

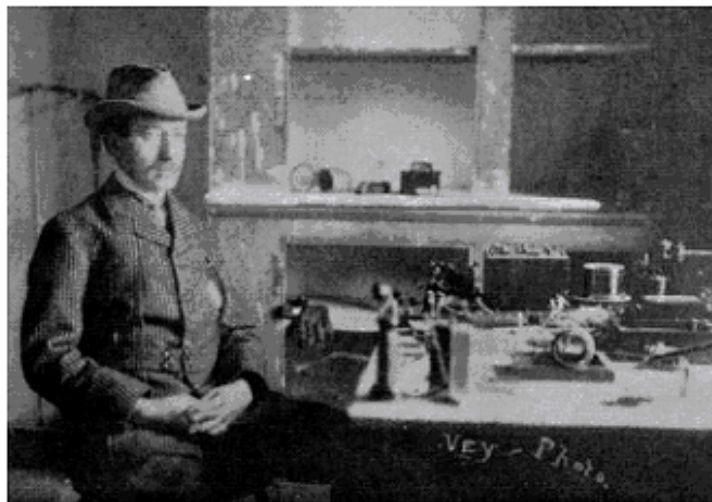
ODBIORNIKI RADIOWE – ANALOGOWE I CYFROWE

(zasada działania, budowa, obsługa, pomiary, normy)

Opracował mgr inż. Andrzej Poćwiardowski

Uwaga: niniejsze opracowanie może być wykorzystane **wyłącznie do użytku wewnętrznego Zespołu Szkół Łączności w Gdańsku**. (W opracowaniu wykorzystano m.in. materiały z <http://zgtk.elektroda.net>)

1. Wstęp



Marconi at Signal Hill, St John's, Newfoundland, from *Scientific American*

Rys. 1 Guglielmo Marconi

Guglielmo Marconi (1874-1937) – włoski fizyk i konstruktor, laureat Nagrody Nobla z dziedziny fizyki w roku 1909 za wkład w rozwój telegrafii bezprzewodowej.

W latach 1895-1897 pracował nad skonstruowaniem radia. Wraz z takimi sławami jak Ørsted, Faraday, Hertz, Tesla, Popow, Edison jest uznawany za ojca radia. W roku 1897 zorganizował pokaz dla rządu włoskiego, przesyłając sygnał z portu w La Spezia na oddalony o 19 km okręt. W roku 1909 otrzymał wraz z Karlem Braunem nagrodę Nobla w dziedzinie fizyki za rozwój telegrafii bez drutu. (Źródło: wikipedia)

Odbiornikiem radiowym (zwanym potocznie - radiem, a bardziej precyzyjnie – odbiornikiem radiofonicznym) nazywamy urządzenie elektroniczne przeznaczone do odbioru fal radiowych zmodulowanych sygnałem dźwiękowym (mowa, muzyka), wysyłanych przez anteny nadajników radiowych tzw. *radiofonii rozsiewczej*.

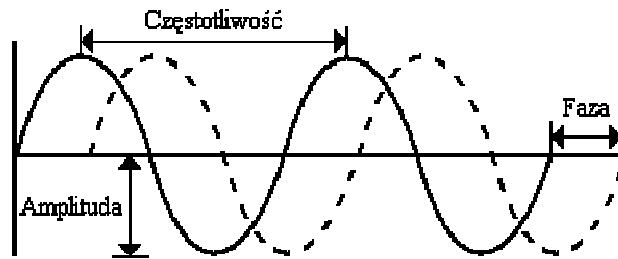
Pierwsze odbiorniki radiofoniczne były dostosowane wyłącznie do odbioru fal radiowych zmodulowanych amplitudowo (**AM – Amplitude Modulation**).

2. Modulacja i demodulacja – powtórzenie (skrót i podstawowe terminy)

Amplituda to wysokość (wartość maksymalna), której odpowiada wartość na osi y. Ta wartość określa np. głośność fali dźwiękowej.

Częstotliwość to w przybliżeniu szybkość powtarzania się przebiegu fali na osi x. Ta wartość określa np. wysokość fali dźwiękowej.

Faza sinusoidy może być brana pod uwagę wówczas jeśli porównujemy ją z inną sinusoidą o **takiej samej częstotliwości oraz amplitudzie**. Określa ona wielkość przesunięcia (na osi x) pomiędzy obydwoma sinusoidami.



Rys. 2 Podstawowe parametry sinusoidy

Podstawowym zadaniem modulacji jest polepszenie jakości sygnału odtworzonego po stronie odbiorczej, umożliwienie odseparowania kilku sygnałów lub umożliwienie przesyłania sygnału kanałami o parametrach gorszych, niż wymagane.

Modulacja analogowa. Mamy z nią do czynienia wtedy, kiedy określony parametr (amplituda, częstotliwość lub faza) przebiegu modulowanej fali nośnej (w.cz.) ulega zmianom zgodnie ze zmianami wartości amplitudy modulującego sygnału wejściowego (m.cz.).

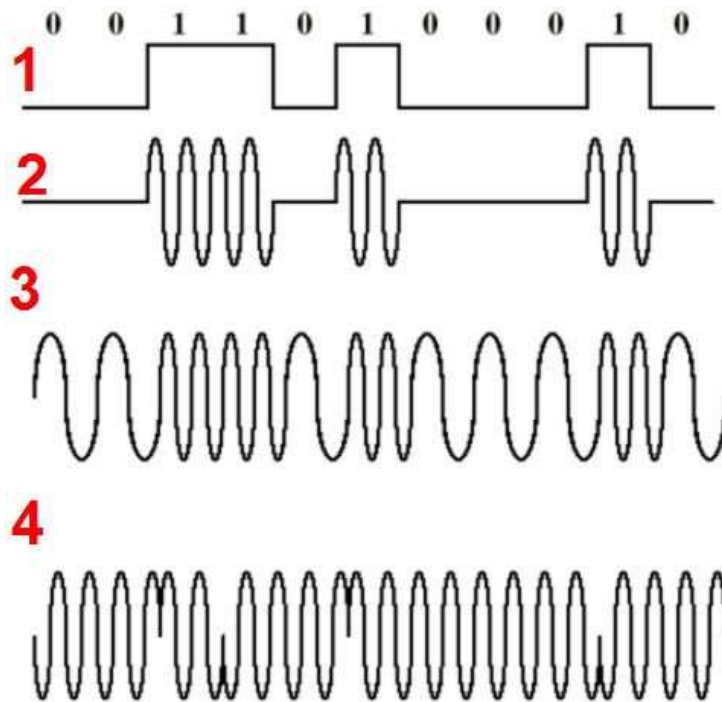
Modulacja cyfrowa jest jedną z metod zamiany prostokątnego sygnału strumienia cyfrowego na sinusoidalną falę nośną transmitowaną w naturalnym paśmie akustycznym linii komunikacyjnej. Dokonuje się tego poprzez przekształcenie sygnału przesyłanego do postaci, której widmo mieściłoby się w paśmie przenoszenia kanału (**pasmo zajmowane przez sygnał analogowy jest węższe niż pasmo wymagane dla sygnału cyfrowego!**).

Przez zmianę wartości jednego z trzech parametrów opisujących sinusoidę fali nośnej (A - amplitudy, F - częstotliwości oraz P - fazy sygnału nośnej) uzyskuje się odpowiednio trzy typy modulacji:

- **Modulacja amplitudy AM (Amplitude Modulation)** – dla sygnałów analogowych, wielkość amplitudy przebiegu fali nośnej ulega zmianom zgodnie ze zmianami wartości amplitudy sygnału wejściowego.
Podczas modulacji **sygnałów cyfrowych** przełączanie dokonuje się między dwoma poziomami amplitudy, a ten sposób modulacji nazywa się kluczowaniem amplitudy **ASK (Amplitude Shift Keying)**.
- **Modulacja częstotliwości FM (Frequency Modulation)** – wartość częstotliwości ulega zmianom zgodnie ze zmianami wartości amplitudy sygnału wejściowego. Modulację częstotliwości stosowaną do transmisji **cyfrowych** nazwano kluczowaniem częstotliwości **FSK (Frequency Shift Keying)**. W najprostszym przypadku są używane tylko dwie częstotliwości: f_L (*low*) — zwykle do przedstawienia stanu logicznej „jedynek” oraz f_H (*high*) — przy interpretacji stanu „zera” sygnału wejściowego poddawanego modulacji.
- **Modulacja fazy PM (Phase Modulation)** - polega na zmianie fazy sygnału nośnego zgodnie z ze zmianami wartości amplitudy sygnału wejściowego – np. sygnału cyfrowego. Do modulacji przebiegów cyfrowych stosuje się modulację z kluczowaniem fazy **PSK (Phase Shift Keying)**. Na przykład jeśli fala biegnie w danej chwili ku dołowi, a sygnał cyfrowy ulegnie zmianie, kierunek przebiegu zmieniający jest tak, że biegnie on ku górze.

Aby uniknąć problemów z określeniem fazy w odbiorniku, często stosuje się metodę, w której zmiana fazy o 180° odpowiada logicznej 1, a brak zmiany fazy oznacza 0. Jest to tzw. kluczowanie różnicowe z przesunięciem fazy (**Differential PSK - DPSK**).

Oprócz dwustanowych modulacji szeroko rozpowszechnione są też wielowartościowe odmiany modulacji PSK. Przykładem jest **modulacja** kwadraturowa QPSK (Quadrature PSK). W przypadku QPSK faza sygnału może przyjmować 4 wartości przesunięte o 90° . W modulacji 8-PSK występuje 8 wartości fazy sygnału zmodulowanego.



- 1 – modulujący sygnał cyfrowy
- 2 – zmodulowany ASK (kluczowanie amplitudy)
- 3 – zmodulowany FSK (kluczowanie częstotliwości)
- 4 – zmodulowany PSK (kluczowanie fazy)

Rys.3 Przebiegi modulacji cyfrowej

Jak widać na wykresie, sygnały PSK i FSK wyróżniają się stałą amplitudą chwilową (mają one stałą obwiednię), niezależną od sygnału modulującego. Cecha ta czyni je odpornymi na nieliniowości amplitudy. Ta właściwość jest bardzo przydatna podczas transmisji sygnału przez mikrofalowe linie radiowe oraz kanały satelitarne, w których (na skutek nieliniowości kanału) występują zmiany amplitudy transmitowanego sygnału. Z tego powodu modulacje PSK i FSK są preferowane w praktyce przed ASK w cyfrowej transmisji sygnałów w kanałach nieliniowych.

Modulacja PCM.

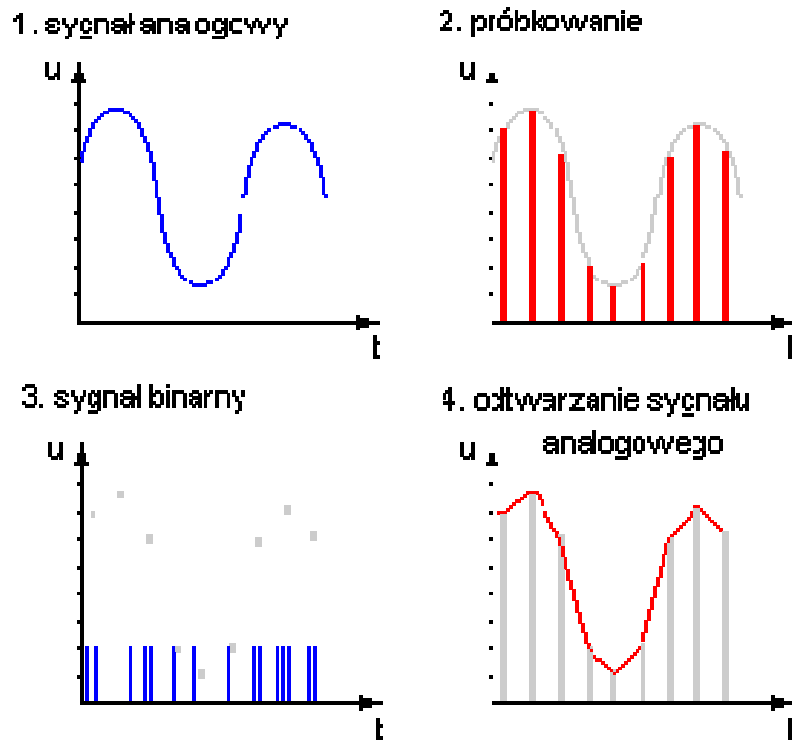
Modulację impulsowo - kodową (PCM - ang. Pulse Code Modulation) stworzono z myślą o konwersji analogowych sygnałów ciągłych na postać cyfrową. Proces kodowania przebiega w trzech etapach – próbkowanie, kwantyzacja i kodowanie.

W pierwszym etapie przebieg analogowy poddaje się **próbkowaniu**, czyli określaniu chwilowych wartości sygnału. Od częstotliwości próbkowania zależy wierność późniejszego odtwarzania sygnału oryginalnego. Przyjmuje się że częstotliwość próbkowania powinna być co najmniej dwukrotnie większa od maksymalnej częstotliwości sygnału próbkowanego.

Dalej następuje **kwantyzacja**. Wartości kolejnych próbek (analogowe) przypisuje się do ustalonych (skwantowanych) wartości, których gęstość (liczba) zależy od założonej liczby bitów.

Następnie każdą skwantowaną próbkę zamienia się na postać dwójkową przy pomocy konwertera analogowo – cyfrowego - **kodowanie**. Tu o dokładności odwzorowania próbki decyduje ilość bitów, użytych do jej zakodowania. Wartość chwilowa sygnału jest reprezentowana przy pomocy n-bitowego słowa kodowego, którego wartości odpowiadają wybranym przedziałom kwantyzacji sygnału.

Przy odtwarzaniu konwerter cyfrowo - analogowy odtwarza sygnał w postaci skwantowanej. Do wygładzenia obwiedni służy filtr całkujący.



Rys. 5

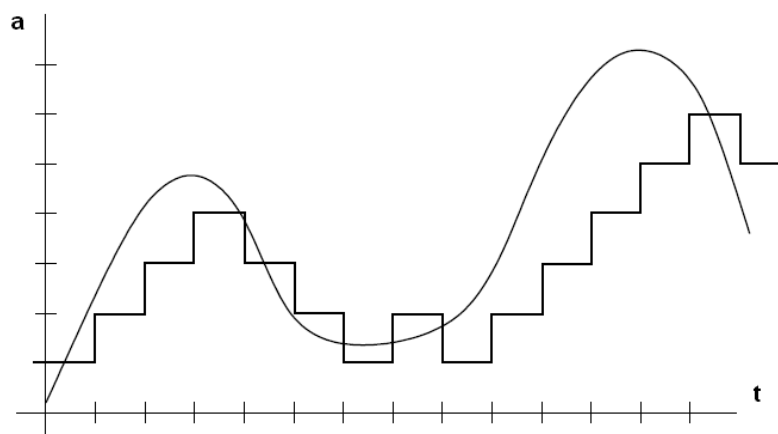
Sygnał binarny PCM podlega zniekształceniom w znacznie mniejszym stopniu niż analogowy. Łatwiej jest także zminimalizować skutki zakłóceń. Np. stosuje się przeplot próbek, czyli cykliczną zamianę ich kolejności według określonego wzorca, co zabezpiecza przed utratą kilku próbek pod rząd.

Łatwo zauważyć, że sygnał PCM ma znacznie wyższą częstotliwość niż pierwotny sygnał analogowy, co wymaga zapewnienia mu szerszego pasma przenoszenia. Dlatego transmisja cyfrowa wymaga stosowania linii przesyłowych koncentrycznych lub światłowodowych.

Przy cyfrowej łączności radiowej w miarę możliwości używa się emisji "oszczędzających" pasmo: np. jednowstęgowych z wytłumioną falą nośną. Tak właśnie jest w przypadku telefonii komórkowej, łączności radioliniowej i satelitarnej.

Modulacja PCM (ang. Pulse Code Modulation) jest najpopularniejszą metodą reprezentacji sygnału analogowego w systemach cyfrowych. Jej zastosowanie jest widoczne w telekomunikacji, w zapisie płyt CD-Audio, w cyfrowej obróbce sygnału, w przetwarzaniu obrazów oraz w wielu innych zastosowaniach przemysłowych.

Modulacja DPCM (*delta* – ADPCM)



Rys. 6

Inną techniką reprezentacji sygnału analogowego jest różnicowa modulacja kodowo-impulsowa (ang. **DPCM** – Differential Pulse Code Modulation) opiera się ona na zasadach kodowania sygnału zastosowanych w modulacji PCM.

Różnica pomiędzy tymi dwoma technikami modulacji polega na tym, że nadajnik DPCM próbuje otrzymać sygnał, a następnie koduje jedynie różnicę pomiędzy próbkami. Jeśli częstotliwość próbkowania wzrasta, zmiany pomiędzy kolejnymi próbkami są małe, dzięki czemu długość słowa kodowego może ulec zmniejszeniu, np. do tylko jednego znaku binarnego. Taka technika kodowania jest stosowana w tzw. modulacji **delta**, w której wejściowy sygnał informacyjny zostaje poddany próbkowaniu z częstotliwością znacznie większą od częstotliwości Nyquista, czyli dochodzi do tzw. nadpróbkowania.

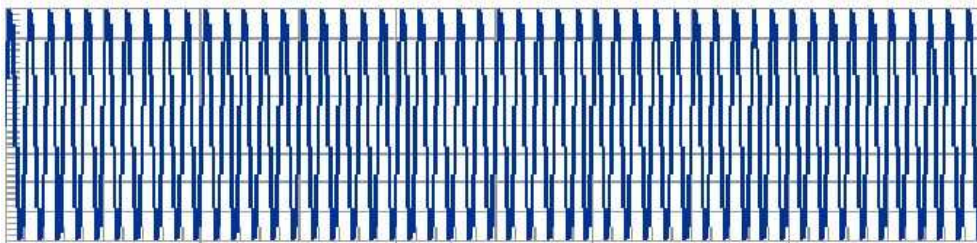
Dzięki takiemu podejściu do procesu próbkowania znacznie **uproszczony** został proces modulacji/demodulacji, jak również wymaga on **mniejszej szerokości pasma** do przesyłania informacji.

Demodulacja

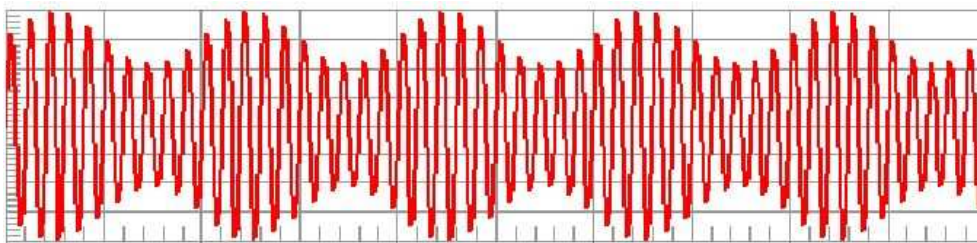
Demodulacja - jest operacją odwrotną do modulacji, będzie omówiona dalej.

Modulacja amplitudy - AM

Sygnał zmodulowany amplitudowo pokazano na rysunku poniżej.

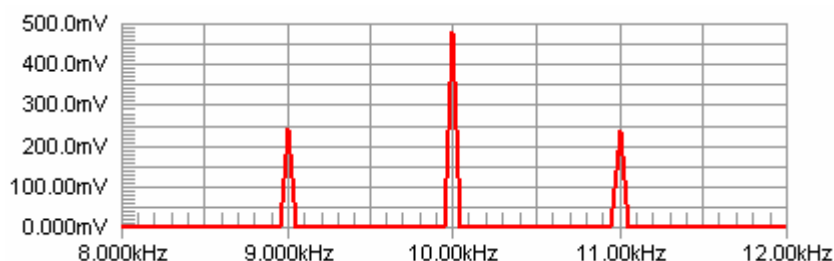


Rys. 7. Fala nośna niezmodulowana



Rys. 8. Fala nośna o częstotliwości 10 kHz zmodulowana sygnałem sinusoidalnym małej częstotliwości o częstotliwości 1 kHz

Widmo sygnału nośnego zmodulowanego amplitudowo sygnałem sinusoidalnym małej częstotliwości przedstawiono na rysunku poniżej:



Rys. 9. Widmo sygnału $F = 10$ kHz zmodulowanego amplitudowo sygnałem $f = 1$ kHz dla współczynnika głębokości modulacji $m = 1$.

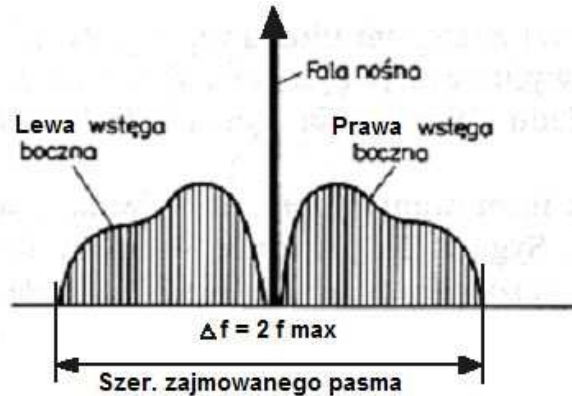
Współczynnik głębokości modulacji m wyraża się wzorem:

$$m = k \frac{U_m}{U_N}$$

gdzie U_m - amplituda sygnału modulującego małej częstotliwości, U_N – amplituda sygnału nośnego,

Jeżeli fala nośna jest modulowana sygnałem złożonym z wielu składowych o różnych częstotliwościach, w wyniku modulacji otrzymamy falę nośną z dwiema wstęgami bocznymi.

