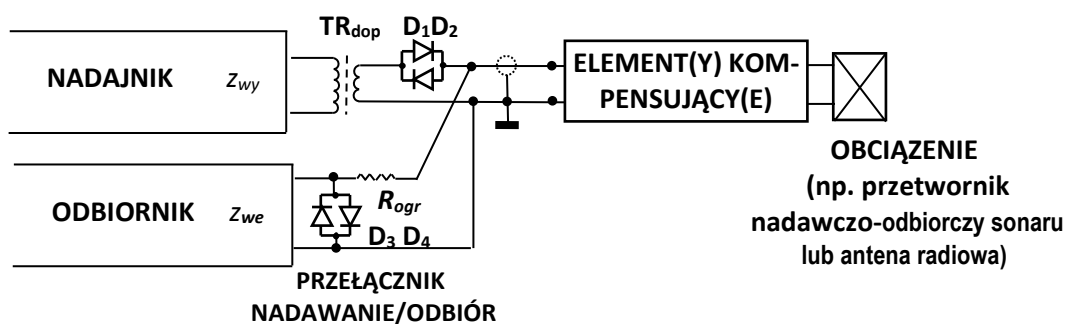
Kształty impulsów nadawanych przy różnych dobrociach elektromechanicznych dopasowania i przetwornika pokazane są na rys. 6.6.3.



Rys. 6.6.3. Obwiednie impulsów nadawanych przy różnych dobrociach elektromechanicznych dopasowania i odbiornika. Poprawny kształt – C.

6.7 Łączenie obciążenia do wzmacniacza mocy nadajnika i przedwzmacniacza odbiornika – zabezpieczenia

Na rysunku 6.7.1 przedstawiono typowy układ połączenia obciążenia (np. przetwornika nadawczo-odbiorczego sonaru lub anteny radiowej) z bezpośrednio z nim współpracującymi elementami nadajnika i odbiornika systemu.



Rys.6.7. 1. Typowy układ połączenia anteny (np. akustycznej nadawczo-odbiorczej sonaru lub radiowej) z elementami nadajnika i odbiornika.

6.7.1 Przetątnik nadawanie/odbiór

Przetątnik nadawanie odbiór w przedstawionej, najbardziej popularnej wersji, jest ograniczeniem napięcia zabezpieczającym układ wejściowy odbiornika przed uszkodzeniem („przebiciem”) podczas nadawania wysokonapięciowego impulsu sondującego. Jeżeli diody D_3 i D_4 są dostatecznie szybkie, na wejściu odbiornika może pokazać się co najwyżej napięcie o amplitudzie równej ułamkowi wolta czyli napięcie na diodach, gdy te zaczynają przewodzić („zapalają się”).

Opornik R_{ogr} po pierwsze musi chronić diody D_3 i D_4 przed przebicciem i ewentualnym przegrzaniem. Jego minimalna wartość musi wynosić:

$$R_{ogr \min} = U_{imp \ nad \ pp} / 2I_{D \ imp \ max}$$

gdzie $U_{imp \ nad \ pp}$ jest wartością międzyszczytową maksimum napięcia impulsu nadawanego, mierzonych przed elementami kompensującymi (początkowego przepięcia impulsu, napięcia na nieobciążonym wodą, choćby niechcący, przetworniku itp.), zaś $I_{D \ imp \ max}$ jest katalogową wartością maksymalnego prądu jaki znosi dioda przy pobudzeniu impulsowym.

Prąd ten jest zwykle około 10 razy większy niż przy pobudzeniu ciągłym, jednak należy uważać, by nie przekroczyć wymogów katalogowych co do dostatecznej krótkotrwałości i rzadkości powtarzania impulsów (by złącze diody nie uległo przegrzaniu). Poza tym, przy wyborze diód należy mieć na względzie to, że ich wytrzymałość prądowa stoi na ogół w opozycji z szybkością działania.

Jeżeli napięcia impulsów są bardzo wysokie (mogą być kilowoltowe), należy też zadbać o wykluczenie ewentualnych przebić na małogabarytowym oporniku.

Dobrze jest, by wartość opornika ograniczającego była rzeczywiście minimalna gdyż:

- tworzy on z impedancją (praktycznie – opornością) wejściową z_{we} odbiornika niekorzystny dzielnik sygnałów odbieranych;
- jest źródłem szumów na wejściu odbiornika, tym silniejszym, im wyższa jego oporność.

Zbytne podwyższanie oporności wejściowej z_{we} odbiornika w celu poprawy stosunku podziału odbieranych sygnałów jest natomiast niekorzystne ze względu na występujące w konsekwencji zmniejszenie odporności wejścia odbiornika na wszelkie zakłócenia.