Każda wstęga boczna zawiera pełną informację o sygnale modulującym, natomiast fala nośna nie zawiera jej wcale.



Rys. 8

Moc niesiona przez sygnał zmodulowany amplitudowo wynosi:

$$P = P_N \left(1 + \frac{m^2}{2} \right),$$

gdzie P_N jest mocą przebiegu nośnego, m - wsp. głęb. modulacji.

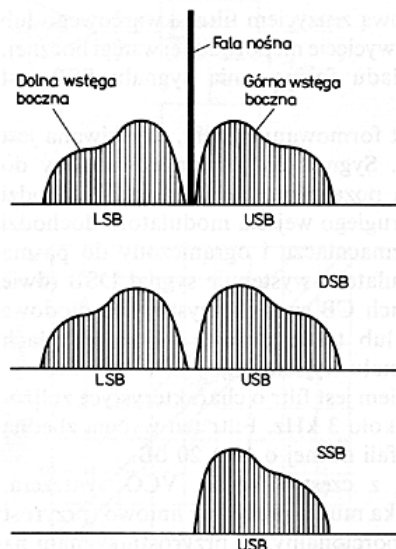
Moc użyteczna, niesiona przez prążki boczne, dla $m = 100\%$, stanowi jedynie 50% mocy wypromieniowanej przez nadajnik. Do przeniesienia pełnej informacji o sygnale modulującym wystarczyłaby moc niesiona przez jedną ze wstęg bocznych. Sprawność energetyczna modulacji amplitudowej jest więc bardzo mała.

Przykładem emisji o dużej sprawności energetycznej jest emisja **A3J (SSB - jedna wstęga boczna bez fali nośnej)**.

Modulacja jednowstęgowa (SSB)

Modulacja jednowstęgowa jest szczególnym przypadkiem modulacji amplitudy.

Polega ona na usunięciu jednej bocznej wstęgi sygnału z modulacją amplitudy i znacznym wytłumieniu (prawie do zera) fali nośnej w tym sygnale.



Rys. 4 Zasada modulacji SSB

Dla modulacji AM, przy głębokości modulacji równej 100% moc promieniowana rozdziela się następująco: 50% fala nośna i 2 razy po 25% wstęgi boczne.

Do przeniesienia pełnej informacji o sygnale modulującym wystarczyłaby moc niesiona przez jedną ze wstęg bocznych. Sprawność energetyczna modulacji amplitudowej jest więc bardzo mała.

W SSB, po wytłumieniu jednej ze wstęg bocznych i fali nośnej **oszczędzamy prawie 75% mocy**.

Zalety i wady SSB

Przy tego typu emisji nie ulega zmianie wierność przekazywanej informacji, a osiąga się w stosunku do klasycznej emisji AM wiele korzyści:

- cała moc nadajnika jest zużyta na wypromieniowanie jednej wstęgi bocznej,
- węższe pasmo częstotliwości emitowanej przez nadajnik,
- zawężenie o 50% pasma w odbiorniku, co daje na wyjściu poziom szumów mniejszy o 3[dB],
- brak fali nośnej zmniejsza zjawisko interferencji fal przy odbiorze,
- ekonomiczne zasilanie (moc promieniowana jest tylko w czasie trwania modulacji),
- mniejsza zawartość sygnałów niepożądanych i harmonicznnych wypromieniowanych przez nadajnik.

Te korzystne właściwości emisji SSB są okupione znaczną komplikacją układu.

Wyjściowy sygnał SSB jest uzyskiwany w drodze przemiany częstotliwości.

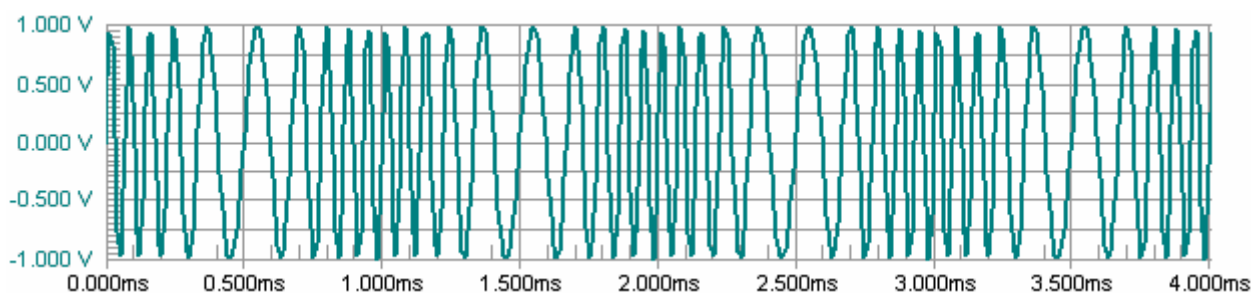
Sygnał SSB jest formowany metodą filtrową z użyciem filtra kwarcowego lub piezoceramicznego, którego zadaniem jest wycięcie niepożądanego wstęgi bocznej. Ten rodzaj emisji nie zapewnia jednak dużej wierności odtwarzania i wymaga skomplikowanych układów odbiorczych.

Modulacja częstotliwości - FM

Po opanowaniu techniki ultrakrótkofalowej została wprowadzona modulacja częstotliwości (FM - Frequency Modulation – rodzaj emisji F3), zapewniająca znacznie wierniejsze przesyłanie i odtwarzanie dźwięków o zakresie częstotliwości słyszalnych przez ucho ludzkie).

Ten rodzaj modulacji stosowany jest na zakresie UKF.

Poniżej przedstawiono przebieg sygnału nośnego zmodulowanego częstotliwościowo sygnałem sinusoidalnym małej częstotliwości.



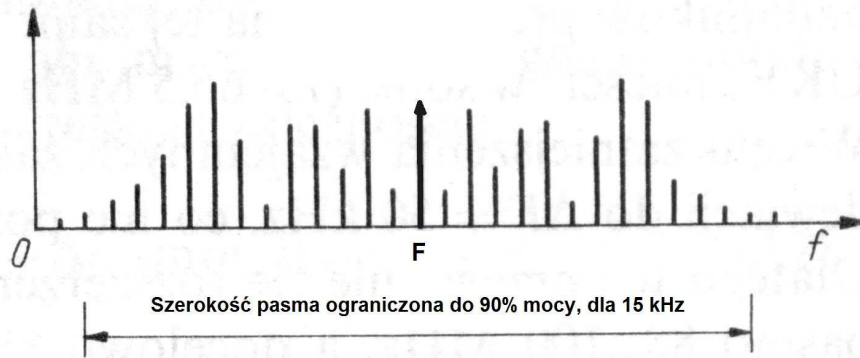
Rys. 1.6. Przebieg sygnału zmodulowanego częstotliwościowo dla $f_N = 10$ kHz, $f_m = 1$ kHz $m_f = 5$. Sygnał nośny identyczny jak dla modulacji AM.

W przypadku sygnału FM częstota nośna zmienia się w granicach $f_N \pm \Delta F$, natomiast amplituda sygnału pozostaje stała.

W sygnale zmodulowanym częstotliwościowo zarówno prążek częstotliwości nośnej jak i prążki boczne niosą informację o sygnale modulującym.

Poniżej przedstawiono widmo częstotliwości sygnału nośnego $f_N = 10$ kHz zmodulowanego częstotliwościowo sygnałem małej częstotliwości $f_m = 1$ kHz.

FM



Rys. 5. Widmo sygnału FM

Teoretycznie pasmo fali FM jest bardzo szerokie, ograniczono je do pasma zawierającego 90% mocy pierwotnej. Oznacza to ograniczenie maksymalnej przesyłanej częstotliwości modulującej m.c.z. do $f_{\max} = 15 \text{ kHz}$

Zatem szerokość pasma zajmowanego przez stację FM wynosi:

$$\Delta f = 2 \Delta F + 2 f_{\max}$$

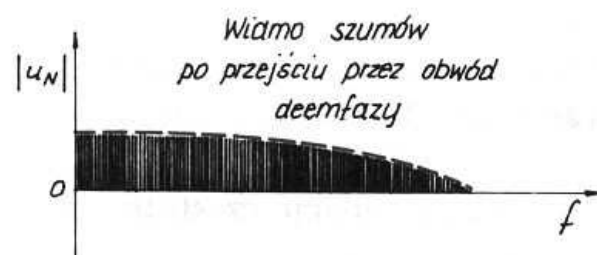
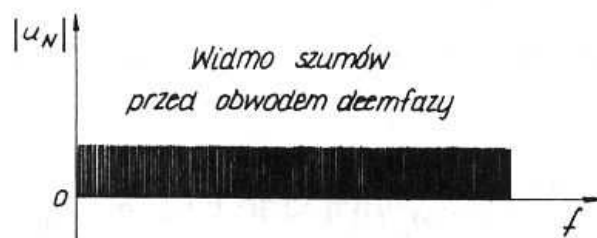
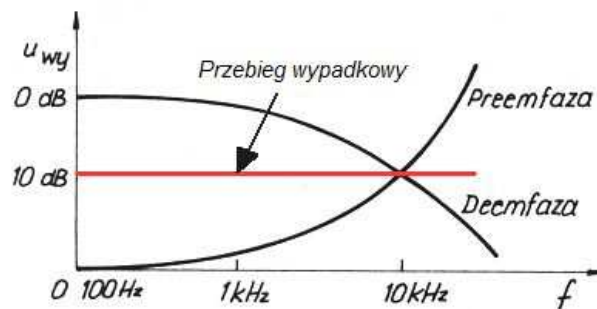
Wielkość ΔF nosi nazwę *dewiacji częstotliwości*.

Dewiacja – maksymalna chwilowa odchyłka częstotliwości nośnej od częstotliwości spoczynkowej.

W systemie emisji F3 na zakresie UKF CCIR (87,5 ÷ 108 MHz) stosuje się dewiację $D = 50 \text{ kHz}$.

Po stronie nadawczej sygnał małej częstotliwości modulujący częstotliwość nośną poddaje się ponadto procesowi preemfazy.

Preemfaza polega na uwypukleniu (większym wzmocnieniu) składowych sygnału o wysokich częstotliwościach, mających zwykle mniejsze amplitudy.



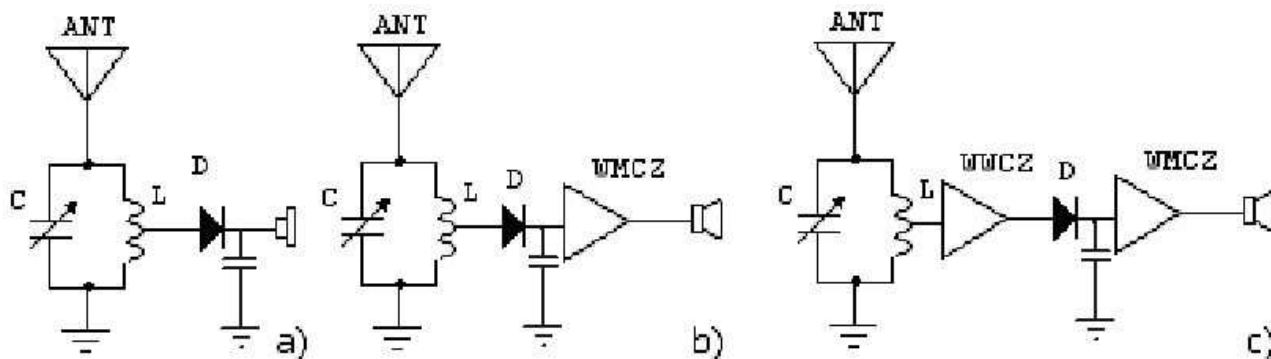
Działanie preemfazy zmniejsza dynamikę sygnału, dlatego w odbiorniku radiowym, na wyjściach dekodera stereo stosuje się odwrotnie działający układ RC zwany układem *deemfazy*, o takiej samej stałej czasowej.

Charakterystyka obwodu preemfazy jest ściśle określona (jest to obwód RC o stałej czasowej $\tau = 75 \mu\text{s}$ w Europie i USA lub $50 \mu\text{s}$ w Australii).

Dzięki zastosowaniu preemfazy i deemfazy zwiększa się odstęp sygnału od szumów (stosunek S/N) w zakresie górnej części akustycznego pasma częstotliwości. Wynika to z charakterystyki ucha ludzkiego, które jest najbardziej czułe na szumy w okolicach ok. 10 kHz i wyższe.

Odbiorniki radiowe AM

Najprostszym i najstarszym odbiornikiem radiowym był odbiornik **detektorowy**, złożony z anteny, obwodu wejściowego, detektora amplitudy i słuchawki (wysokoomowej).

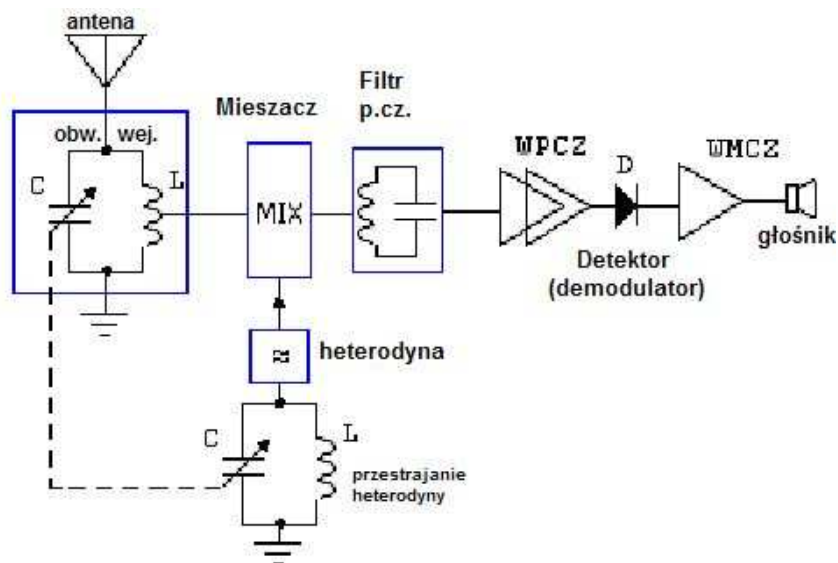


Rys. 9. Schematy blokowe odbiorników detektorowych. a) najprostszy odbiornik detektorowy; b) odbiornik detektorowy ze wzmacniaczem małej częstotliwości; c) odbiornik detektorowy ze wzmacniaczami wielkiej i małej częstotliwości (tzw. odbiornik o bezpośrednim wzmacnieniu)

Aby wyeliminować niewielką czułość odbiornika detektorowego i niski poziom głośności, dodano wzmacniacz wielkiej częstotliwości przed detektorem i wzmacniacz małej częstotliwości za detektorem. Powstał odbiornik o **bezpośrednim wzmacnieniu** (rys. 9 c).

W odbiorniku tym powstał poważny problem konstrukcyjny - wzmacniacz w.cz. (pośredniej częstotliwości) o odpowiednio dużym wzmacnieniu i wymaganej równomiernej charakterystyce w paśmie przenoszenia dla wszystkich odbieranych częstotliwości był układem trudnym do zbudowania.

Aby usunąć ten problem, zbudowano odbiornik radiowy **superheterodynowy**.



Rys. 10. Odbiornik superheterodynowy z pojedynczą przemianą częstotliwości

W odbiorniku tym odbiór polega na przetwarzaniu odbieranego zmodulowanego sygnału w.cz. na sygnał o innej częstotliwości w.cz. (tzw. p.cz. – częstotliwość pośrednia), z zachowaniem wszystkich informacji zawartych w sygnale wejściowym.

Proces ten nazywa się przemianą częstotliwości.

Dzięki temu można zbudować wzmacniacz w.cz. (pośredniej częstotliwości) o odpowiednio dużym wzmocnieniu i wymaganej charakterystyce w paśmie przenoszenia kanału.

Częstotliwość pośrednią p.cz. otrzymuje się w stopniu przemiany, tzw. mieszaczu w wyniku wzajemnego mieszania na elemencie nieliniowym (np. diodzie lub tranzystorze) wejściowego sygnału użytecznego f_s (w.cz.) oraz sygnału w.cz. o częstotliwości f_h z pomocniczego, wewnętrznego generatora w odbiorniku, zwanego heterodyną.

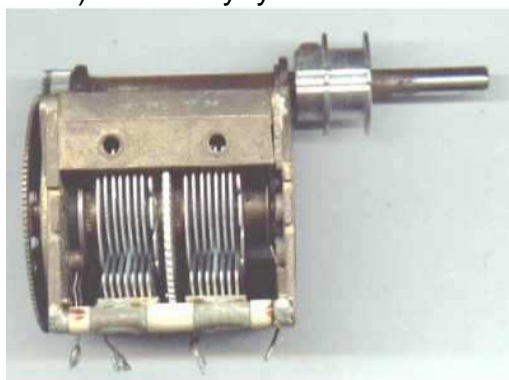
W odbiorniku **superheterodynowym** wewnętrzny generator pomocniczy (tzw. *oscylator lokalny – generator przestrajany napięciem GPN, ang. voltage controlled oscillator VCO*) ma inną, przeważnie wyższą częstotliwość (w Japonii przeważnie niższą), niż częstotliwość nośna sygnału odbieranego.

Częstotliwość pośrednia zwykle przyjmuje wartości: 465 kHz dla AM i 10,7 MHz dla FM.

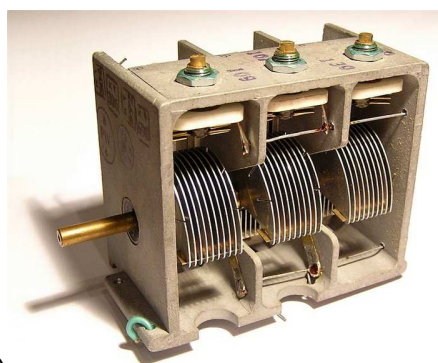
Obwód drgający heterodyny (oscylatora lokalnego) jest przestrajany **współbieżnie** z obwodami wejściowymi tak, aby różnica częstotliwości wybieranej przez obwód wejściowy i częstotliwości heterodyny była stała..

W odbiornikach starszego typu realizowane to było na tzw. agregatach (rys.)

Poszczególne sekcje kondensatora były wykorzystywane do przestrajania obwodów wejściowych (w. cz.) i heterodyny.

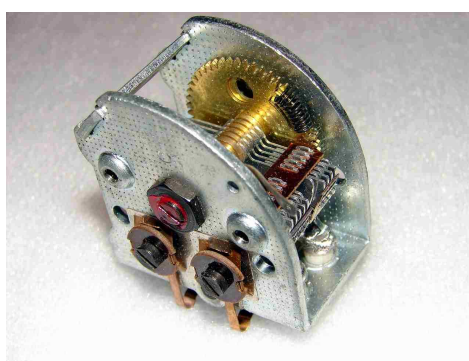


a)



b)

c)



Rys. 3.6. Agregaty strojeniowe a) dwusekcyjny i b) trójsekcyjny z dodatkowymi trymerami umieszczonymi w górnej części oraz c) dwusekcyjny kondensator strojeniowy na zakres UKF.

Obecnie to robi się innymi metodami, omówionymi dalej

Dzięki temu na wyjściu mieszacza otrzymuje się sygnał o stałej częstotliwości, równej różnicy częstotliwości heterodyny i sygnału odbieranego. Częstotliwość ta nosi nazwę częstotliwości pośredniej (p. cz. – ang. IF – Intermediate Frequency) i wynosi:

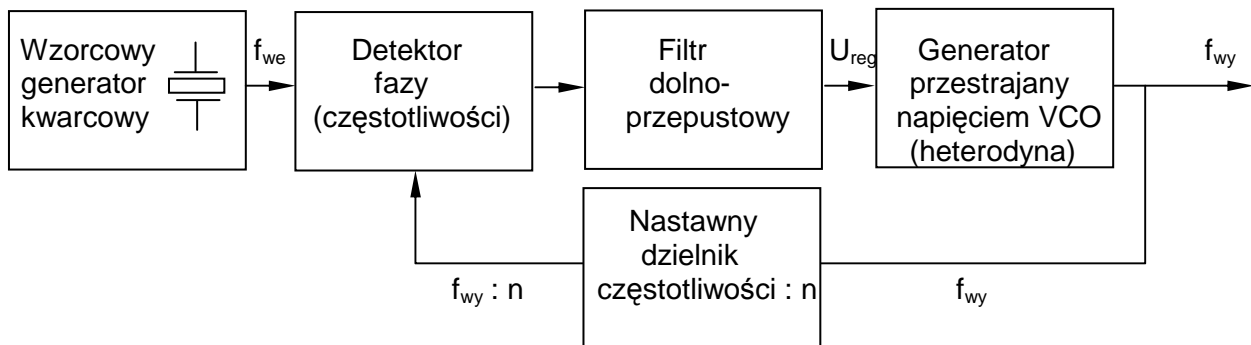
$$f_{p cz} = f_s - f_h$$

lub

$$f_{p cz} = f_h - f_s$$

Częstotliwość p.cz. musi charakteryzować się wyjątkową **stabilnością**. W przeciwnym wypadku jej sygnał wyszedłby poza podstawowe pasmo wzmacniacza p.cz. Jednocześnie częstotliwość heterodyny musi być **łatwa do przestrajania** w szerokim zakresie.

Aby spełnić te dwa, wzajemnie wykluczające się warunki, stosuje się układ ARCz z cyfrowym dzielnikiem częstotliwości, przestrajającym skokowo (rys.).



Rys. Układ ARCz - automatycznej regulacji częstotliwości z jej skokowym przestrajaniem przy użyciu cyfrowego dzielnika częstotliwości w układzie syntezy częstotliwości.

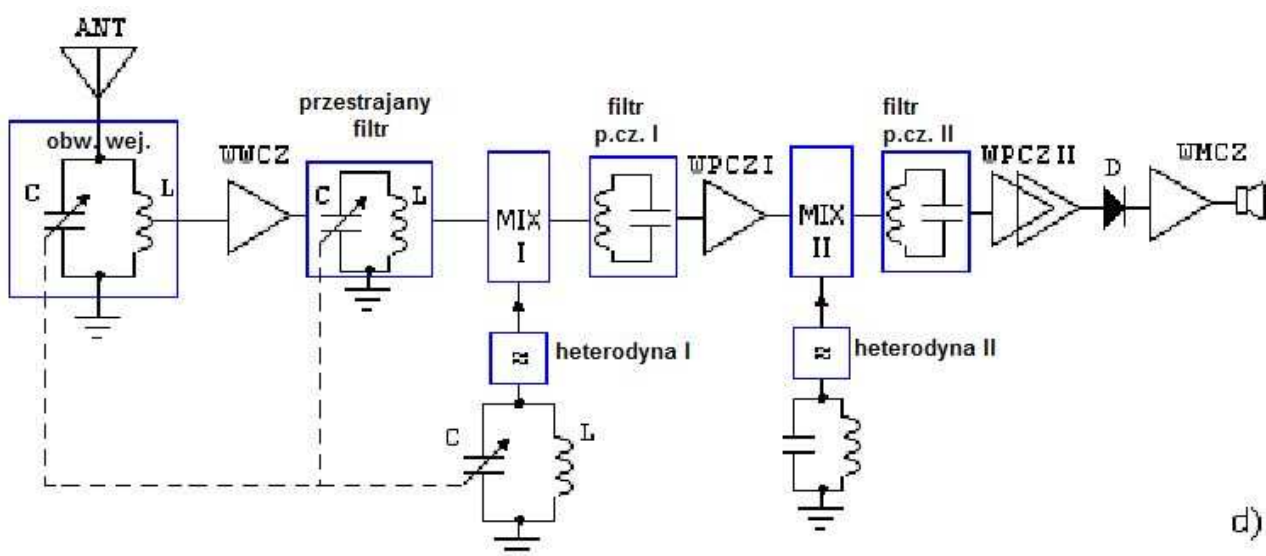
Częstotliwość heterodyny, po podzieleniu dzielnika w odpowiednim, regulowanym stosunku jest porównywana przez detektor fazy z częstotliwością wysokostabilnego, wzorcowego generatora kwarcowego.

W wypadku jakiegokolwiek niepożądanego zmiany częstotliwości heterodyny, detektor wykryje tę zmianę a sygnał z niego po przejściu przez filtr dolno-przepustowy tak przestroi częstotliwość heterodyny, żeby wróciła ona do prawidłowej wartości. Dzięki temu częstotliwość heterodyny będzie zawsze stabilna.

Możemy ją jednak zmieniać przez przełączenie wartości dzielnika częstotliwości. Pozwoli to na skokową zmianę częstotliwości heterodyny bez utraty jej stabilności.

W odbiornikach wysokiej klasy stosuje się podwójną przemianę częstotliwości (dwie heterodyny, w tym jedna przestrajana i dwa mieszacze).

Odbiornik radiowy z podwójną przemianę częstotliwości pozwala bowiem na wyeliminowanie zakłóceń powodowanych **sygnałami lustrzanymi**.



d)

Rys. 11. Odbiornik superheterodynowy z podwójną przemianę częstotliwości (mix - mieszacz).

Zakłócenia **sygnałami lustrzanymi** są spowodowane odbiorem sygnałów o częstotliwościach różniących się od częstotliwości sygnału użytecznego o podwójną wartość częstotliwości pośredniej. W takim przypadku w wyniku mieszania otrzymujemy dwa sygnały o takiej samej częstotliwości pośredniej, wzajemnie się zakłócające.

Dla uniknięcia zakłóceń lustrzanych należy wybierać częstotliwość pośrednią możliwie dużą. Chodzi o to, żeby obwody wejściowe nie przepuszczały sygnałów lustrzanych. Jednak duża p.cz. utrudnia uzyskanie odpowiednio dużego wzmocnienia i selektywności.

Dlatego stosuje się podwójną przemianę częstotliwości.

I p.cz. jest duża i zapewnia skuteczne tłumienie sygnałów lustrzanych.

II p.cz. jest mała (465 kHz dla AM i 10,7 MHz dla FM) i pozwala na uzyskanie odpowiednich parametrów (wzmocnienie i selektywność).

Schemat blokowy nowoczesnego odbiornika UKF (FM) jest niemal identyczny z układem superheterodynowego odbiornika AM.

Istnieją dwie podstawowe różnice:

- w układzie wzmacniacza pośredniej częstotliwości występuje ogranicznik amplitudy, którego zadaniem jest wyeliminowanie szkodliwej modulacji amplitudy sygnału spowodowanej zmiennymi warunkami odbioru i różnicami w mocy sygnału docierającego do anteny odbiorczej, spowodowanymi różnymi mocami nadajników i odległością miejsca odbioru od nadajnika;

- zamiast detektora **amplitudy** w odbiorniku FM znajduje się detektor **częstotliwości**.

Ponadto system z modulacją częstotliwości umożliwił przesyłanie i odbiór dźwięku przestrzennego (np. stereo) oraz wprowadzenie wielu innych funkcji dodatkowych.

Demodulacja

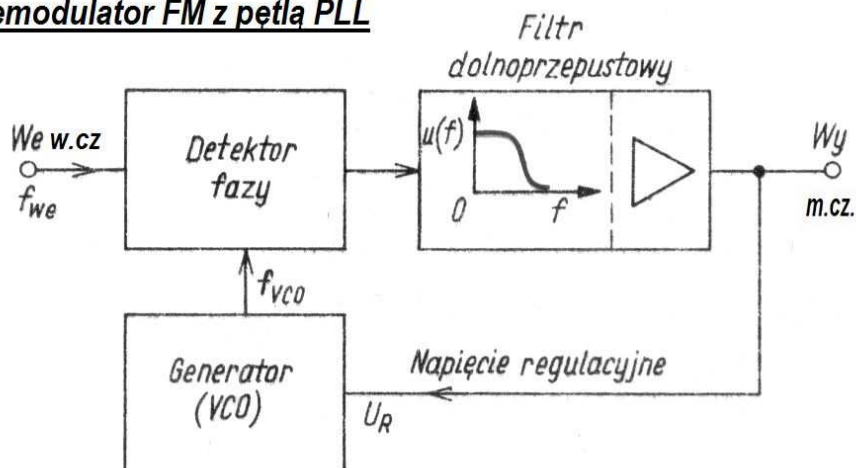
Demodulacja sygnału AM jest w OR sprawą bardzo prostą. Zastosowanie diody i kondensatora powoduje wykrycie obwiedni i zamianę jej na sygnał m.cz., gotowy do odtworzenia w przetworniku elektroakustycznym, np. w głośniku (po wzmocnieniu).

W wypadku FM sprawa jest bardziej skomplikowana.

W starszym typie OR stosowano zamianę na AM, a następnie typową demodulację.

Obecnie stosuje się inne metody, np. demodulację z wykorzystaniem pętli fazowej PLL (rys.)

Demodulator FM z pętlą PLL



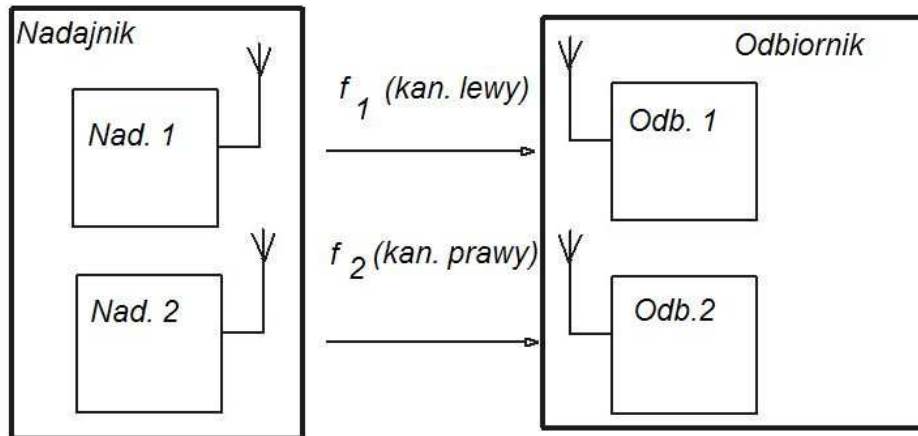
W układzie tym zmodulowany sygnał wejściowy FM jest porównywany z wyjściem z łatwo przestrajanego generatora. W wypadku wykrycia różnicy częstotliwości sygnał sterujący – po przejściu przez filtr dolno-przepustowy tak przestrajają generator VCO, żeby nadążał on za zmianami wejściowej częstotliwości nośnej. Sygnał sterujący będzie jednocześnie sygnałem m.cz. po demodulacji.

Tworzenie i dekodowanie kompleksowego sygnału stereofonicznego.

(w systemie z częstotliwością pilotującą).

Założmy, że mamy w nadajniku do dyspozycji dwa sygnały akustyczne, lewego i prawego kanału. Oba są zawarte w paśmie akustycznym - do 15 kHz.

Najprostszym rozwiązaniem byłoby przekazanie tych sygnałów przez dwa nadajniki, na dwóch różnych częstotliwościach (rys.).



Nie jest to jednak możliwe, ponieważ nie zostałyby spełnione zasady **kompatybilności**, tzn. odbiorniki monofoniczne odbierałyby sygnał tylko jednego kanału, lewego lub prawego.

Dlatego tworzy się najpierw **sumę M obu kanałów** – lewego i prawego, nazwijmy je A i B:

$$M = \frac{A + B}{2}$$

(dzielenie przez dwa jest zabiegiem pozwalającym na lepsze zobrazowanie całego procesu).

Sygnał sumy M jest zawarty w paśmie akustycznym do 15 kHz i zawiera informacje obu kanałów równocześnie, które mogą być odbierane przez odbiorniki monofoniczne (spełniona zasada **kompatybilności**).

Sygnał ten nie pozwala jednak na uzyskanie efektu przestrzenności dźwięku (efektu stereo).

W celu jej uzyskania tworzymy sygnał **różnicy obu kanałów S**:

$$S = \frac{A - B}{2}$$

Dzięki tym dwóm sygnałom, po zsumowaniu w odbiorniku sygnałów sumy M i różnicy S, otrzymalibyśmy następujące sygnały:

$$M + S = \frac{A + B}{2} + \frac{A - B}{2} = \frac{2A}{2} = A \text{ (sygnał kanału **prawego**)}$$

Po odjęciu w odbiorniku sygnałów sumy M i różnicy S, otrzymalibyśmy następujące sygnały:

$$M - S = \frac{A + B}{2} - \frac{A - B}{2} = \frac{2B}{2} = B \text{ (sygnał kanału **lewego**)}$$

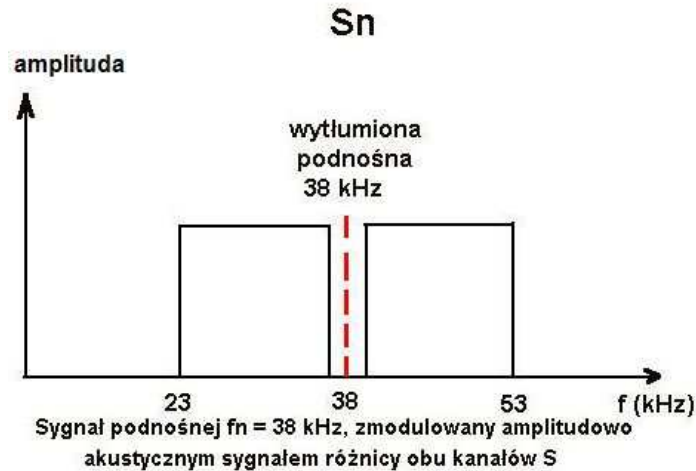
Jednak **nie możemy tego zrobić**, ponieważ nastąpiłoby niekontrolowane zmieszanie obu tych sygnałów (oba SA w paśmie akustycznym, do 15 kHz), co uniemożliwiłoby ich odsłuch w kanałach sprzętowych.

Dlatego ten drugi sygnał – różnicy S – przenosi się do częstotliwości nadakustycznych.

Dokonywane jest to przez zmodulowanie tym sygnałem (czyli różnicą S) **amplitudowo** dodatkowej częstotliwości **podnośnej** 38 kHz, określonej symbolem f_n .

Po tej modulacji, w sygnale tym wytłumiamy podnośną f_n , pozostawiając obie wstęgi boczne. Oszczędzamy w ten sposób część energii przy nadawaniu i zmniejszamy możliwość zakłóceń.

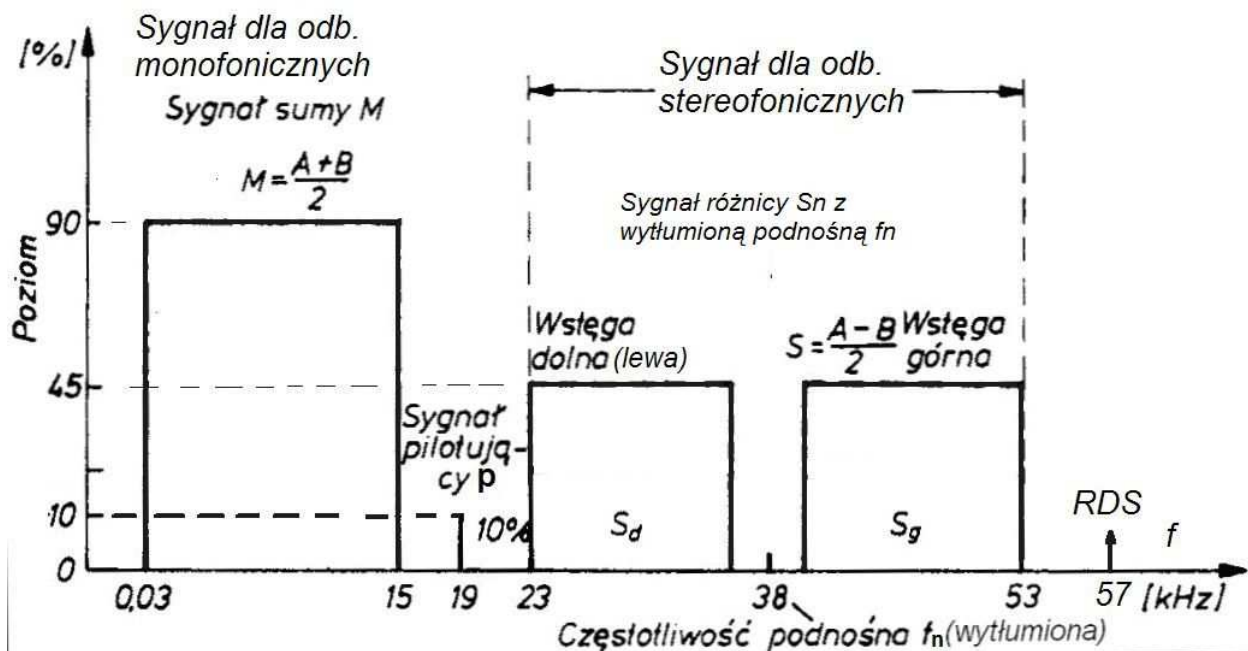
Otrzymujemy sygnał S_n – jak na rys.



Jednak do poprawnej demodulacji w odbiorniku potrzebna będzie wytłumiona uprzednio podnośna f_n .

Dlatego w nadajniku wytwarza się dodatkowy sygnał **pilotujący** (tzw. pilota) „p” o częstotliwości 19 kHz i dziesięciokrotnie mniejszej amplitudzie. Nie niesie on żadnej informacji, ale służy w odbiorniku do wytwarzania zsynchronizowanej podnośnej 38 kHz, uprzednio wytłumionej (wystarczy 19 kHz powielić dwa razy).

Następnie **sumuje się**: sygnał sumy M (w paśmie akustycznym), sygnał różnicy S_n (w paśmie nadakustycznym, z wytłumioną podnośną) oraz sygnał pilota „p”. Otrzymujemy kompleksowy sygnał stereofoniczny – nazywany **MPX** lub **MPSn** (rys.).



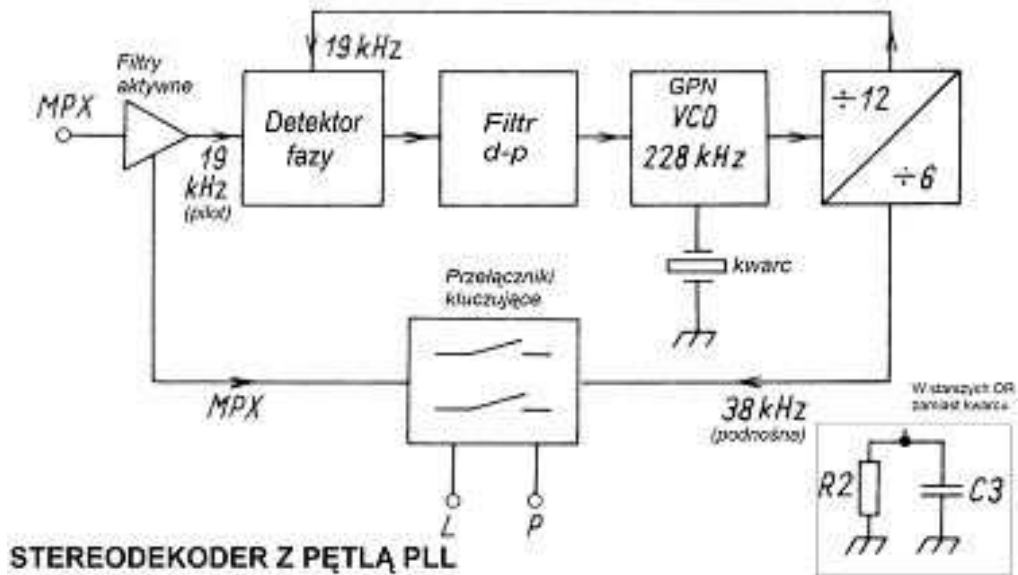
Tym kompleksowym sygnałem modulujemy częstotliwościowo główną falę nośną nadajnika (np. 103,7 Radio Gdańsk).

Jak widać, sygnał M przeznaczony dla odbiorników monofonicznych ma dwukrotnie większą amplitudę niż S_n oraz trzykrotnie węższe pasmo. Dzięki temu – przy słabszym sygnale – jest lepiej odbierany przez odbiornik

Sygnal FM może zawierać również dodatkowe informacje, zakodowane cyfrowo i przekazywane na odpowiednich podnośnych. Mogą to być między innymi komunikaty drogowe lub informacje o programie i inne komunikaty (system RDS na częstotl. 57 kHz). Do ich odbioru i przetworzenia oraz wyświetlenia stosuje się odpowiednie dekodery i wyświetlacze.

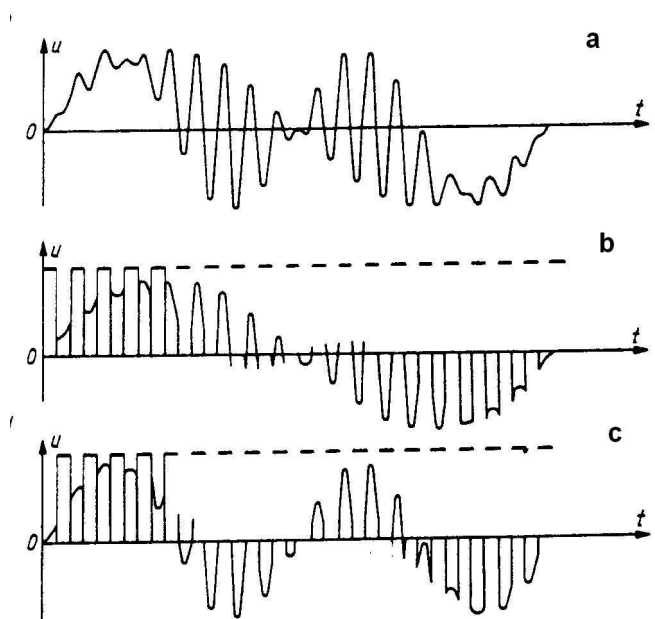
Dekodowanie sygnału stereofonicznego

Aby poprawnie wydzielić oba kanały z kompleksowego sygnału stereofonicznego, w odbiorniku radiowym zastosowano stereodekoder z pętlą synchronizacji fazowej PLL.