Zamiast stosowania rzeczywistej oporności R_{ogr} ograniczenie prądu można uzyskać używając dostatecznie wysokonapięciowego kondensatora o reaktancji równej rezystancji opornika. Należy jednak pamiętać o możliwym w takim układzie niekontrolowanym przesuwaniu faz sygnałów, co może nieść jakieś konsekwencje zwłaszcza przy stosowaniu sygnałów szerokopasmowych lub odbiorników wielokanałowych.

Przy rozdziale przetworników (oddzielnie nadawczy i odbiorczy) przetątnik n/o zwykle należy zachować, ze względu na przesłuchy akustyczne między przetwornikami, powodujące nadal ewentualne zagrożenie wejścia odbiornika.

Przedstawiona, możliwie najprostsza struktura przetątnika n/o, działająca bez sterowania z zewnątrz, spełnia swą rolę zadowalająco w zdecydowanej większości zastosowań. W niektórych rozwiązaniach spotyka się jednak bardziej zawite układy z unipolarnymi tranzystorami - kluczami szeregowymi, równoległymi lub obydwoma naraz, których włączanie pochodzi z układów sterujących umożliwiających włączanie tuż przed startem emisji impulsu sondującego a wyłączenie – po dostatecznym „wybrzmieniu” tego impulsu. Projektowanie takich przetątników jest oczywiście trudniejsze i bardziej złożone niż to opisano powyżej a ich działanie bardziej zawodne, co w przypadku uszkodzeń polegających na zwarcia „przebitych” elementów może kosztować zniszczenie rozległych struktur układowych wokół nich.

6.7.2 Diody izolujące tor nadawczy od odbiorczego

Diody D_1 i D_2 powinny stanowić w praktyce zwarcie dla wysokoamplitudowych impulsów z nadajnika i rozwarcie dla mizernych, odbieranych sygnałów echa, a co ważniejsze – także dla zakłóceń mogących docierać do wejścia odbiornika z końcówki nadajnika, np. indukowanych w długich kablach lub w wielkogabarytowych elementach końca toru nadawczego (w rodzaju wyjściowego

transformatora dopasowującego TR_{dop}). Skracają też znacznie strefę martwą echolokatorów, związaną z wybrzmiewaniem anteny – przetwornika po zakończeniu nadawania impulsu sondującego, odcinając wybrzmiewanie, gdy jego amplituda spadnie poniżej napięcia przewodzenia diód czyli ułamka wolta.

Przy wyborze tych diód należy zwracać uwagę na ich wytrzymałość napięciową (amplituda impulsów nadawanych), prądową (impulsową - jeśli jest znana, a impulsy z nadajnika dostatecznie rzadkie i krótkie), dostateczną szybkość i właściwości szumowe w stanie zatkania (w praktyce - diody krzemowe, jeśli trzeba szybkie – Schotky’ego).

7 PŁYTKI Z OBWODAMI DRUKOWANYMI (PCB)

Technologia mocowania i łączenia elementów elektronicznych na płytkach z obwodami drukowanymi (Printed Circuits Boards PCB) jest obecnie prawie wyłączna i przez swe rozpowszechnienie obsługiwana na wszelkie sposoby – od sprzedaży zestawów do amatorskiego, samodzielnego wykonywania PCB po bardzo zaawansowane oprogramowania służące do projektowania schematów ideowych i – na ich podstawie - płytek z kilkoma nawet warstwami ścieżek i punktów lutowniczych oraz warstwami ochronnymi, sitodrukami oznakowań itp, po to by wyspecjalizowane firmy produkowały zaprojektowane PCB w profesjonalnych technologiach.

Podobnie jak inżynier architekt, mechanik czy budowniczy musi w zasadzie mieć opanowane posługiwanie się odpowiednią dla swego zawodu grupą oprogramowania projektowego tak inżynierowie elektronicy parający się lub zamierzający się parać projektowaniem hardware’u muszą zgrabnie poruszać się w gąszczu proponowanych oprogramowań akceptowanych przez potencjalnych wytwórców płytek.