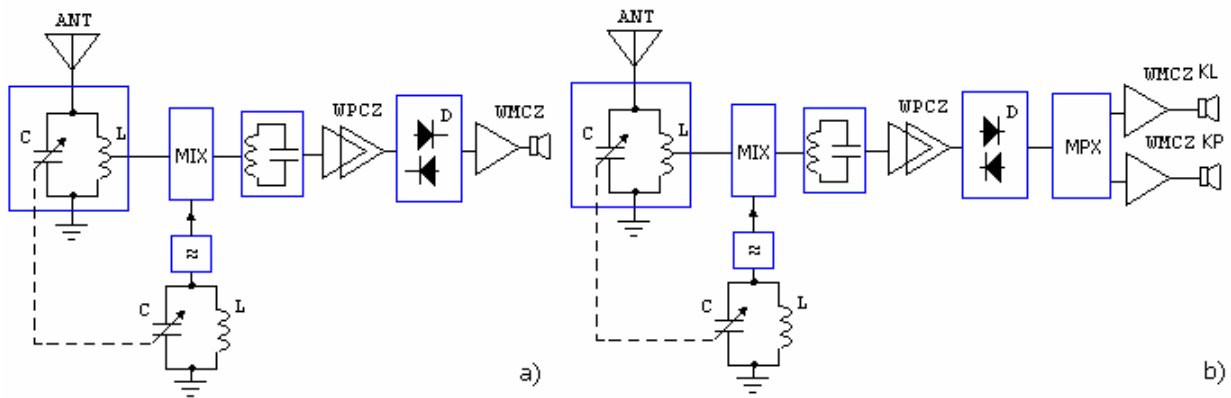
Po wytworzeniu w odbiorniku podnośnej $f_n = 38 \text{ kHz}$ (po podzieleniu przez 12 częstotliwości przestrajanego generatora GPN 228 kHz, sterowanego częstotliwością pilotującą 19 kHz), z tą częstotliwością 38 kHz są przełączane sygnały kanałów w przełącznikach kluczących (rys.).

Dzięki temu uzyskujemy dwa „siekane” sygnały lewego i prawego kanału, które po odpowiedniej filtracji dają nam czysty sygnał akustyczny tych kanałów (rys. poniżej).



Rys. Sygnał ze stereodekodera z sygnałem przełączającym (a – sygnał stereofoniczny, b – wyodrębniony sygnał jednego kanału, c – wyodrębniony sygnał drugiego kanału)

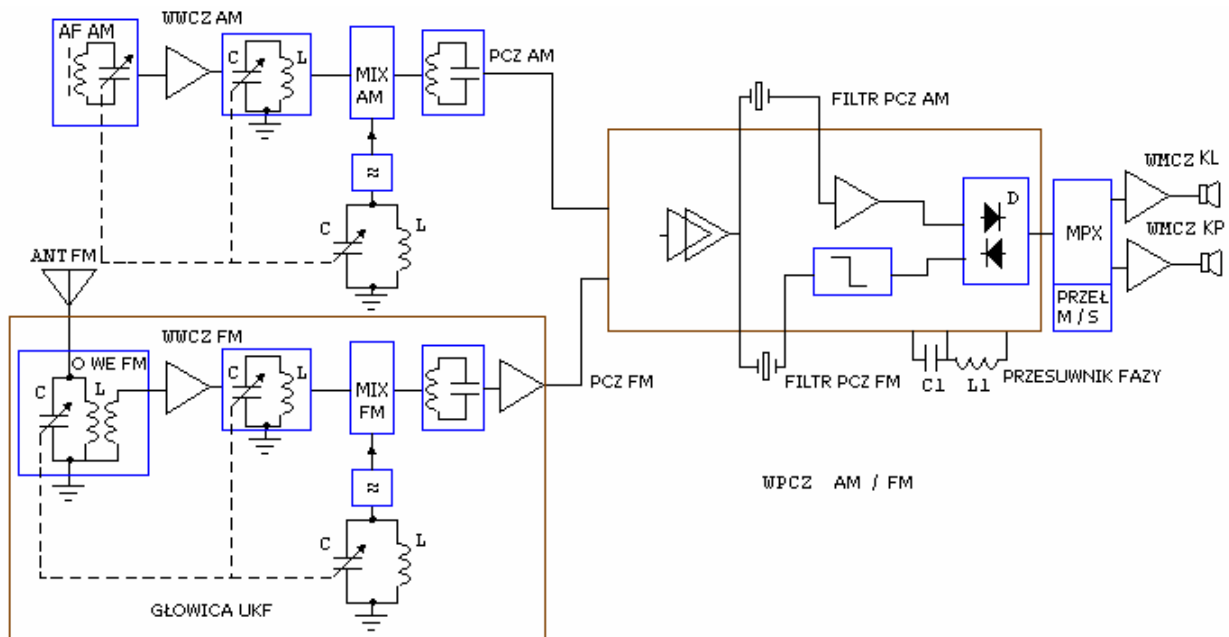
Budowa stereofonicznego odbiornika radiowego



Rys. 1.8. Schematy blokowe odbiorników FM. a) monofonicznego b) stereofonicznego.

W **stereofonicznym** odbiorniku UKF na wyjściu detektora częstotliwości otrzymuje się sygnał małej częstotliwości zawierający zakodowaną informację o treści kanałów, zwany sygnałem MPX. W celu rozdzielenia sygnałów przeznaczonych dla kanału lewego i prawego, po ewentualnym stopniu wzmacniacza małej częstotliwości należy zastosować **dekoder sygnału MPX (MPSn)**. Na wyjściu dekodera otrzymujemy dwa sygnały małej częstotliwości, które są następnie wzmacniane w dwóch niezależnych wzmacniaczach mocy małej częstotliwości.

Nowoczesne odbiorniki radiowe zawierają najczęściej zintegrowane układy odbioru sygnałów AM i FM.



Rys. 1.9. Schemat blokowy zintegrowanego odbiornika AM / FM stereo.

Podstawowe parametry odbiornika radiowego

Do podstawowych parametrów technicznych odbiornika radiowego zaliczamy:

1. Czulość – jest to najniższy poziom sygnału, jaki może odebrać odbiornik przy zachowaniu standardowych parametrów odbioru. Wyraża się ją w w SEM (μV , mV), jeżeli istnieje możliwość dołączenia anteny zewnętrznej lub w jednostkach natężenia pola elektrycznego ($\mu\text{V}/\text{m}$, mV/m), gdy odbiornik jest wyposażony w antenę ferrytową i antenę prętową.
2. Selektywność (czasem selektancję) – zdolność OR do wydzielenia pożądanego sygnału spośród wszystkich sygnałów docierających do anteny.
3. Stabilność – zdolność OR do zachowania w czasie stałych parametrów, niezależnie od

zmian warunków zewnętrznych (temperatura, nap. zasilania)

4. Wierność odtwarzania – dokładność, z jaką OR odtwarza na wyjściu wszystkie cechy sygnału wejściowego. Mierzy się ją wartością zniekształceń liniowych i nieliniowych wyjściowego modulującego sygnału m.cz.
5. Moc wyjściowa – zwykle chodzi tutaj o maksymalną moc wyjściową, przy zachowaniu określonych przez producenta zniekształceń nieliniowych sygnału akustycznego m.cz.
6. Zakres odbieranych fal (częstotliwości długie, średnie, krótkie, UKF)

Szerzej - do podstawowych parametrów odbiornika, zwanych parametrami technicznymi, zaliczamy:

- zakresy odbieranych częstotliwości (zgodne z podanymi w **rozdziale III**),
- wartości pośrednich częstotliwości AM i FM,
- czułość użytkową wyrażaną w SEM (μV , mV), jeżeli istnieje możliwość dołączenia anteny zewnętrznej lub w jednostkach natężenia pola elektrycznego ($\mu\text{V}/\text{m}$, mV/m), gdy odbiornik jest wyposażony w antenę ferrytową i antenę prętową,
- próg ograniczania ARW na zakresach AM i FM (wyrażany w takich samych jednostkach jak czułość użytkowa),
- selektancja na zakresach AM i FM wyrażająca zdolność tłumienia przez odbiornik sygnałów nadawanych w sąsiednich kanałach (mierzona w decybelach),
- tłumienie częstotliwości pośredniej (podawane w decybelach),
- tłumienie sygnałów lustrzanych (podawane w decybelach),
- zakres zaskoku i zakres trzymania ARCz (kHz),
- tłumienie modulacji AM w torze FM,
- napięcie wyjściowe sygnału małej częstotliwości mierzone na rezystancji dopasowanej do rezystancji wyjściowej (mV , V),
- zniekształcenia nieliniowe na wyjściu małej częstotliwości (%),
- tłumienie przesłuchu między kanałami (w dB) (w przypadku odbiorników stereofonicznych),
- stosunek sygnał / zakłócenia (w dB),
- sposób zasilania, napięcie zasilania, pobór prądu lub mocy itp.

Zgodnie z obowiązującymi przepisami wartości określonych parametrów i sposób ich pomiarów określa producent w instrukcji serwisowej wyrobu. Instrukcje serwisowe otrzymują jedynie akredytowane punkty serwisowe, upoważnione przez producenta do wykonywania napraw w okresie gwarancji. Obecne przepisy określają sprzedawcę jako osobę odpowiedzialną za jakość sprzedawanego wyrobu. Sposób pomiaru poszczególnych parametrów oraz ogólne wymagania dotyczące granicznych wartości parametrów określają dla odbiorników radiowych ich producenci, którzy przestrzegają ogólnych ustaleń opracowywanych przez międzynarodowe organizacje zajmujące się radiofonią, telewizją i telekomunikacją (np. **EBU** - European Broadcasting Union - Europejski Związek Nadawców Radiowych, **IEEE** - Institute of Electrical and Electronics Engineers (sekcja polska **IEEE**), oraz **ITU** (International Telecommunication Union - Międzynarodowa Unia Telekomunikacyjna). Wartości parametrów odbiorników (w przeciwieństwie do parametrów nadajników) podane w normie nie są dla producenta obligatoryjne. Odbiory jakościowe radioodbiorników, podobnie jak innego sprzętu elektronicznego winny odbywać się na podstawie umowy zawieranej pomiędzy producentem lub dostawcą oraz odbiorcą. W umowie mogą być zawarte warunki zgodności z warunkami zawartymi w odpowiednich normach międzynarodowych. Umowa może też zawierać wyszczególnione wartości parametrów i opisy sposobu ich pomiaru.

Dodatek nieobowiązkowy: Jedynymi normami obowiązującymi w Polsce, wydanymi przez **Polski Komitet Normalizacji**, dotyczącymi min. odbiorników radiowych są: PN-EN 55013:2004 Kompatybilność elektromagnetyczna (EMC). Odbiorniki radiofoniczne i telewizyjne i ich urządzenia dodatkowe. Charakterystyki zaburzeń radioelektrycznych. Dopuszczalne poziomy i metody pomiarów (z późniejszymi zmianami) oraz PN-EN 55020:2003 Kompatybilność elektromagnetyczna (EMC). Odbiorniki radiofoniczne i telewizyjne oraz urządzenia towarzyszące. Charakterystyki odporności. Poziomy dopuszczalne i metody pomiaru (z późniejszymi zmianami).

Ponadto należy przestrzegać zasady bezpieczeństwa dotyczące konstrukcji i użytkowania urządzeń elektrycznych.

Radiofonia cyfrowa

W systemach radiofonii cyfrowej odpowiednio przekształcony w celu zmniejszenia szerokości koniecznego pasma zajmowanego przez widmo sygnału **sygnał binarny** „małej częstotliwości” moduluje falę nośną, podobnie jak sygnał analogowy w przypadku AM lub FM. Fala nośna jest w tym przypadku modulowana w fazie lub jednocześnie fazowo i amplitudowo. Ze względu na dużą szerokość pasma koniecznego do przeniesienia widma częstotliwości sygnału cyfrowego, systemy radiofonii cyfrowej stosuje się na zakresie UKF i wyższych częstotliwości. Radiofonii cyfrowej został poświęcony cały **rozdział X**.

Radiofoniczny odbiornik przeznaczony do odbioru radiofonii cyfrowej ma układy wielkiej częstotliwości niemal identyczne jak odbiornik FM wysokiej jakości.

Na wyjściu detektora FM otrzymujemy sygnał pośredniej częstotliwości, który poddawany jest określonej obróbce i przetwarzaniu w celu otrzymania sygnału analogowego koniecznego do sterowania zestawów głośnikowych.

Obecnie trwa w Polsce próbna emisja programów radiowych w technice cyfrowej radiofonii naziemnej. Bardziej zaawansowane są systemy satelitarnej radiofonii cyfrowej (**ADR – Astra Digital Radio** – programy radiowe emitowane z satelity Astra oraz **Nowa Cyfra +** - programy emitowane z satelity Hot Bird oraz rozprowadzane kablami telewizji kablowej cyfrowej radiofonii kablowej - **Polsat cyfrowy**). Transmisja sygnałów stereo w radiofonii satelitarnej odbywa się z szybkością 192kb/s (MPEG 1 Layer 2).



Rys. 1.10. Antena odbiorcza radia na platformie Cyfra +.

Cyfrowe programy radiowe emitowane z satelitów Astra i Hot Bird są przeznaczone dla Europy, natomiast Amerykę Południową, Bliski Wschód, Afrykę i Azję obejmuje kilka satelitów (AmericaStar, AfricaStar i AsiaStar) tworzący system WorldSpace przeznaczony wyłącznie dla radiofonii cyfrowej. Kilkunastu programów nadawanych w systemie WorldSpace można posłuchać na stronie **WorldSpace**.

Do emisji cyfrowych programów radiowych (DAB) wykorzystuje się różne dostępne kanały transmisyjne: transpondery satelitów (DAB-S), łącza kablowej sieci telewizyjnej (DAB-C) i nadajniki naziemne (DAB-T).

Tylko ten ostatni kanał transmisyjny umożliwia odbiór cyfrowych programów radiowych przy pomocy ruchomych (tzn. przenośnych i samochodowych) odbiorników radiowych, ale tylko na obszarze objętym zasięgiem naziemnych nadajników systemu DAB. Ze względu na stosunkowo mały obszar obejmowany przez jeden nadajnik, sieć nadajników musi być bardzo gęsta. Wiąże się to z trudnościami rozdziału ograniczonej ilości dostępnych częstotliwości radiowych.

W systemie DAB, ze względu na ograniczoną szerokość kanałów, emitowane są głównie programy stereofoniczne. Programy realizowane w formacie 5.1 wymagają szerszego pasma częstotliwości, dlatego obecnie są transmitowane głównie w systemie istniejącej satelitarnej telewizji cyfrowej DVB-S i kablowej telewizji cyfrowej DVB-C w ramach wolnych, nie wykorzystanych kanałów telewizyjnych lub na podnośnych danego programu telewizyjnego.

Nadajniki naziemnej radiofonii cyfrowej (DVB-T) stanowią na świecie mniejszość. Np. w Wielkiej Brytanii istnieje około 20 programów radiowych nadawanych w sieci DVB-T i ponad 100 radiowych programów nadawanych w systemie DVB-S.

Ani na świecie ani w Europie nie ma jednego wybranego formatu stosowanego do transmisji radiowej nadawanych w systemie wielodrogowym (5.1). Stosuje się zarówno format MP4 (MPEG-4 przeznaczony do transmisji audio, jak i format **Dolby Digital** (AC-3), który np. w Niemczech jest stosowany powszechnie.

III. Antena odbiorcza i obwody wejściowe

Antena odbiorcza jest elementem, w którym indukują się napięcia i prądy pod wpływem zmiennych pól elektromagnetycznych istniejących w miejscu odbioru. Należy zdać sobie sprawę z faktu, że do każdego punktu na ziemi i w przestrzeni okołozemskiej dociera niemal nieskończona ilość sygnałów w postaci fal elektromagnetycznych. Są to zarówno fale elektromagnetyczne naturalne, wytwarzane przez naturalne źródła na ziemi i w przestrzeni kosmicznej, jak i sztuczne, wytwarzane przez najróżniejsze obiekty elektroenergetyczne oraz przez niezliczoną ilość nadajników radiowych, telewizyjnych, telekomunikacyjnych, radarów itp. Sygnały te możemy ogólnie podzielić na pożądane, tzn. takie, które są przeznaczone dla danego odbiornika, oraz zakłócające lub niepożądane, które nie powinny być przez dany odbiornik odbierane.


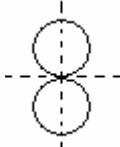
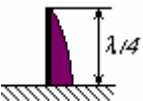
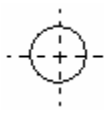
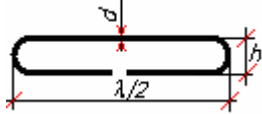
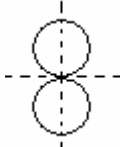
W odróżnieniu od siebie różnorodnych sygnałów pomagają parametry fal radiowych emitowanych przez różnego rodzaju nadajniki radiowe.

Należą do nich: podstawowy, najważniejszy parametr - częstotliwość sygnału związana z długością fali radiowej ($f = c/\lambda$, gdzie c jest prędkością rozchodzenia się fali elektromagnetycznej, natomiast λ jest długością fali), rodzaj modulacji częstotliwości nośnej (AM, FM, PM) i rodzaj polaryzacji fali (pionowa, pozioma lub kołowa).

Długość anteny i jej usytuowanie w stosunku do powierzchni ziemi i kierunku źródła sygnału oraz typ anteny pozwalają w pewnym stopniu na stłumienie części sygnałów niepożądanych.

Tabela 3.1. Uprozczone typy anten krótkich i ich parametry.

| Typ anteny | Schemat anteny i rozkład prądu | Charakterystyka kierunkowa w płaszczyźnie poziomej | Wysokość skuteczna h_{sk} | Rezystancja promieniowania R_p [Ω] |
|--|--------------------------------|--|-----------------------------|---|
| Krótką antena pionowa nad ziemią idealną | | | $h/2$ | $10\pi^2(h/\lambda)^2$ |
| Krótką antena pionowa z pojemnością końcową nad ziemią idealną | | | h | $160\pi^2(h/\lambda)^2$ |

| | | | | |
|---------------------------------------|---|---|----------------|------|
| Dipol półfalowy |  |  | λ/π | 73,2 |
| Dipol ćwierćfalowy nad ziemią idealną |  |  | $\lambda/2\pi$ | 36,6 |
| Dipol zwinięty (pętlowy). |  |  | $2\lambda/\pi$ | 280 |

Źródło: Poradnik inżyniera radioelektryka. WNT Warszawa 1969.

Własności anteny odbiorczej są określane przez kilka parametrów, do których należą:

- wysokość skuteczna anteny $h_{sk} = E_A/K$ (gdzie E_A jest wartością siły elektromotorycznej na zacisku anteny w stosunku do ziemi, natomiast K jest natężeniem składowej elektrycznej pola elektromagnetycznego w miejscu ustawienia anteny),

- współczynnik wykorzystania $\gamma_r = U_s/E_A$ (gdzie U_s jest napięciem przesyłanym z zacisku anteny do wejścia odbiornika radiowego),

- selektywność γ_n/γ_r (γ_n jest współczynnikiem wykorzystania dla sygnału niepożądanego),

- szerokość przesyłanego pasma częstotliwości $B = f_{max} - f_{min}$,

- współczynnik zakresu strojenia $\alpha_z = f_{max}/f_{min}$,

- rezystancja promieniowania anteny $R_p = U_s/i_s$

- charakterystyka kierunkowa anteny i związany z charakterystyką zysk anteny określony stosunkiem mocy sygnału uzyskiwanego z danej anteny do mocy sygnału z innej anteny, np. w stosunku do dipolu ćwierćfalowego.

Ponieważ w dużej odległości od anteny nadawczej istnieje stała zależność pomiędzy wartościami natężenia pola elektrycznego i natężenia pola magnetycznego fali elektromagnetycznej, zwana rezystancją falową swobodnej przestrzeni ($Z_0 = K/H = 376,5 \Omega$), powyższe parametry stosuje się również do anten reagujących na składową magnetyczną pola elektromagnetycznego.

Użytkownicy odbiorników radiofonicznych stacjonarnych stosują w zakresie fal długich, średnich i krótkich a nawet ultrakrótkich anteny różnego rodzaju (np. kawałek przewodu o przypadkowej długości, dołączenie do instalacji CO itp.) o nieraz znacznie różniących się parametrach. Ten czynnik znacznie ogranicza wartość dopuszczalnego sprzężenia anteny z wejściem odbiornika. Nieco lepsza sytuacja występuje w przypadku odbiorników przenośnych i samochodowych, które wyposażone są w znormalizowane anteny ferrytowe przystosowane do odbioru fal średnich i długich oraz teleskopowe anteny prętowe, odbierające fale krótkie i ultrakrótkie (w przypadku odbiorników samochodowych również fale długie i średnie). Rodzaj anteny oraz jej położenie w stosunku do ziemi wpływają na częstotliwość rezonansową obwodu antenowego, szerokość przesyłanego pasma częstotliwości i wartość napięcia sygnału na wejściu odbiornika. Znaczne polepszenie warunków odbioru można uzyskać dołączając zacisk uziemienia do instalacji wodociągowej lub instalacji uziemiającej w budynku. W takim przypadku antena pracuje w warunkach bardziej zbliżonych do teoretycznych, określanych w stosunku do „ziemi idealnej”.

W celu zapewnienia możliwie stałych parametrów sygnału na wejściu odbiornika stosuje się pomiędzy anteną i odbiornikiem obwody wejściowe stosunkowo słabo sprzężone z anteną.

Układ anteny i obwodu wejściowego charakteryzuje się wypadkową wartością częstotliwości rezonansowej f_r i dobrocią wypadkową uwzględniającą wartość impedancji wejściowej odbiornika. Dobroć wypadkowa $Q_w = R_w/\omega L_w$. Dobroć wypadkowa nie może być zbyt duża, aby zapewnić wymaganą szerokość pasma przesyłanych częstotliwości. $Q_w \leq f_s/B$. Aby utrzymać stałą wartość szerokości pasma B , dobroć obwodu antenowego winna rosnać z częstotliwością odbieranego sygnału. W ten sposób utrzymuje się stałą wartość tłumienia sygnałów sąsiednich kanałów. Nie ma to jednak zasadniczego znaczenia, ponieważ szerokość pasma kanału radiowego określa głównie wzmacniacz **pośredniej częstotliwości**.

Do zadań obwodu wejściowego należy zaliczyć:

- przeniesieniu sygnału z zacisku anteny do wejścia odbiornika z możliwie małymi stratami,
- możliwie duże tłumienie sygnałów niepożądanych. To zadanie *obwodu antenowego* (układu anteny i obwodu wejściowego) jest niezmiernie istotne, ponieważ przedostanie się do stopni wzmacniających odbiornika sygnału odbieranego i zakłócającego prowadzi najczęściej do zjawiska *interferencji* (nakładania się sygnałów na siebie), powodującego modulację skrośną. W wyniku *modulacji skrośnej* (intermodulacji) powstają zniekształcenia zwane *zniekształceniami intermodulacyjnymi*. Zniekształcenia te polegają na powstaniu w nieliniowych elementach toru odbiornika sygnałów o częstotliwościach, które nie istniały na wejściu odbiornika. Są to sygnały o częstotliwościach będących wynikiem dodawania i odejmowania częstotliwości dwóch lub więcej sygnałów odbieranych i częstotliwości harmonicznych tych sygnałów, które powstają w wyniku mieszania na nieliniowej charakterystyce elementu elektronicznego. W głośniku odbiornika radiowego usłyszymy gwizdy oraz dźwięki złożone z treści dwóch lub więcej audycji radiowych nałożonych na siebie. Szkodliwe w tym miejscu zjawisko intermodulacji wykorzystuje się do przemiany częstotliwości w stopniu mieszacza odbiornika superheterodynowego, którego zasada działania zostanie omówiona w rozdziale V. Zjawisko modulacji skrośnej występuje również w jonosferze na skutek nieliniowej struktury jej warstw. Mamy z nim do czynienia najczęściej na zakresach fal krótkich, które są bardzo dobrze odbijane od warstwy jonosfery. W tym przypadku nawet najstarannie zaprojektowane obwody wejściowe nie wyeliminują zakłóceń tego typu.

Do najbardziej dokuczliwych sygnałów zakłócających należą sygnały o częstotliwościach leżących w paśmie przenoszenia wzmacniacza pośredniej częstotliwości oraz sygnały o częstotliwości lustrzanej, które omówimy w **rozdziale V**.

W większości przypadków stosuje się przestrajane obwody wejściowe, dzięki czemu uzyskuje się odpowiednio duże tłumienie sygnałów niepożądanych leżących w tym samym zakresie częstotliwości, co sygnał odbierany. Stosuje się przede wszystkim przestrajanie pojemnościowe, rzadziej, szczególnie w odbiornikach samochodowych o przestarzałej konstrukcji, przestrajanie za pomocą zmiany indukcyjności obwodu (za pomocą wariometru).

Antena może być sprzężona z odbiornikiem na wiele sposobów. Do częściej stosowanych należą przedstawione poniżej układy, stosowane w przypadku anten prętowych lub anten w postaci przewodu:

- a) sprzężenie bezpośrednie z szeregowym obwodem rezonansowym. Sygnał wyjściowy pobierany jest z odczepu na indukcyjności. Transmitancja napięciowa układu (a więc napięcie na wyjściu obwodu) rośnie z częstotliwością. Dobroć obwodu wzrasta z częstotliwością dostrojenia. Dużą dobroć obwodu zapewnia antena o małej rezystancji promieniowania R_p .

- b) sprzężenie bezpośrednie z równoległym obwodem rezonansowym. Sygnał wyjściowy pobierany jest również z odczepu na indukcyjności. W tym układzie dobroć obwodu maleje z częstotliwością dostrojenia. Dużą dobroć obwodu zapewnia antena o dużej rezystancji promieniowania R_p .

W obydwu układach fakt bezpośredniego sprzężenia anteny z obwodem rezonansowym powoduje duże rozstrojenie obwodu przez zmieniające się w sposób nieprzewidywalny parametry anteny. Jeżeli odbiornik ma współpracować z różnymi antenami, jak np. odbiornik stacjonarny powszechnego użytku, sprzężenie bezpośrednie nie powinno być stosowane. Stosowanie sprzężenia bezpośredniego jest natomiast zalecane w przypadku stacjonarnych odbiorników profesjonalnych. W tym przypadku instalacja antenowa jest starannie wykonana zgodnie z wymaganiami producenta odbiornika, a dzięki dużej wartości współczynnika γ czułość odbiornika znacznie wzrasta.

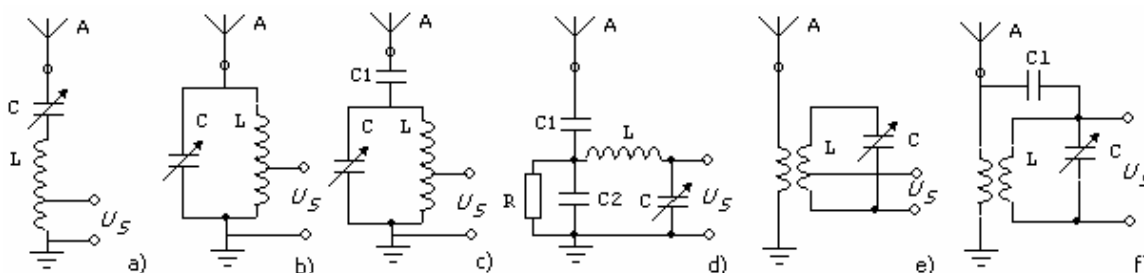
- c) sprzężenie anteny przez pojemność szeregową. W układzie tym antena jest dołączona do obwodu rezonansowego przez niewielką pojemność C_1 . Dzięki temu wpływ zmiennych parametrów anteny na obwód antenowy jest niewielki. Współczynnik γ obwodu rośnie z częstotliwością dostrojenia, natomiast dobroć obwodu rezonansowego maleje. W wyniku tego wielkość sygnału na wyjściu obwodu mało zależy od częstotliwości, natomiast ze wzrostem częstotliwości rośnie 3-decybelowe pasmo B obwodu.

- d) sprzężenie anteny z obwodem wejściowym przez pojemność równoległą. Jeżeli w omawianym układzie wartość C_2 jest znacznie większa od pojemności anteny, sprzężenie anteny z obwodem jest niewielkie. Jednocześnie $C_2 \gg C_1$, więc częstotliwość rezonansową obwodu wyznaczają praktycznie elementy L i C . Połączona w szereg z anteną pojemność C_1 zwiększa

częstotliwość własną anteny (skraca wysokość skuteczną anteny), umożliwiając jej lepsze dostosowanie do zakresu odbieranych częstotliwości. Dołączenie równolegle do C_2 rezystancji R tworzy obwód o stałej czasowej RC_2 , tłumiący zakłócenia małej częstotliwości indukowane w antenie.

- e) sprzężenie transformatorowe. Jest to sprzężenie bardzo często stosowane w obwodach antenowych na zakresach wyższych częstotliwości, szczególnie na zakresach UKF. Stosuje się zarówno wejście asymetryczne jak i symetryczne. W układzie tym współczynnik transmitancji napięciowej rośnie ze wzrostem częstotliwości dostrojenia.

- f) sprzężenie mieszane, transformatorowo – pojemnościowe. Dobierając odpowiednie wartości przekładni transformatora wielkiej częstotliwości i pojemności C_1 można uzyskać równomierny przebieg transmitancji napięciowej i dobroci obwodu antenowego w funkcji częstotliwości przestrajania.



Rys. 3.1. Sposoby sprzężenia anteny z obwodem wejściowym odbiornika radiowego.

Widmo fal radiowych zostało podzielone na zakresy częstotliwości, których użytkowanie zostało uzgodnione w ramach międzynarodowych organizacji radiofonicznych. Kula ziemską została podzielona na 3 regiony. Do pierwszego regionu należą kontynenty: Afryka, Północna Azja Północno - Zachodnia i Europa.

Pasmo przeznaczone dla radiofonii przyznane pierwszemu regionowi zostało podzielone na zakresy:

Fale długie (Dł, LW – Long Waves) obejmują zakres częstotliwości $150 \div 285$ kHz

Fale średnie (Śr, MW – Middle Waves) - $525 \div 1605$ kHz

Fale krótkie (Kr, SW – Short Waves) – $5,95 \div 26,1$ MHz

Zakres krótkofalowy podzielony jest na podzakresy zwane pasmami, noszące nazwę od długości fali:

| | | |
|------|---|------------------------|
| 49 m | - | $5,95 \div 6,2$ MHz |
| 41 m | - | $7,1 \div 7,3$ MHz |
| 31 m | - | $9,5 \div 9,775$ MHz |
| 24 m | - | $11,7 \div 11,975$ MHz |
| 19 m | - | $15,1 \div 15,45$ MHz |
| 16 m | - | $17,7 \div 17,9$ MHz |
| 13 m | - | $21,45 \div 21,75$ MHz |
| 11 m | - | $25,6 \div 26,1$ MHz |

Fale ultrakrótkie (UKF, USW – Ultra Short Waves) – $87,5 \div 108$ MHz. zgodnie z normą CCIR - Committee of Comunication and Radiotechnics (obecnie **EBU**).

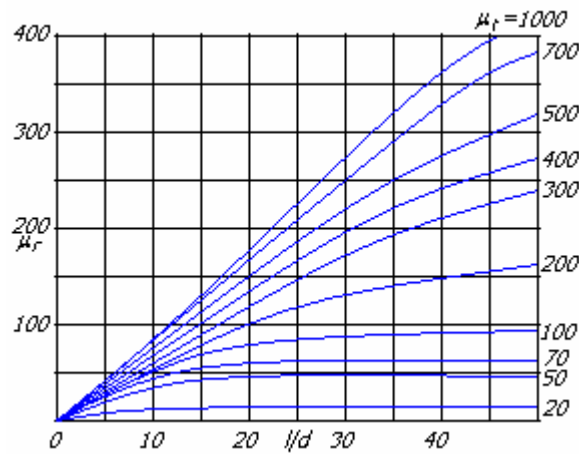
Takie same zakresy fal krótkich i ultrakrótkich przeznaczono dla radiofonii w pozostałych dwóch regionach (drugi - Ameryka Północna i Południowa oraz trzeci – Azja Południowo - Wschodnia oraz Australia i Oceania). W regionach tych fale długie są przeznaczone dla służb morskich.

Na zakresach fal długich i średnich w układach współczesnych odbiorników radiowych stosuje się anteny ferrytowe, często z możliwością dołączenia słabo sprzężonej anteny zewnętrznej. Do zalet anten ferrytowych należy zaliczyć niezmiennie parametry i kierunkową charakterystykę, która znacznie tłumi sygnały niepożądane, jeśli ich źródło nie leży na tej samej linii co źródło sygnału pożądanego.

Wysokość skuteczna anteny ferrytowej wyraża się wzorem:

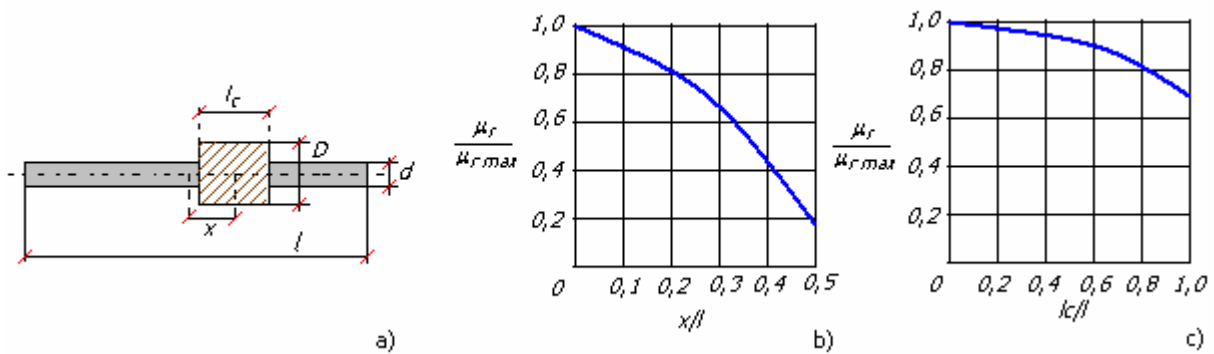
$h_{sk} = 0,166 \cdot 10^{-5} d^2 z f \mu_r$, gdzie d jest średnicą pręta ferrytowego w cm, z – ilością zwojów cewki, f - częstotliwością sygnału w MHz oraz μ_r przenikalnością magnetyczną pręta ferrytowego.

Przenikalność magnetyczna pręta zależy od jego smukłości, tzn. stosunku długości do średnicy l/d oraz od przenikalności μ_t materiału ferrytowego. Zależność tę przedstawiono na rysunku.



Rys. 3.2. Zależność maksymalnej przenikalności magnetycznej μ_r pręta anteny ferrytowej w zależności od stosunku l/d dla różnych wartości przenikalności toroidalnej μ_t .
Źródło: Poradnik inżyniera radioelektryka. WNT Warszawa 1969.

Przenikalność magnetyczna rdzenia ferrytowego zależy ponadto od położenia cewki na rdzeniu. Maksymalna wartość przenikalności magnetycznej występuje dla położenia cewki na środku rdzenia. Przesunięcie cewki od położenia środkowego powoduje duży spadek przenikalności μ_r . Ponadto wartość μ_r zależy od stosunku długości cewki do długości pręta l_c/l .



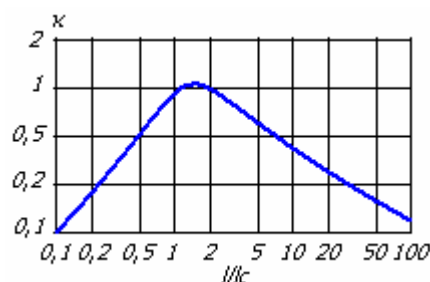
Rys. 3.3. Szkic anteny ferrytowej (a) oraz zależność przenikalności μ_r od stosunku x/l (b) oraz od stosunku l_c/l (c).

Cewka umieszczona na rdzeniu ferrytowym ma indukcyjność $L = \mu_{sk} L_0$, gdzie:

$L_0 = \frac{(\pi z D)^2}{l_c + 0,45 D}$ jest indukcyjnością cewki powietrznej o ilości zwojów z oraz długości l_c i średnicy D , natomiast

$\mu_{sk} = 0,7 \kappa \left(\frac{d}{D} \right)^2 (\mu_{r \max} - 1) + 1$ jest przenikalnością skuteczną w zespole anteny ferrytowej, w której

κ jest współczynnikiem kształtu cewki i rdzenia, zależnym od stosunku l_c/l , jak na poniższym rysunku.

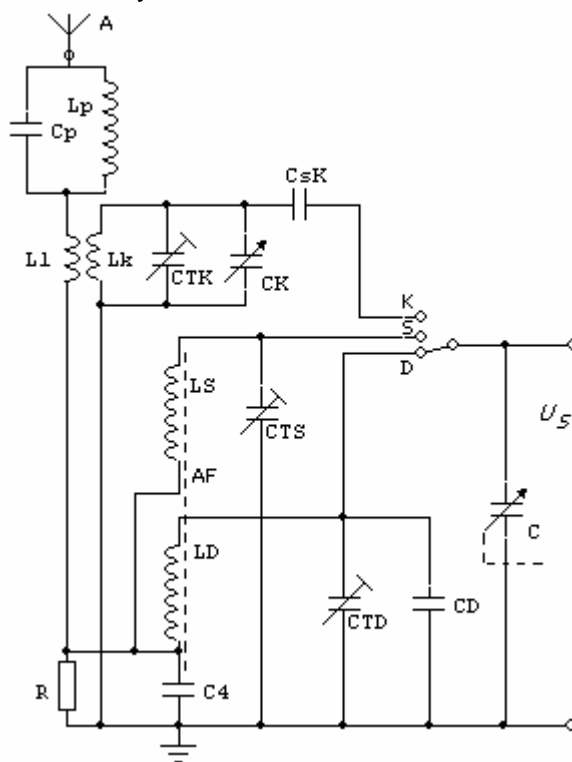


Rys. 3.4. Zależność współczynnika kształtu cewki i rdzenia κ od stosunku l/l_c .

Napięcie na zaciskach cewki antenowej anteny ferrytowej w obwodzie o wypadkowej dobroci Q dostrojonym do częstotliwości rezonansowej ma wartość: $U_s = Qh_{sk}K$. Ponieważ, zgodnie z definicją, $h_{sk} = E_A/K$, współczynnik γ obwodu z anteną ferrytową ma wartość $1/Q$. Dobroć wypadkowa obwodu wejściowego z anteną ferrytową zależy od bardzo wielu czynników, w tym od dobroci cewki antenowej, jej umiejscowienia na rdzeniu, od współczynnika strat materiału ferromagnetycznego, od przenikalności skutecznej określonej wyżej oraz od tłumienia wnoszonego przez pozostałe elementy otaczające obwód antenowy (elementy metalowe, impedancja wejściowa wzmacniacza i pola elektromagnetyczne wytwarzane przez elementy zasilacza i głośniki). Antena ferrytowa winna być umieszczona jak najdalej od transformatora sieciowego i głośników oraz od metalowych elementów konstrukcji odbiornika. Dogodną metodę dostrojenia indukcyjności anteny do żądanej wartości stanowi przesuwanie cewki wzdłuż rdzenia ferrytowego. W przypadku odbiornika wyposażonego w zakresy fal długich i średnich, cewki dla tych zakresów umieszcza się na wspólnym rdzeniu.

Charakterystyka kierunkowa anteny ferrytowej ma kształt ósemki (przy pionowej polaryzacji fal radiowych), podobnie jak dipol półfalowy lub zawijany. Siła elektromotoryczna na zaciskach anteny ferrytowej w zależności od kierunku α sygnału wyraża się wzorem: $E_A = Kh_{sk}\cos\alpha$. Anteny ferrytowe nie są stosowane na zakresach fal krótkich ze względu na stosunkowo małą wysokość skuteczną na tych zakresach (mała ilość zwojów) oraz na znacznie gorszą kierunkowość odbioru fal krótkich (odbicia).

Na rysunku poniżej przedstawiono typowe rozwiązanie przestrajanych obwodów wejściowych wielozakresowego odbiornika radiowego AM z anteną ferrytową dla zakresów fal długich i średnich. Zastosowanie obwodów przestrajanych na wejściu odbiornika umożliwi uzyskanie odpowiednio dużego słumienia częstotliwości lustrzanych.



Rys. 3.5. Schemat obwodów wejściowych odbiornika radiowego strojonych pojemnościowo.

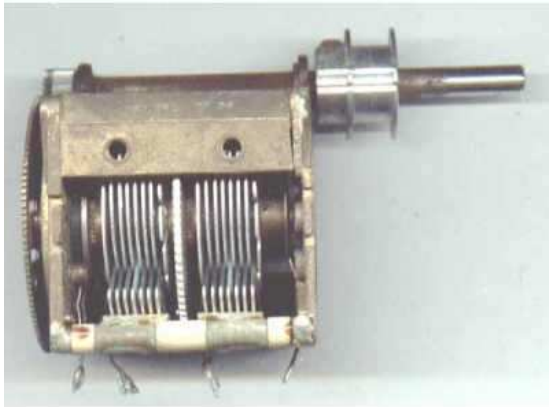
W szereg z anteną włączony jest równoległy obwód rezonansowy $L_p C_p$ o dużej dobroci dostrojony do częstotliwości pośredniej toru AM, 465 kHz. Obwód ten stanowi pułapkę sygnałów o częstotliwościach leżących w paśmie przenoszonym przez wzmacniacz pośredniej częstotliwości. Jest to obwód niezbędny ze względu na fakt, że nawet słaby sygnał o częstotliwości pośredniej jest bardzo mocno wzmacniany w dalszym torze odbiornika.

Z anteną sprzężony jest transformatorowo obwód wejściowy dla fal krótkich. W skład obwodu wchodzi wypadkowa indukcyjność sprzężonych indukcyjnie cewek transformatora wielkiej częstotliwości L_1 i L_K oraz pojemność wypadkowa, którą tworzą połączone równolegle kondensatory C_T i C_K oraz dołączona do nich równolegle wypadkowa pojemność połączonych szeregowo

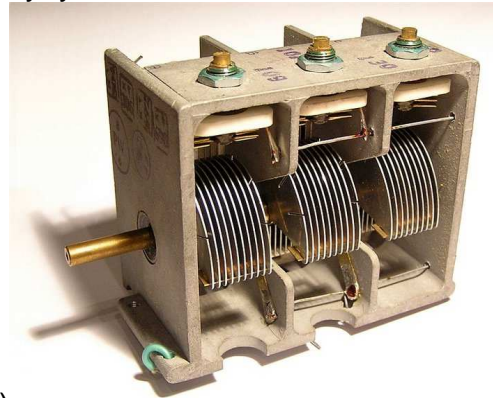
kondensatorów C_{SK} i C . Kondensator C_T nazywamy trymerem, natomiast kondensator C_{SK} - paddingiem. Tak zbudowany układ umożliwia uzyskanie właściwego zakresu przestrajania od skrajnej dolnej częstotliwości do skrajnej górnej częstotliwości fal krótkich (K).