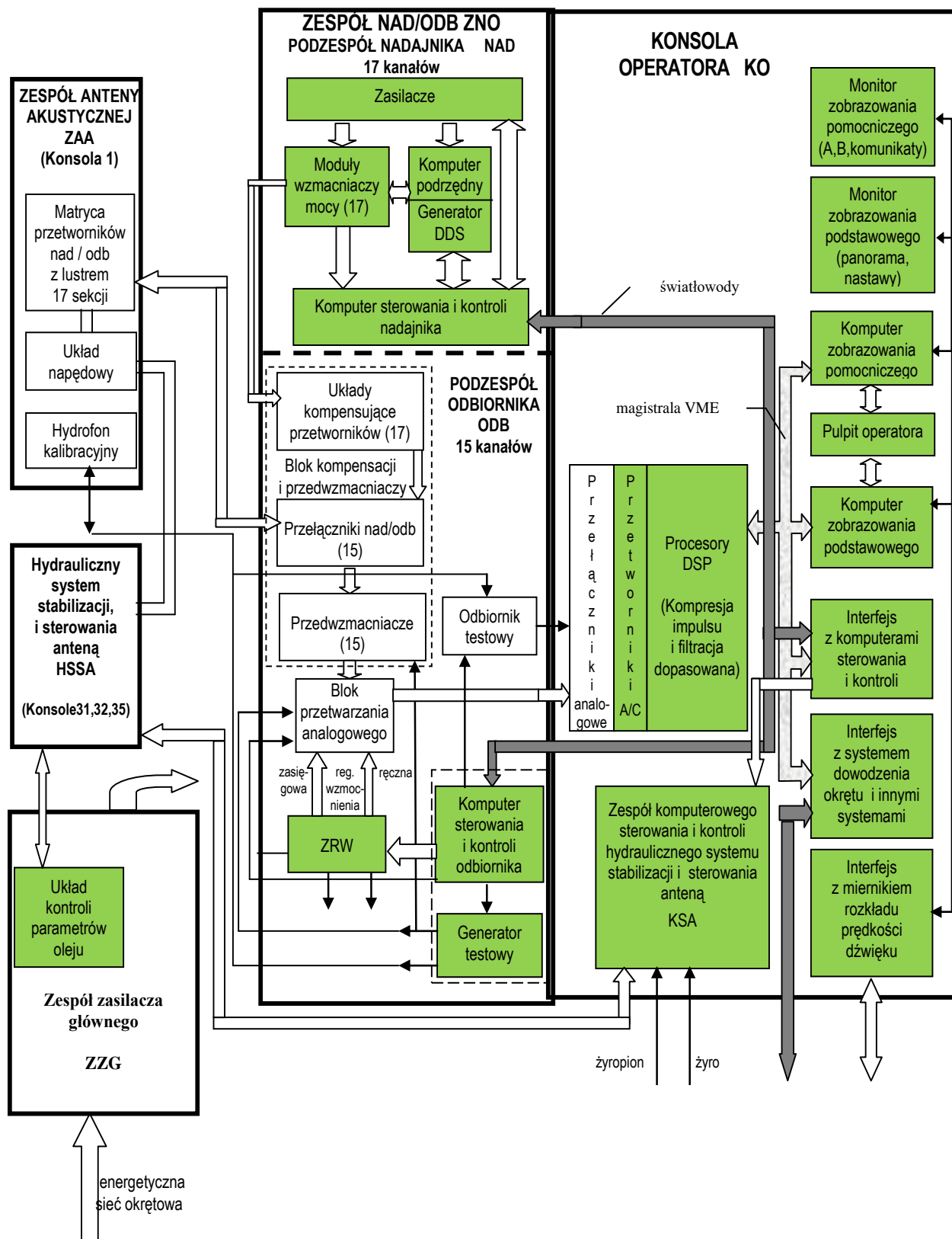
Istnieje wiele materiałów pomocniczych traktujących obszernie o technologii PCB i opanowaniu programów do projektowania. Obecnie jest np. łatwo dostępna książeczka Shawna Wallace’a „Płytki drukowane (PCB) Nauka i projekty od podstaw” wydana przez Helion SA, traktująca o podstawach popularnego i akceptowanego zbioru oprogramowania EAGLE (Easily Applicable Graphical Layout Edition) pozwalająca, po odpowiednich ćwiczeniach, nabyć umiejętności nie przynoszące wstydu świeżemu adeptowi sztuki projektowania płytek.

Na ogół przyjąć można, że standardowe procedury programowe kończą się sukcesem przy projektowaniu niewysilonych obwodów cyfrowych. Do rozbudowanych projektów, zwłaszcza analogowo – cyfrowych, doświadczony projektant wnosi jednak często, prócz standardowych wyników bezdusznego programowania, wiele - zbawiennych niekiedy dla sukcesu projektu – własnych, wynikających np. z głębokiej wiedzy i/lub doświadczeń elementów, w rodzaju antyzakłóceńowego czy antywzbudzeniowego wzajemnego rozmieszczenia elementów, pogrubień czy zbliżeń ekranujących ścieżek masywowych (lub wręcz przeciwnie - dla zmniejszenia szkodliwych pojemności) itp.