Zakresy fal średnich (S) i długich (D) wyposażono w antenę ferrytową. Obwód antenowy zakresu fal średnich tworzy cewka antenowa L_S i wypadkowa pojemność równolegle połączonych trymera C_{TS} i kondensatora strojeniowego C . Obwód antenowy zakresu fal długich tworzy cewka antenowa L_D i wypadkowa pojemność równolegle połączonych trymera C_{TD} , kondensatora C_D i kondensatora strojeniowego C .

Zastosowanie trymerów w obwodach wejściowych fal średnich i długich umożliwia, podobnie jak w przypadku fal krótkich, uzyskanie odpowiedniego zakresu przestrajania. Kondensator C_D o pojemności rzędu 100 pF zapewnia przesunięcie pasma częstotliwości do właściwego dla fal długich zakresu. Obwody wejściowe fal średnich i długich pokazane na powyższym rysunku są przestrajane wspólnym kondensatorem zmiennym C , stanowiącym jedną z czterech lub nieraz sześciu sekcji powietrznego kondensatora zmiennego (strojeniowego). Takie wielosekcyjne kondensatory zmienne noszą nazwę agregatów strojeniowych. Agregat taki, którego widok pokazano na rysunku poniżej składa się z dwóch lub trzech identycznych sekcji o pojemności przestrajanej w granicach od kilku do 450 pF oraz z dwóch lub trzech sekcji o znacznie mniejszej pojemności maksymalnej, służącej do przestrajania obwodów na zakresach fal krótkich i UKF. Pozostałe sekcje kondensatora są wykorzystywane do przestrajania obwodów strojonych wzmacniacza wielkiej częstotliwości (w. cz.) i heterodyny.

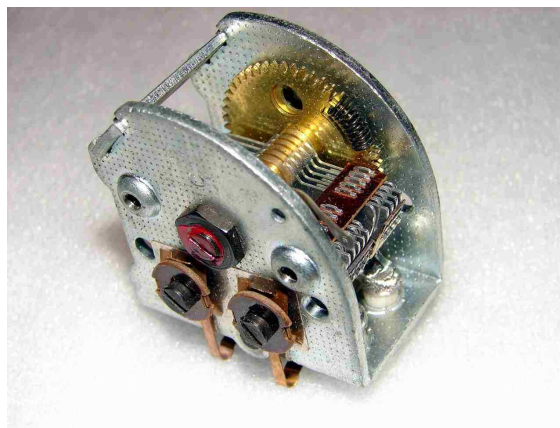


a)



b)

c)



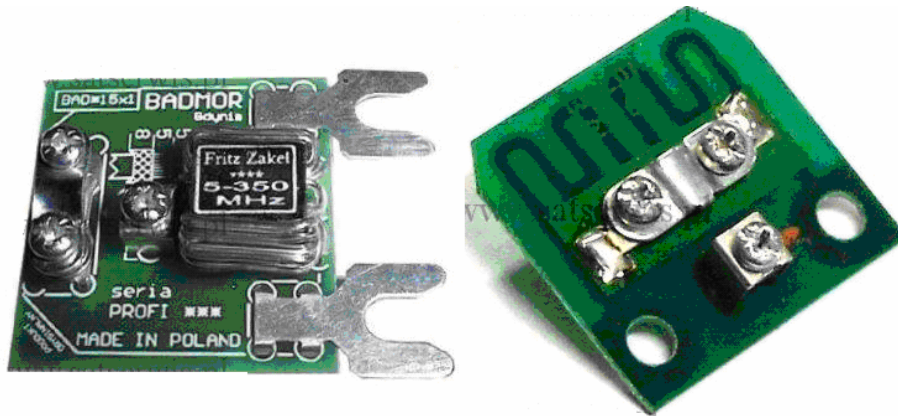
Rys. 3.6. Agregaty strojeniowe a) dwusekcyjny i b) trójsekcyjny z dodatkowymi trymerami umieszczonymi w górnej części oraz c) dwusekcyjny kondensator strojeniowy na zakres UKF.

Elementy R i C_4 , wspólne dla wszystkich obwodów, mają za zadanie stłumienie zakłóceń małej częstotliwości indukowanych w antenie i tych obwodach.

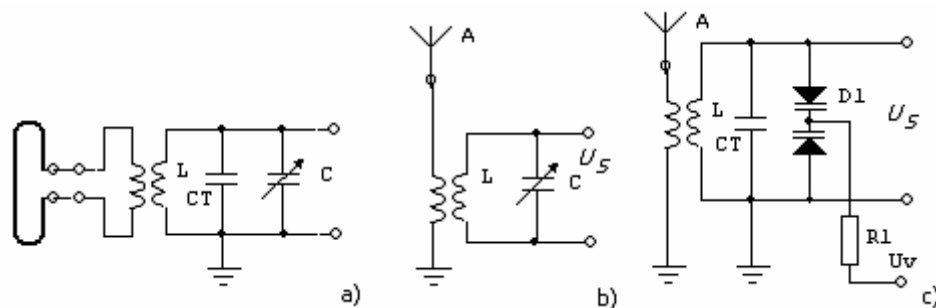
Na **rysunku 6.4** w rozdziale VI pokazano schemat odbiornika radiowego z anteną ferrytową na zakresie fal długich, średnich i krótkich.

Obwody wejściowe dla sygnału wielkiej częstotliwości na zakresie UKF mają znacznie prostszą konstrukcję. W starszych odbiornikach stacjonarnych można spotkać wyłącznie wejście symetryczne, przystosowane do współpracy z anteną dipolową łączoną z odbiornikiem za pomocą kabla symetrycznego o impedancji falowej 300 Ω . Obecnie stosuje się wyłącznie wejście

asymetryczne, wymagające zastosowania kabla koncentrycznego o impedancji falowej 75Ω . Przy zewnętrznej antenie dipolowej należy zastosować w tym przypadku symetryzator. Symetryzator ma za zadanie dopasowanie impedancji anteny do impedancji wejściowej wzmacniacza wielkiej częstotliwości oraz zmienić symetryczną geometrię wyjścia anteny dipolowej na asymetryczną wejścia odbiornika.



Rys. 3.7. Symetryzatory na różne zakresy częstotliwości.



Rys. 3.8. Obwody wejściowe zakresu UKF.

Odbiorniki przenośne wyposażone w teleskopową antenę prętową i antenę ferrytową nie mają najczęściej w ogóle gniazda do przyłączenia anteny zewnętrznej. Odbiorniki samochodowe są wyposażone w gniazdo antenowe przystosowane do podłączenia anteny prętowej o impedancji falowej 75Ω . W odbiornikach samochodowych najwyższej klasy stosuje się podwójne obwody antenowe umożliwiające podłączenie dwóch anten, jednej umieszczonej z przodu samochodu, a drugiej z tyłu. Odpowiedni układ logiczny powoduje dołączanie tej anteny, na wyjściu której sygnał jest w danym momencie większy.

W odbiornikach produkowanych obecnie stosuje się w obwodach strojonych zarówno na zakresach AM jak i FM niemal wyłącznie diody pojemnościowe (warikapy) przestrajane napięciowo, jak na rysunku c) wyżej.

Podobne rozwiązania obwodów wejściowych stosuje się również w przypadku odbiorników radiokomunikacyjnych.

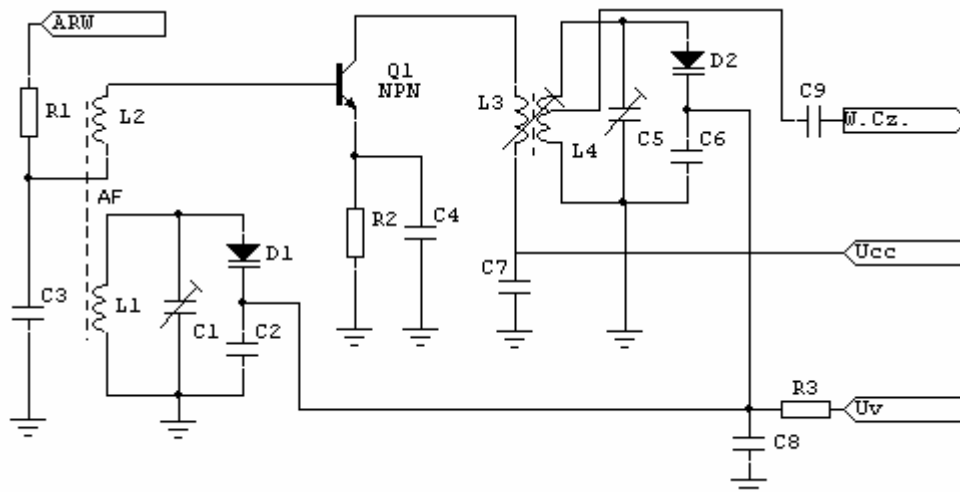
IV. Wzmacniacz wielkiej częstotliwości – w.cz.

W odbiornikach radiowych wyższych klas, a także w odbiornikach telekomunikacyjnych stosuje się za obwodami wejściowymi element wzmacniający (pojedynczy tranzystor lub odpowiedni wzmacniacz w strukturze układu scalonego) mający za zadanie wzmocnienie sygnału U_S pojawiającego się na ich wyjściu. Większa amplituda i moc sygnału zapewnia lepsze warunki pracy mieszacza.

Na wyjściu wzmacniacza wielkiej częstotliwości stosuje się obwód rezonansowy przestrajany identycznie jak obwód wejściowy, dzięki czemu wzrasta tłumienie sygnałów zakłócających leżących poza kanałem odbieranym, w tym przede wszystkim tłumienie sygnałów lustrzanych. Ponadto stopień wzmacniacza wejściowego wykorzystuje się do automatycznej regulacji wzmocnienia (ARW). Do elementu wzmacniającego doprowadza się z dalszych stopni toru odbiornika napięcie stałe o wartości proporcjonalnej do wielkości sygnału odbieranego. Napięcie to działa w pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego zmieniając punkt pracy wzmacniacza w taki sposób, aby na jego wyjściu wielkość sygnału miała w przybliżeniu stałą wartość, niezależnie od wartości sygnału

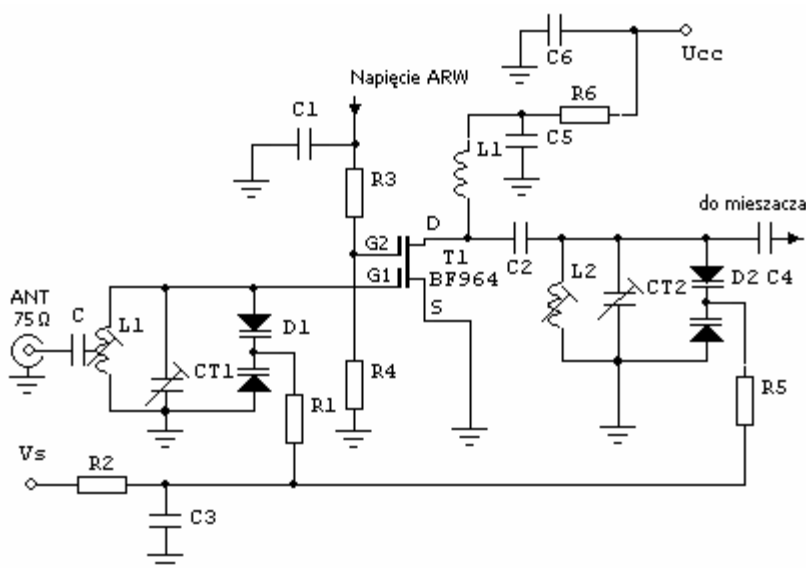
indukowanego w antenie.

Poniżej pokazano przykładowe rozwiązania wzmacniaczy w. cz. AM i FM.



Rys. 4.1. Schemat ideowy wzmacniacza wielkiej częstotliwości na zakres AM z anteną ferrytową i wejściem ARW.

W przedstawionym układzie baza tranzystora Q1 jest polaryzowana napięciem ARW doprowadzonym z detektora ARW znajdującego się w torze odbiornika za wzmacniaczem pośredniej częstotliwości (po ewentualnym odpowiednim wzmocnieniu). Obwody antenowy i w kolektorze tranzystora są przestrajane wspólnie napięciem U_v doprowadzonym do diod pojemnościowych. Baza i kolektor tranzystora są słabo sprzęgane magnetycznie z obwodami strojonymi. Takie sprzężenie zapewnia odpowiednio dużą dobroć obwodów.



Rys. 4.2. Schemat ideowy wzmacniacza wielkiej częstotliwości na zakresie FM z obwodami rezonansowymi z diodami pojemnościowymi przestrajanymi napięciowo.

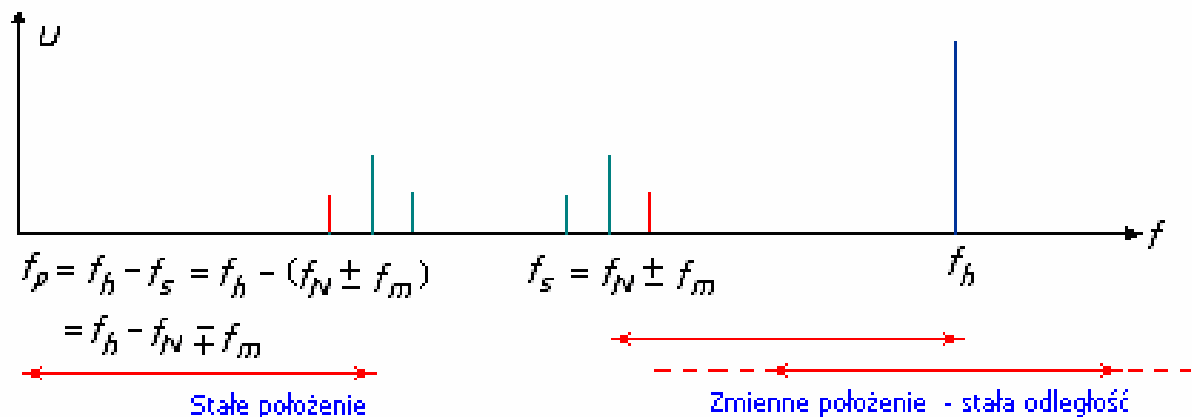
W układzie przedstawionym wyżej wzmacniacz w. cz. pracuje na tranzystorze polowym z dwoma bramkami. Do bramki G1 doprowadzany jest sygnał antenowy wydzielony w obwodzie wejściowym. Druga bramka służy do polaryzacji punktu pracy tranzystora napięciem stałym ARW, którego wartość zależy od wielkości sygnału wejściowego. Wzrost sygnału ponad określoną wartość, zwaną *progim ARW* powoduje przesuwanie punktu pracy tranzystora w taki sposób, aby jego wzmocnienie zmalało.

Podobne rozwiązania do przedstawionych wyżej można znaleźć w wielu odbiornikach radiowych. W **rozdziale V** przedstawiono m. in. schemat samochodowego odbiornika radiowego Blaupunkt

V. Mieszacz i heterodyna. Głowica UKF.

Przemianą częstotliwości nazywamy proces zmiany częstotliwości danego sygnału o pewną określoną wartość. Inaczej, jest to proces przesuwania widma częstotliwości. W procesie przemiany częstotliwości zmienia się wartość częstotliwości nośnej z f_N na inną, zwaną częstotliwością pośrednią f_p , natomiast niezmienione pozostają pozostałe parametry związane z modulacją fali nośnej, to znaczy współczynnik modulacji, dewiacja i odstęp między prążkami bocznymi widma. Układ przemiany częstotliwości nosi nazwę *mieszacza*.

Efekt przemiany częstotliwości można uzyskać doprowadzając do elementu o charakterystyce kwadratowej $i = f(u^2)$ (np. diody lub tranzystora) dwa sygnały: sygnał użyteczny f_s o częstotliwości nośnej f_N odpowiednio zmodulowany oraz sygnał pomocniczy o częstotliwości f_h z generatora zwanego heterodyną.



Rys. 5.1. Zasada działania układu przemiany częstotliwości.

W wyniku oddziaływania tych sygnałów na elemencie nieliniowym zachodzi zjawisko **interferencji** (analogiczne do szkodliwego zjawiska modulacji skrośnej, o którym była mowa wyżej). Produktem mieszania sygnałów jest złożone widmo częstotliwościowe sygnału wyjściowego, zawierające składowe o częstotliwościach f_s i f_h oraz ich harmonicznych, a także o częstotliwościach wynikających z wszelkich kombinacji liniowych między nimi i ich harmonicznymi. Pośród tych kombinacji znajdują się między innymi $f = f_h - f_s$ lub $f' = f_s - f_h$.

Sygnał o częstotliwość różnicowej, zwanej *częstotliwością pośrednią* f_p , zawiera również wstęgi boczne, podobnie jak sygnał odbierany f_s .

$$f_h - f_s = f_h - (f_N + f_m) = f_p - f_m, \text{ oraz}$$

$$f_h - f_s = f_h - (f_N - f_m) = f_p + f_m.$$

Częstotliwość pośrednią wydziela się na wyjściu mieszacza za pomocą odpowiedniego filtra pasmowego, zapewniającego przeniesienie wstęg bocznych sygnału.

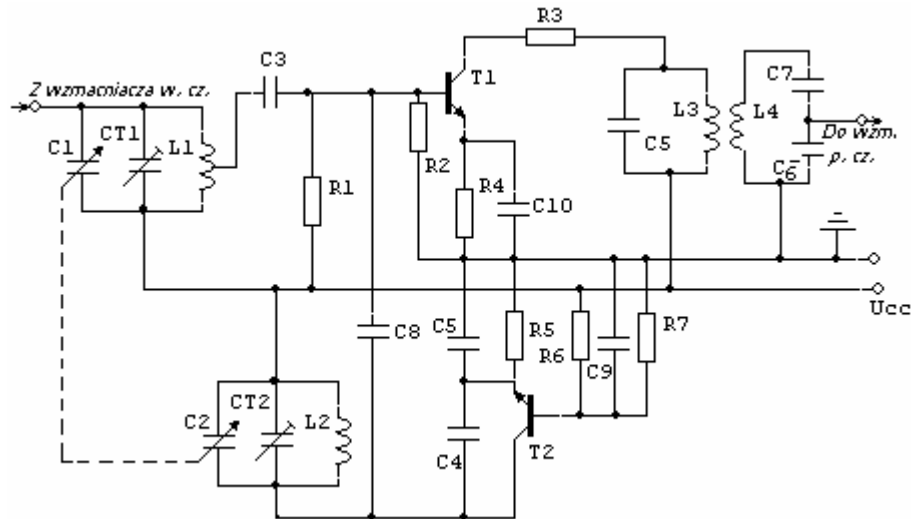
Identyczną wartość częstotliwości pośredniej otrzymamy dla sygnału f_s' o wartości $f_s + 2f_p$. W tym przypadku otrzymamy $f_p' = f_s' - f_h = f_s + 2f_p - f_h = f_s + 2f_p - (f_s + f_p) = f_p$. Sygnał o częstotliwości f_s' nazywamy *sygnałem lustrzanym* f_l . Jest to sygnał niepożądany (zakłócający), który powinien być maksymalnie wytłumiony przez obwody wejściowe i strojone obwody wzmacniacza w. cz. W Japonii stosuje się częstotliwość heterodyny mniejszą od częstotliwości sygnału, z takimi przypadkami możemy więc spotkać się w odbiornikach importowanych z tego kraju.

Dla sygnałów na zakresach AM przyjęto standardową wartość częstotliwości pośredniej równą 465 kHz (w odbiornikach importowanych można spotkać również inne wartości od 450 do 485 kHz). Dla sygnałów na zakresie FM stosuje się powszechnie standardową częstotliwość pośrednią o

wartości 10,7 MHz. W przypadku odbiorników z dwukrotną przemianą częstotliwości druga częstotliwość pośrednia ma zwykle wartość około 70 kHz na zakresach AM (lub pierwsza – 10,7 MHz i druga – 465 kHz), natomiast na zakresie UKF stosuje się pierwszą częstotliwość pośrednią rzędu 75 MHz i drugą, 10,7 MHz.

Mieszacze można podzielić ze względu na sposób doprowadzenia sygnałów do elementu mieszającego na sumacyjne, iloczynowe i samodrgające (z heterodyną wewnętrzną).

W *mieszaczu sumacyjnym* sygnał odbierany i przebieg z heterodyny podawane są na jedno wejście elementu nieliniowego, np. na bazę tranzystora.



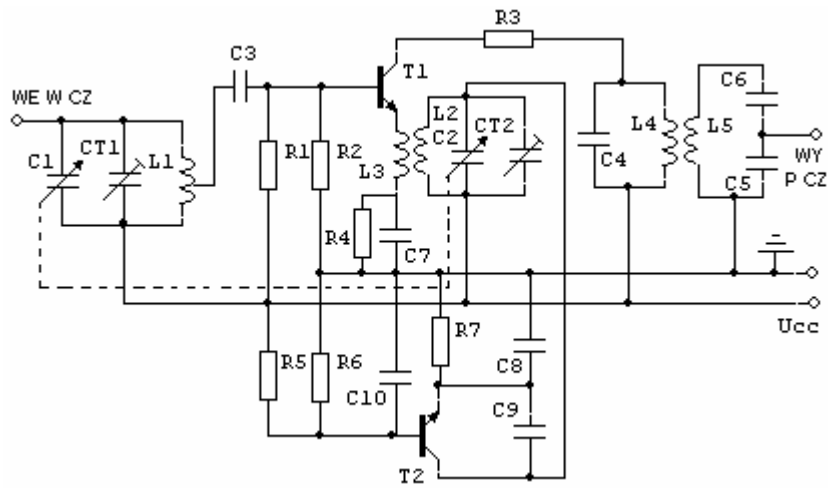
Rys. 5.2. Układ mieszacza sumacyjnego.

W układzie przemiany przedstawionym na powyższym rysunku tranzystor T1 pracuje jako mieszacz w konfiguracji ze wspólnym emiterem, natomiast na tranzystorze T2 zbudowano generator w układzie z dzieloną pojemnością (C3/C4), noszący nazwę generatora Collpittsa, pracującym w konfiguracji z wspólną bazą. Sygnał wejściowy i napięcie heterodyny sumują się w bramce tranzystora T1.

W przedstawionym rozwiązaniu mieszacza sumacyjnego musi być zastosowany wcześniej stopień wzmacniacza wielkiej częstotliwości, który oprócz funkcji wzmocnienia sygnału w. cz. i poprawy selektywności obwodów wielkiej częstotliwości, pełni rolę obwodu oddzielającego heterodynę od obwodu antenowego, tłumiąc w ten sposób przebieg heterodyny. W przypadku braku tego stopnia silny sygnał heterodyny byłby łatwo wypromieniowany przez obwód wejściowy i antenę, zakłócając pracę innych odbiorników w pobliżu.

Sygnał pośredniej częstotliwości wydzielany jest w dwuobwodowym filtrze pracującym w obwodzie kolektora tranzystora T1.

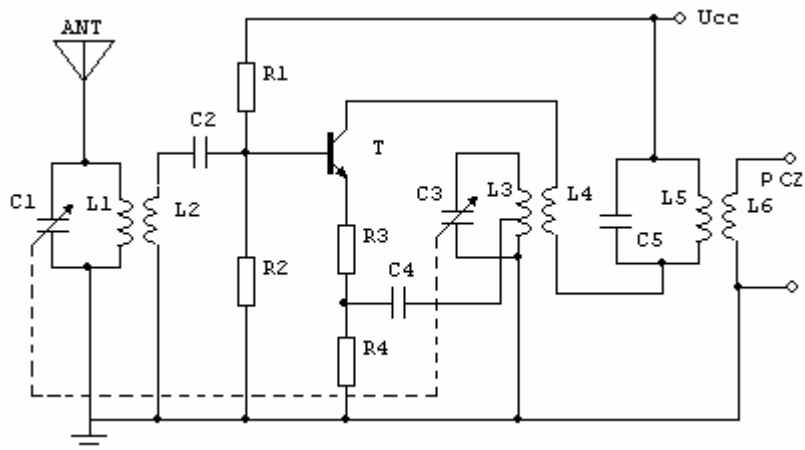
W *mieszaczu iloczynowym* mieszane sygnały podawane są na dwie różne końcówki, np. na bazę i emiter tranzystora.



Rys. 5.3. Układ mieszacza iloczynowego.

Układ przedstawiony na rysunku jest mieszaczem iloczynowym. Sygnał wielkiej częstotliwości jest doprowadzany do bazy tranzystora T1, a napięcie heterodiny do emitera za pośrednictwem sprzężenia transformatorowego. Heterodyna pracuje w układzie Collpittsa na tranzystorze T2 w konfiguracji ze wspólną bazą. Sygnał pośredniej częstotliwości wydzielany jest w dwuobwodowym filtrze pracującym w obwodzie kolektora tranzystora T1.

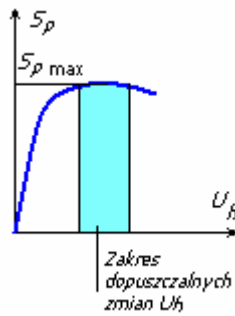
Mieszacz samodrgający (inaczej - układ z heterodyną wewnętrzną) zbudowany jest na jednym tranzystorze, który pracuje jednocześnie w dwóch układach - jako generator i jako mieszacz. Przykład układu z heterodyną wewnętrzną ilustruje poniższy rysunek.



Rys. 5.4. Uproszczony schemat ideowy wzmacniacza samodrgającego.

W układzie tym sygnał z anteny jest doprowadzany do bazy tranzystora, który pracuje w konfiguracji ze wspólnym emiterem. Na tym samym tranzystorze zbudowany jest generator pracujący w układzie z dzieloną indukcyjnością (Hartleya) w konfiguracji ze wspólną bazą. W wyniku mieszania powstaje sygnał o częstotliwości różnicowej, wydzielany w obwodzie wyjściowym L5C5.

Istotnym parametrem *stopnia przemiany* (mieszacza wraz z heterodyną) jest *nachylenie przemiany*, definiowane jako stosunek prądu o częstotliwości f_p mierzony przy zwartym wyjściu do napięcia sygnału na wejściu mieszacza: $S_p = i_p / U_s$. Jeżeli $U_s \ll U_h$, nachylenie przemiany S_p zależy od transkonduktancji g_m tranzystora, od amplitudy napięcia heterodiny U_h i od kształtu przebiegu napięcia heterodiny. Zależność S_p od amplitudy U_h ma zwykle charakter podobny do charakterystyki przedstawionej na rysunku.



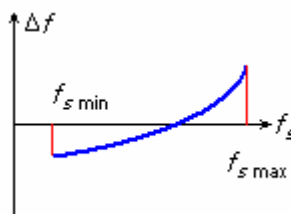
Rys. 5.5. Zależność nachylenia przemiany od napięcia heterodyny.

Maksymalna wartość nachylenia przemiany S_p wynosi dla sinusoidalnego przebiegu napięcia heterodyny około $g_m/4$, natomiast dla przebiegu prostokątnego, około g_m/π , gdzie g_m jest transkonduktancją elementu mieszającego (np tranzystora). Wartość napięcia heterodyny należy tak dobrać, aby nachylenie przemiany S_p miało możliwie stałą wartość przy dopuszczalnych zmianach amplitudy U_h w całym zakresie przestrajania.

W celu zachowania stałej wartości różnicy częstotliwości heterodyny i sygnału musi być zachowana **współbieżność przestrajania** obwodu wejściowego, obwodu na wyjściu wzmacniacza w. cz. i obwodu heterodyny, która polega na zachowaniu stałej różnicy między częstotliwością heterodyny i częstotliwością rezonansową obwodów wielkiej częstotliwości.

Uzyskanie identycznych charakterystyk przestrajania obwodu wejściowego i obwodu wzmacniacza wielkiej częstotliwości jest stosunkowo łatwe, ponieważ obwody te są dostrajane do tej samej częstotliwości, równej f_s . Natomiast obwód heterodyny jest dostrajany do częstotliwości wyższej, równej sumie f_s i f_p . Zastosowanie dwóch obwodów przestrajanych kondensatorami o identycznych charakterystykach i różniących się jedynie indukcyjnością zapewnia uzyskanie różnicy ich częstotliwości rezonansowych równej f_p tylko dla jednej częstotliwości f_s w całym zakresie przestrajania. W przypadku stosowania kondensatorów zmiennych przestrajanych mechanicznie istnieje możliwość zróżnicowania kształtu płytek w poszczególnych sekcjach agregatu strojeniowego. W przypadku przestrajania warikapowego stosuje się czasami odpowiednio dobrane zestawy diod pojemnościowych. Na przykład w odbiorniku Blaupunkt Lyon CC28, którego schemat ideowy przedstawiono na **rys. 5.16**, zastosowano diody BB304 oznaczone odpowiednio kolorami: zielonym w obwodzie antenowym UKF, żółtym w obwodzie wyjściowym wzmacniacza w.cz. UKF i białym w obwodzie oscylatora UKF.

Na rysunku poniżej przedstawiono zależność błędu współbieżności od częstotliwości sygnału, wyrażonego różnicą częstotliwości heterodyny f_h i częstotliwości rezonansowej obwodu wyjściowego pośredniej częstotliwości (p. cz.).

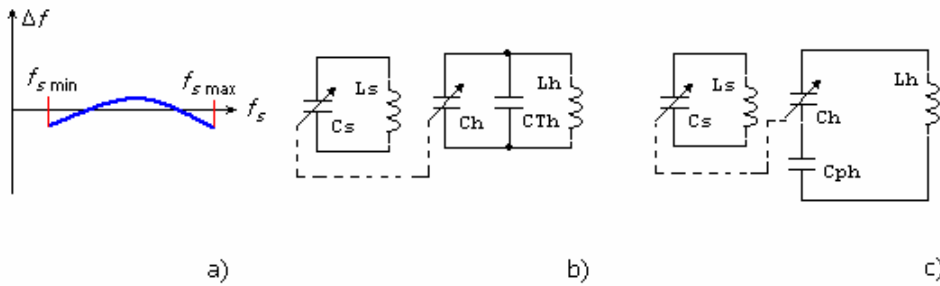


Rys. 5.6. Przebieg błędów współbieżności dla zestrojenia jednopunktowego.

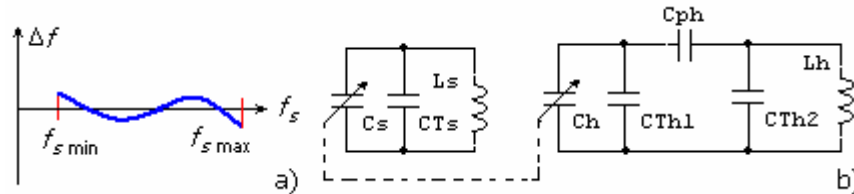
$\Delta f = f_s - f_{rs}$, gdzie f_s jest częstotliwością odbieranego sygnału przy danej częstotliwości heterodyny, f_{rs} jest częstotliwością rezonansową obwodu wejściowego lub strojonego obwodu wzmacniacza w. cz. przy ustawionej częstotliwości f_h . Zestrojenia jednopunktowego praktycznie nie stosuje się.

Zastosowanie trymera lub paddingu w obwodzie strojonym heterodyny umożliwia dwupunktowe zestrojenie obwodów. W tym wypadku zależność błędu współbieżności od wartości f_s kształtuje się jak niżej na rysunku.

Rys. 5.7. Przebieg błędów współbieżności dla zestrojenia dwupunktowego (a) oraz obwód heterodyny z trymerem (b) i z paddingiem (c).



Najmniejsze błędy współbieżności zapewnia zestrojenie trójpunktowe. Zestrojenie trójpunktowe można uzyskać przez jednoczesne zastosowanie trymera i paddingu.



Rys. 5.8a. Przebieg błędów współbieżności dla zestrojenia dwupunktowego (a) oraz obwód wielkiej częstotliwości i heterodyny.

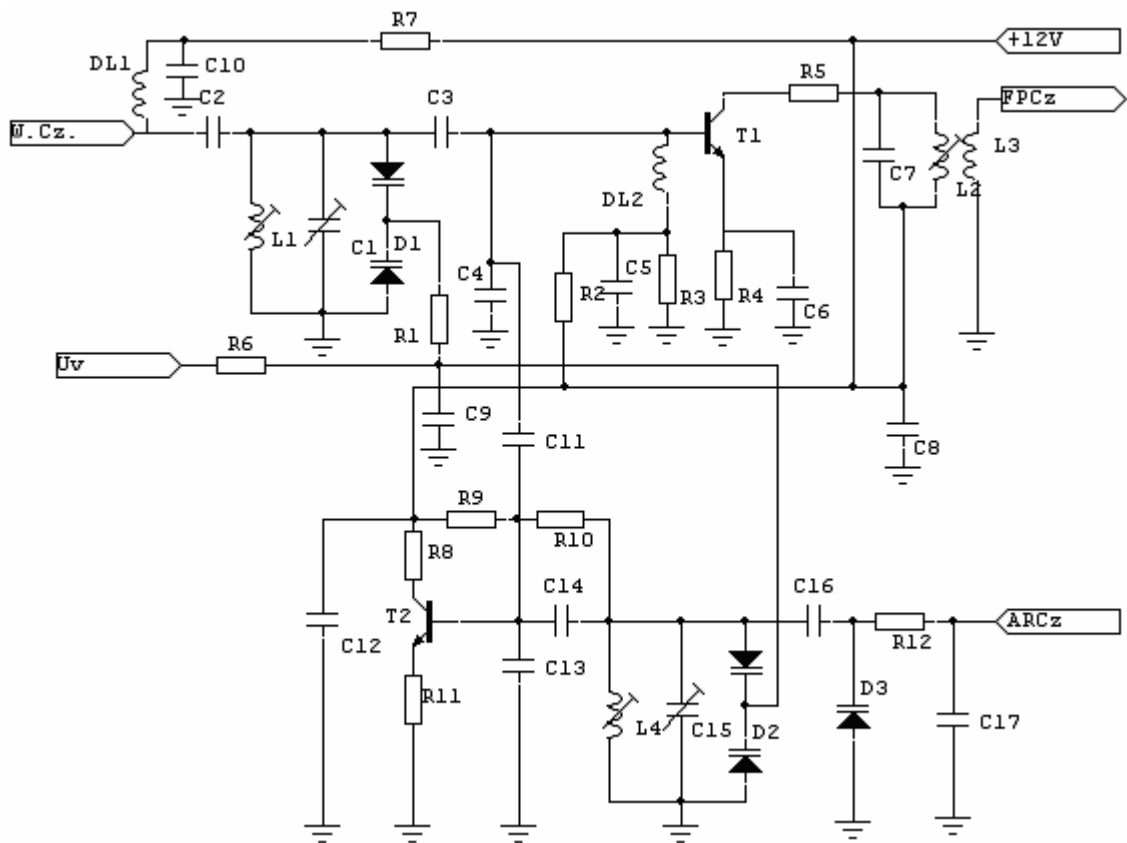
Rys. 5.8b. Przebieg błędów współbieżności dla zestrojenia trójpunktowego (a) oraz obwód wielkiej częstotliwości i heterodyny obwodów strojonych trójpunktowo.

Zestrojenie trójpunktowe jest powszechnie stosowane na zakresach fal długich i średnich.

Zasada działania stopnia przemiany dla zakresu fal ultrakrótkich z modulacją FM jest identyczna jak dla zakresów AM. Dodatkowo stosuje się w tych obwodach układ automatycznej regulacji częstotliwości (ARCz). Konieczność stosowania ARCz wynika z faktu, że heterodyna w odbiorniku UKF pracuje na znacznie wyższych częstotliwościach niż na zakresach AM, w związku z tym wpływ czynników zewnętrznych na wartość generowanej częstotliwości jest stosunkowo duży. Odstrojenie heterodyny od częstotliwości odpowiadającej sygnałowi danej stacji powoduje wzrost szumów i zakłóceń, szczególnie w przypadku odbioru sygnału stereofonicznego. Odstrojenie heterodyny powoduje powstanie na wyjściu detektora częstotliwości napięcia stałego o znaku zależnym od kierunku odstojenia. Fakt ten jest wykorzystywany do korekty wartości generowanej częstotliwości w taki sposób, aby składowa stała napięcia była pomijalnie mała. W obwodzie strojonym heterodyny do pojemności przestrajanej dołącza się dodatkową diodę pojemnościową, której pojemność sterowana jest składową stałą napięcia pojawiającego się na wyjściu detektora (po ewentualnym wzmacnieniu). Korekta pojemności w obwodzie rezonansowym heterodyny powoduje odpowiednią zmianę generowanej częstotliwości. Działanie układu ARCz objawia się w taki sposób, że po dostrojeniu odbiornika do określonej stacji próba odstojenia powoduje zmianę częstotliwości heterodyny w określonych granicach, zwanych *zakresem trzymania ARCz*. Zastosowanie układu ARCz zapewnia bardziej stabilny odbiór wybranej stacji.

Obwody strojone sygnału wejściowego i heterodyny oraz mieszacz były we wczesnych konstrukcjach odbiorników FM montowane bezpośrednio na płycie głównej odbiornika. W celu zmniejszenia wpływu obcych pól magnetycznych na heterodynę FM obwody te oddzielano od pozostałej części płyty ściankami metalowymi. Obecnie wykonuje się moduły zawierające strojone obwody w. cz., heterodynę, mieszacz i wstępny wzmacniacz pośredniej częstotliwości w postaci obwodów zamkniętych w metalowej obudowie z wyprowadzonymi na zewnątrz końcówkami do wlutowania do płyty odbiornika. Moduł taki nosi nazwę głowicy UKF lub tunera UKF. Produkowane są zarówno głowice oparte na elementach dyskretnych jak i na układzie scalonym. Na rysunkach poniżej przedstawiono przykłady rozwiązań konstrukcyjnych tunerów UKF obecnie dostępnych i stosowanych w odbiornikach radiowych.

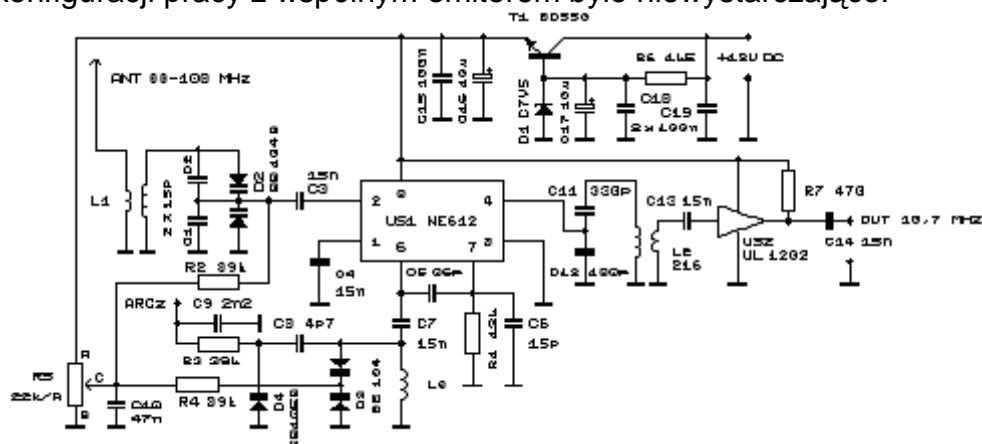
Poniżej pokazano układ głowicy zrealizowanej na tranzystorach.



Rys. 5.9. Schemat ideowy głowicy na tranzystorach.

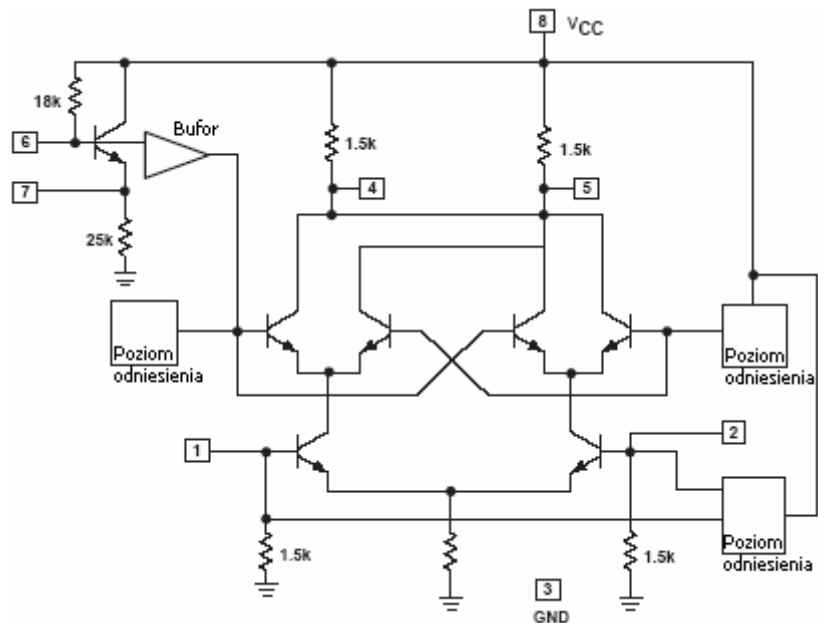
Na tranzystorze T1 zbudowany jest mieszacz sumacyjny. Heterodyna jest generatorem Collpittsa pracującym w układzie ze wspólną bazą. Obwody wielkiej częstotliwości i heterodyny są strojone napięciem U_v . Obwód heterodyny jest dostrajany napięciem ARCz doprowadzanym do diody pojemnościowej D3. Kondensatory C13 i C14 w obwodzie heterodyny pełnią rolę trymera i paddingu, zapewniając trójpunktowe przestrajanie obwodów.

Na **rysunku 6.4** w rozdziale VI przedstawiono schemat odbiornika przenośnego z tranzystorową głowicą FM z obwodami w kolektorze wzmacniacza w. cz. i heterodyny przestrajanymi przez zmianę indukcyjności. Obwód anteny jest nieprzestrajany – jego pasmo przenoszenia obejmuje cały zakres UKF. Taka konstrukcja była dawniej uzasadniona ze względu na małe zagęszczenie stacji nadających w zakresie UKF. Tranzystor wzmacniacza w. cz. pracuje w konfiguracji z wspólną bazą. Uzyskano w ten sposób naturalne dopasowanie do małej impedancji obwodu antenowego i poszerzono pasmo częstotliwości wzmacniacza, które w przypadku ówczesnych tranzystorów germanowych w konfiguracji pracy z wspólnym emiterem było niewystarczające.