8 PODSUMOWANIE

Do podsumowania zawartych powyżej dywagacji nadaje się schemat blokowy klasycznego systemu zawierającego liczne wbudowane procesory otoczone układami analogowymi. Jest to schemat czołowego, podkilowego sonaru do wykrywania niewielkich obiektów dennych i pelagicznych. Kółkiem zaznaczone są układy zawierające procesory cyfrowe (np. co może zaskakiwać - zasilacze o sterowanym napięciu wyjściowym i z zabezpieczeniami lub sterowniki w modułach właściwych wzmacniaczy mocy).

Można zapewne ten schemat potraktować jako źródło poglądu o proporcjach w rzeczywistym systemie między „czystymi” cyfrowymi procesorami i układami kontaktującymi się z otaczającym, analogowym środowiskiem.



Rys. 8.1. Schemat czołowego, podkilkowego sonaru do wykrywania niewielkich obiektów dennych i pelagicznych. Zielonym kolorem zaznaczono układy zawierające wbudowane procesory cyfrowe.

9 ZAŁĄCZNIK:

Miary logarytmiczne. Decybele.

W połowie XIX wieku niemiecki fizjolog Ernst Heinrich Weber sformułował twierdzenie mówiące o tym, że zmysły człowieka reagują przyrostem wrażenia ΔW proporcjonalnym (stała doświadczalna k) do przyrostu bodźca ΔB ale w stosunku do bodźca B istniejącego wcześniej. To niby oczywiste prawo w dużej mierze (nie do końca dokładnie) sprawdziło się przy obiektywnych badaniach ludzkich zmysłów pobudzanych bodźcami fizycznie mierzalnymi, tzn. wzroku i słuchu. Należy przypuszczać, że również pozostałe zmysły reagują w ten sposób, choć nie można zmierzyć obiektywnie, technicznie np. natężenia zapachu a wydzielana adrenalina zaburza chwilowo wrażenia bólu. Prawo Webera dało się zapisać w formie:

$$\Delta W = (k \cdot \Delta B) / B \quad (10.1)$$

którą po dwudziestu latach zcałkował Fechner i, po lekkich zawirowaniach dotyczących stałej całkowania, zapisuje się je dzisiaj jako prawo Webera-Fechnera:

$$W = k \cdot \ln B \quad (10.2)$$

z którym bezpośrednio związana jest używana długo, zwłaszcza w telekomunikacji przewodowej, jednostka Neper [Np] nazwana tak na cześć Szkota Johna Napiera – po zlatynizowaniu Nepera – który stworzył podstawy logarytmowania). Stworzeniem jednostki [Np] prawo to zostało zaadaptowane w technice, zwłaszcza po zdefiniowaniu wygodniejszej (a różniącej się tylko współczynnikiem) jednostki zawierającej w sobie logarytm dziesiętny ($\ln x = 2,3 \log x$) czyli decybela [dB]. Na początek, na cześć twórcy telefonii A.G. Bella zdefiniowano dość potężną jednostkę Bel: $K[B] = 100 \log (P/P_o)$ w której pod logarytmem tkwi stosunek mocy lub wielkości z nią powiązanych a indeks o oznacza wielkość do której odnosi się mierzoną wielkość z mianownika. W praktyce używana jest zgrabniejsza, 10x mniejsza jednostka **decybel [dB]**:

$$K [dB] = 10 \log (P [W] / P_o[W]) = 10 \log (P/P_o) \quad (10.3)$$

Dla porządku zapiszmy wyraźnie proste, proporcjonalne związki nepera (choć mało dziś stosowanego) z decybelem:

$$1Np \approx 8,7dB \quad a \quad 1dB \approx 0,115Np \quad (10.4)$$

Zgrabność decybela polega na tym, że z jednej strony rzadko trzeba używać ułamków (w popularnych sytuacjach, np. gdy coś jest większe 2x od odniesienia i $\log 2 \approx 0,3$ ale współczynnik 10 powoduje, że jest większe o 3dB) a z drugiej strony w zasadzie wystarczy zapamiętać ile jest $\log 2$ a ile $\log 3$ a także parę własności działań na logarytmach, by w pamięci z grubsza obliczać wszystkie decybele. Z trzeciej zaś strony – przy wielkiej dynamice opisywanych decybelami zjawisk liczby decybela korespondują dość sensownie z weberowsko – fechnerowskimi odczuciami. Możemy sobie bowiem wyobrazić nasze sensowne reakcje na coś, co odczuwamy, że zmienia się np. 100 czy 140 razy i to już oznacza „dużo”, ale nie na zmiany 10 milionów razy (cyfra w zasadzie w tym miejscu nie do wyobrażenia), a z taką dynamiką bodźców, w mierze liniowej, muszą radzić sobie nasze biedne zmysły. Wzrok - od światła świecy z kilometra w przejrzystym powietrzu (0dB) po słońce, niechby choć trochę zamglone, by dało się na nie rzucić okiem bez przykrych konsekwencji (140dB). Słuch - komar nad niepluszczącym jeziorem (0dB) i ryk startującego blisko odrzutowca (140dB – tzw. słyszenie bolesne).

I równie biedne jak nasze zmysły, są przetworniki takich wielkości fizycznych na sygnały elektryczne oraz biedne dalsze układy elektroniczne nie radzące sobie, mówiąc otwarcie, z taką dynamiką. I nie ma co się dziwić, bo zmysły mały wiele czasu na dopracowanie swych działań, a elektronicy tylko kilkadziesiąt lat. Świętym obowiązkiem konstruktorów odbiorców są więc starania o jak wcześniejsze ograniczenie dynamiki w strukturach torów odbiorczych np. przez ściągnięcie z natury pomysłu wzmacniaczy logarytmicznych lub przez dalej opisaną zasięgową regulację wzmocnienia w torach. Można się też ewentualnie załamać i dopuszczać do zatykania i nasycania układów nazywając to delikatnie nieliniowym ograniczaniem dynamiki.

Warto zwrócić uwagę na nomenklaturę: dowolna **wielkość w mierze liniowej** (np. natężenie) w mierze decybelowej staje się **poziomem tej wielkości** (np. poziomem natężenia).

Jak pokazuje definicyjny wzór (2.6.3) skala decybelowa jest pomyślana w zasadzie dla wielkości związanych liniowo z fundamentalną wielkością fizyczną - mocą. Są to np. natężenie pola jakiegokolwiek (gęstość mocy), moc elektryczna czy akustyczna a do obliczania decybeli jest konieczne potrzebna znajomość wielkości odniesienia (np. 1W czy 1W/m²). Operacja liczenia decybeli nieco się zmienia, gdy mierzymy wielkość M , która dopiero po podniesieniu do kwadratu jest proporcjonalna przez k do mocy lub gęstości mocy – natężenia. Może to być napięcie ($P = U^2/R$) czy natężenie prądu ($P = I^2R$) lub też ciśnienie akustyczne p_a . Wówczas (z własności działań na logarytmach):

$$K[dB] = 10 \log (kM^2/kM_o^2) = 20 \log (M/M_o) \quad (10.5)$$

i liczba decybeli nie zmienia się w stosunku do logarytmowania mocy wg 10.3.

Nie ma w zasadzie przeszkód, by skala decybelowa mogła być stosowana do wszelkich jednostek fizycznych – np. czasu, prędkości, pieniędzy itp. Nie mówi się jednak: mam 35,5637dB czasu a mówi się: mam godzinę czasu ($10 \log [3600s/1s] =$ właśnie 35,5637) tak, jak nie mówi się: mam 30dB dolarów (1000\$), czy: biegnę z prędkością 10dB (10m/s – będąc prawie mistrzem świata). Oblicza się jednak np. decybele powierzchni odbijającej falę w odniesieniu do 1m² (w porządną, kontynentalną Europie z systemem SI) lub do 1yarda², stopy² lub cala² (w mniej zasadniczych co do standardów krajach). Takie obliczenia są jednakże powiązane z mocą, bowiem zwiększenie tej powierzchni oznacza możliwość zmniejszenia mocy impulsu sondującego sonaru bez pogorszenia warunków wykrywania celu. Podobnie jest z innymi wielkościami tworzącymi tzw. równanie zasięgu systemu telekomunikacyjnego (niekoniecznie sonaru).

Bardzo ważne przy stosowaniu zapisów decybelowych jest **upewnienie użytkownika o poziomie odniesienia** zastosowanego w zapisie. Liczba decybeli może różnić się nawet o 120 (np. przy opisie poziomu źródła sonaru) jeśli za poziom odniesienia przyjąć 1μPa zamiast 1Pa. Producenci sonaru przemycają niby niezgodną jednostkę 1μPa, bowiem sonar mający poziom źródła np. 180dB jest znacznie poważniejszy (może przez to droższy?) od mizeroty z poziomem 60dB. Przy zapisach mogących budzić wątpliwości powinno się podawać wyraźną informację o zastosowanym odniesieniu i przyjęła się w tej sprawie forma, np.

SL = 180 dBI_{Re1μPa} - Re to skrót łacińskiego in reference (w odniesieniu).