Rys. 5.10. Głowica UKF na układzie scalonym NE612 oraz wewnętrzna struktura układu scalonego.

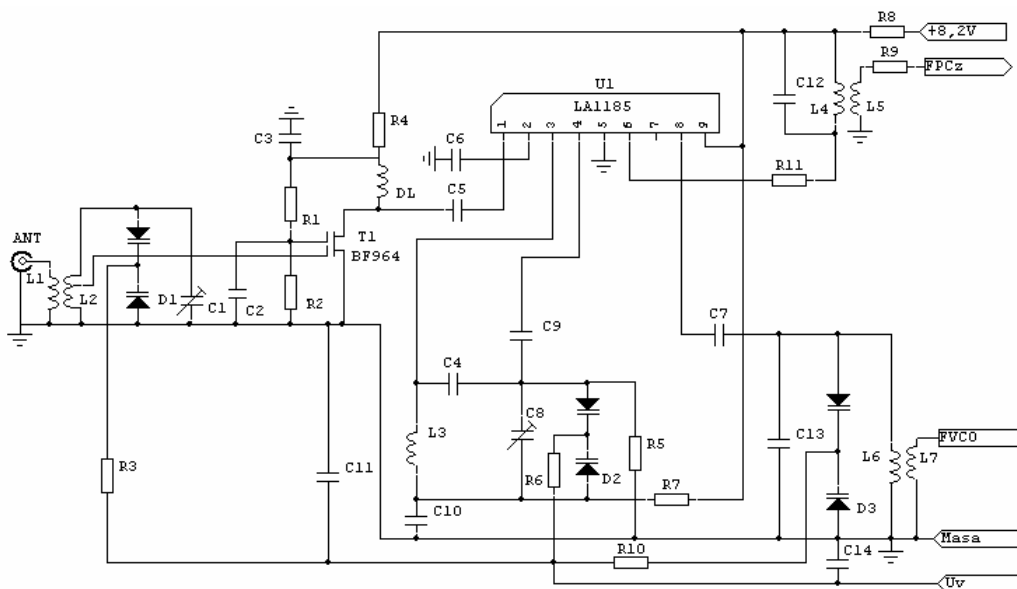
Na rysunku powyżej pokazano schemat ideowy głowicy na układzie scalonym NE 612. Układ zawiera zintegrowane obwody aperiodycznego wzmacniacza w. cz., heterodyny i mieszacza oraz

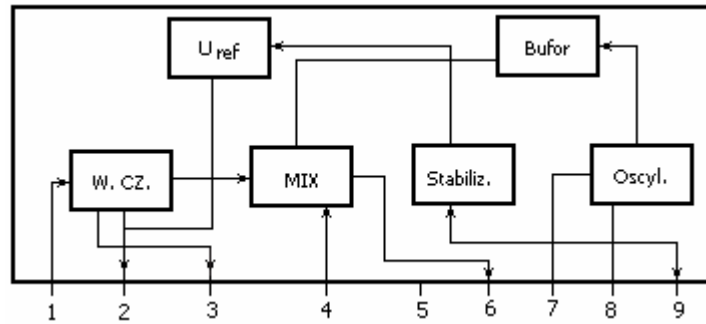


wzmacniacza wstępnego p. cz.

Na wyjściu układu otrzymuje się sygnał pośredniej częstotliwości 10,7 MHz.

W układzie zastosowano strukturę tak zwanego *mieszacza podwójnie zrównoważonego*. W układzie takim, ze względu na symetryczną strukturę podwójnego wzmacniacza różnicowego, sygnały poddawane mieszaniu, tzn. f_s i f_h , są na wyjściu w dużej części stłumione. Najwyższe amplitudy na wyjściu mieszacza zrównoważonego mają sygnały o częstotliwości równej sumie i różnicy częstotliwości mieszanych. We współczesnych odbiornikach stosuje się wyłącznie mieszacze tego typu. Głowica wyposażona jest w stabilizator napięcia zasilającego. Obwód antenowy i obwód heterodyny przestrajane są napięciowo. W obwodach strojonych zastosowano podwójne diody pojemnościowe BB104B. Do obwodu heterodyny dołączona jest dioda pojemnościowa BB105B, do której doprowadza się napięcie ARCz z demodulatora FM. Na rysunku pokazano potencjometr strojeniowy diod pojemnościowych. W układzie odbiornika można (zamiast potencjometru) zastosować układ syntezy częstotliwości z programatorem współpracujący z mikroprocesorem sterującym układami odbiornika.

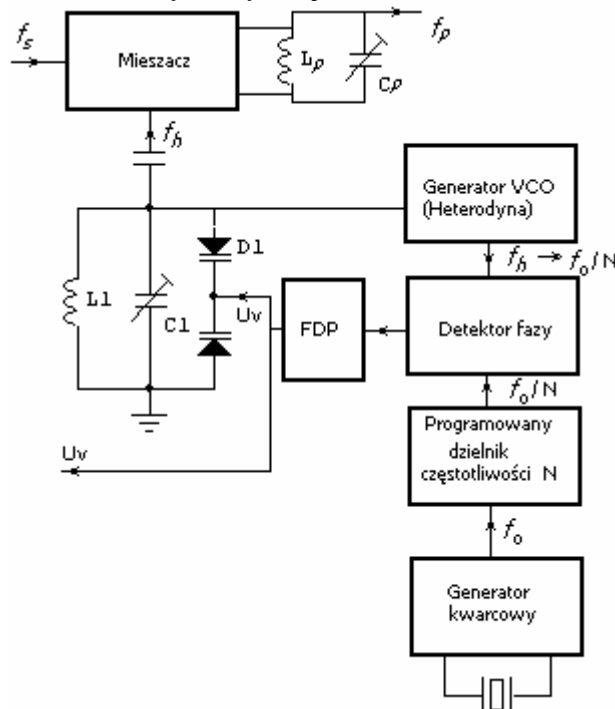




Rys. 5.11. Schemat ideowy głowicy UKF na układzie scalonym LA 1185 i schemat blokowy układu.

Powyżej przedstawiono układ głowicy wykonanej na układzie scalonym LA 1185. Jest to układ ze stopniem wzmocnienia wielkiej częstotliwości. Strojeny obwód wejściowy oddzielony jest od układu scalonego aperiodycznym stopniem wzmocnienia na tranzystorze BF964, który pełni tu rolę elementu dopasowującego obwód antenowy do rezystancji wejściowej układu. Może on być także wykorzystany do regulacji wzmocnienia (ARW) jak w omawianym wcześniej układzie **wzmacniacza w. cz. FM**. Na wejściu układu znajduje się wzmacniacz w. cz. z obwodem strojonym na wyjściu. Obwody wielkiej częstotliwości i obwód heterodyny strojone są diodami pojemnościowymi BB204 przez zmianę napięcia U_v . Napięcie to może być podawane z potencjometru strojeniowego lub z układu syntezy częstotliwości. Jeśli heterodyna pracuje jako generator VCO w pętli synchronizacji fazowej, układ automatycznej regulacji częstotliwości (ARCz) jest zbędny. Częstotliwość heterodyny jest w takim układzie doskonale stabilizowana, ponieważ pętla fazowa charakteryzuje się odpowiednim zakresem chwywania i trzymania.

Poniższy rysunek przedstawia układ syntezy częstotliwości z zastosowaniem pętli fazowej (PLL).



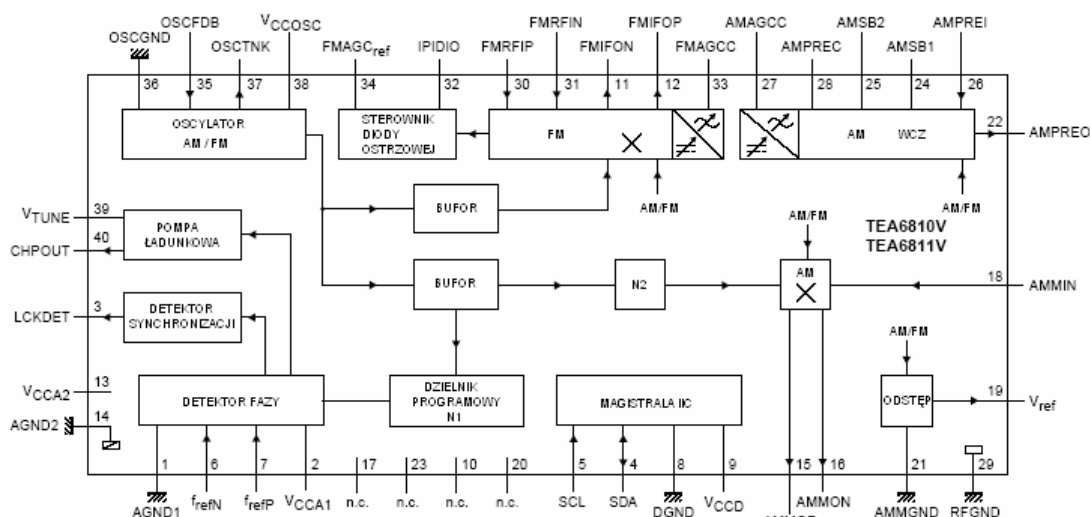
Rys. 5.12. Zasada działania układu syntezy częstotliwości w programowanym odbiorniku radiowym.

W przedstawionym na schemacie blokowym układzie syntezy częstotliwości generator kwarcowy wytwarza przebieg o stałej, stabilnej częstotliwości f_0 . Sygnał ten podawany jest na programowany dzielnik częstotliwości, na którego wyjściu otrzymujemy przebieg o częstotliwości N razy mniejszej. Dzielnik częstotliwości jest zbudowany z binarnego licznika impulsów i komparatora, który porównuje stan licznika ze stanem rejestru, do którego wprowadzono wartość żądanej częstotliwości f_h . W momencie, gdy wartość licznika zrówna się z wartością zaprogramowaną, na jego wyjściu pojawia się impuls zmieniający stan przerzutnika bistabilnego. Na wyjściu przerzutnika otrzymuje się falę prostokątną o zaprogramowanej częstotliwości. Przebieg o częstotliwości f_0/N porównywany jest na

detektorze fazy z przebiegiem o częstotliwości f_h generowanym przez oscylator VCO. Różnica faz porównywanych przebiegów powoduje powstanie sygnału błęd, z którego na wyjściu filtra dolnoprzepustowego wydziela się składową stałą (napięcie U_v). Otrzymane napięcie przestraja obwód rezonansowy generatora VCO (z diodami pojemnościowymi) w taki sposób, aby częstotliwość f_h i częstotliwość f_0/N były równe. Napięcie U_v służy jednocześnie do przestrajania obwodów stopnia wielkiej częstotliwości. Ponieważ na wyjściu mieszacza znajduje się obwód rezonansowy dostrojony do częstotliwości f_p , to zgodnie z zasadą działania mieszacza, będzie odbierany tylko sygnał o częstotliwości f_s mniejszej od częstotliwości f_h o wartość f_p (zakładamy, że sygnał lustrzany zostanie wyeliminowany przez obwody wejściowe). Zmiana wartości N dzielnika spowoduje przestrojenie generatora VCO na nową wartość f_h , równą f_0/N . Układ zapewnia dużą stabilność częstotliwości heterodyny, która wynika z dużej stabilności generatora kwarcowego.

Odpowiednia rozbudowa układu syntezy umożliwia jego wykorzystanie na zakresach AM i FM. Na zakresach AM stosuje się skok częstotliwości co 1 kHz, natomiast na zakresach FM co 12,5, 25 lub 50 kHz.

Poniżej przedstawiono schemat blokowy układu scalonego przeznaczonego do konstrukcji głowicy AM / FM.



Rys. 5.13. Schemat blokowy układów scalonych TEA6810 / TEA6811

Opis końcówek układów TEA6810 i TEA6811

| Oznaczenie | Nr końcówki | Opis |
|------------|-------------|---|
| AGND1 | 1 | Masa części analogowej (1) |
| VCCA1 | 2 | Napięcie zasilania części analogowej +5V |
| LCKDET | 3 | Flaga detektora fazy |
| SDA | 4 | Wejście/Wyjście danych I ² C |
| SCL | 5 | Wejście impulsów zegarowych |
| frefN | 6 | Wejście częstotliwości odniesienia – polaryzacja N |
| frefP | 7 | Wejście częstotliwości odniesienia – polaryzacja P |
| DGND | 8 | Masa części cyfrowej |
| VCCD | 9 | Napięcie zasilania części cyfrowej +5V |
| n. c. | 10 | - |
| FMIFON | 11 | Wyjście 72,2 MHz mieszacza FM polaryzacja N |
| FMIFOP | 12 | Wyjście 72,2 MHz mieszacza FM polaryzacja P |
| VCCA2 | 13 | Napięcie zasilania części analogowej +8,5V |
| AGND2 | 14 | Masa części analogowej (2) |
| AMMOP | 15 | Wyjście 10,7 MHz mieszacza AM polaryzacja P |
| AMMON | 16 | Wyjście 10,7 MHz mieszacza AM polaryzacja N |
| n. c. | 17 | - |
| AMMIN | 18 | Wejście w. cz. AM do mieszacza |
| Vref | 19 | Wyjście napięcia odniesienia z detektora przerwy między pasmami |
| n. c. | 20 | - |

| | | |
|----------|----|--|
| AMMGND | 21 | Masa mieszacza AM |
| AMPREO | 22 | Wyjście przedwzmacniacza AM |
| n. c. | 23 | - |
| AMSB1 | 24 | Przełącznik sprzężenia zwrotnego AM (1) |
| AMSB2 | 25 | Przełącznik sprzężenia zwrotnego AM (2) |
| AMPRE | 26 | Wejście przedwzmacniacza AM |
| AMAGCC | 27 | Podłączenie kondensatora układu ARW |
| AMPREC | 28 | Podłączenie kondensatora odprężającego przedwzmacniacza AM |
| RFGND | 29 | Masa obwodów wielkiej częstotliwości |
| FMRFIP | 30 | Wejście + FM do mieszacza |
| FMRFIN | 31 | Wejście - FM do mieszacza |
| IPIDIO | 32 | Sterowanie diody pin |
| FMAGCC | 33 | Kondensator całkujący układu ARW FM |
| FMAGCref | 34 | Napięcie odniesienia układu ARW FM |
| OSCFDB | 35 | Wejście pętli sprzężenia zwrotnego oscylatora |
| OSCGND | 36 | Masa oscylatora |
| OSCTNK | 37 | Wyjście oscylatora do obwodu rezonansowego |
| VCCOSC | 38 | Napięcie zasilania oscylatora +8,5V |
| VTUNE | 39 | Napięcie przestrajania oscylatora |
| CHPOUT | 40 | Wyjście pompy ładunkowej |

Uwaga!

1. Końcówki 17, 20 i 23 należy podłączyć do ogólnej masy.
2. Układy TEA6810 i TEA6811 różnią się sposobem wyprowadzenia końcówek.

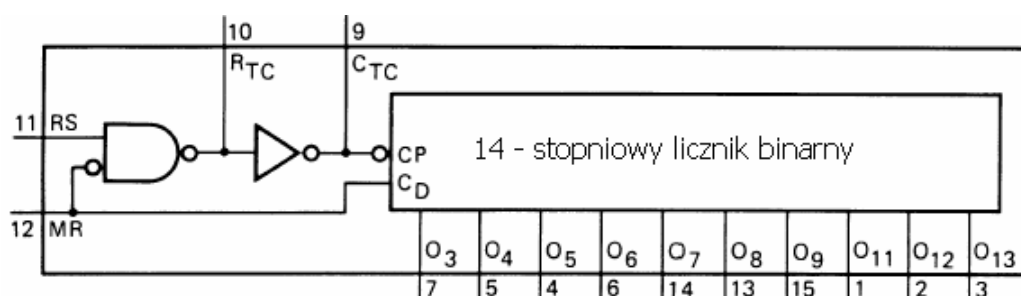
Układy scalone TEA6810V lub TEA6811V wraz z układem TEA6821V tworzą koncepcję elektronicznie strojonego samochodowego odbiornika AM / FM. Układ scalony TEA681xV jest układem front end (tzn. wyposażonym w interfejs) ze wspólnym dla zakresów AM i FM oscylatorem z syntezą częstotliwości opartym na generatorze VCO (przestrajanym napięciowo), który wraz z układem TEA6821T tworzy układ z podwójną przemianą częstotliwości. Pierwsza częstotliwość pośrednia FM wynosi 72,2 MHz, a druga 10,7 MHz, natomiast na zakresach AM pierwsza częstotliwość pośrednia ma wartość 10,7 MHz, a druga – 455 kHz. Konstrukcja wewnętrzna układów zapewnia minimalizację ilości elementów zewnętrznych.

Dzięki zastosowaniu specjalnego rozwiązania wejścia wielkiej częstotliwości z układem ARW uzyskano minimalizację zniekształceń przy wysokich walorach dynamicznych odbiornika. Zastosowanie tranzystorów FET na wejściu układu zapewniło dużą czułość odbiornika. Zastosowanie specjalnej konstrukcji pętli sprzężenia w układzie syntezy częstotliwości pozwoliło na uzyskanie bardzo niskiego poziomu zniekształceń interferencyjnych (intermodulacyjnych). Częstotliwość odniesienia (wzorcowa) dla układu syntezy i magistrali I²C jest wytwarzana w układzie TEA6821V. Do układu TEA681xV dołącza się pomocniczy układ scalony HEF 4060 będący programowanym licznikiem dzielnikiem pracującym w układzie syntezy częstotliwości pierwszej heterodyny.

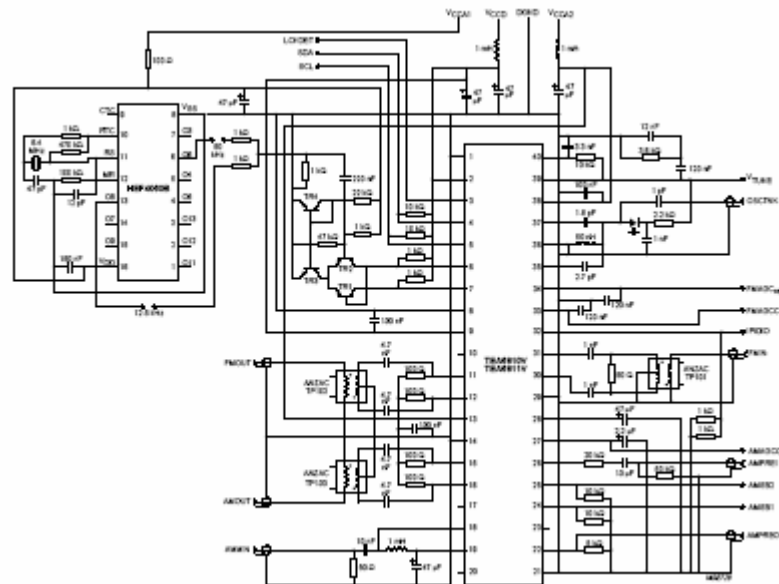
Programowalny przełącznik local/dx umożliwia przełączanie wzmocnienia mieszacza z normalnego trybu sterowania ARW dla stacji odległych (FM dx) do wymuszonego czteropozomowego trybu ARW dla stacji lokalnych (FM local).

Wartość częstotliwości oscylatora wpisywana jest do układu HEF 4060.

Programowanie i strojenie odbiornika odbywa się za pośrednictwem mikrokontrolera przez magistralę I²C. Mikrokontroler steruje także pracą dekodera MPX i ewentualnie dekodera RDS oraz wyświetlaniem informacji na wyświetlaczu ciekłokrystalicznym lub matrycowym.

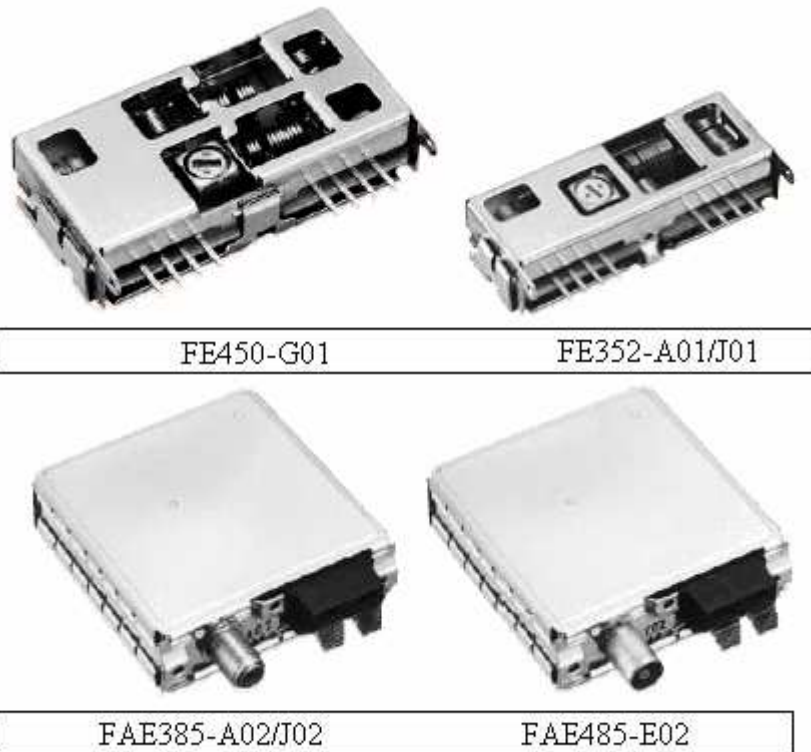


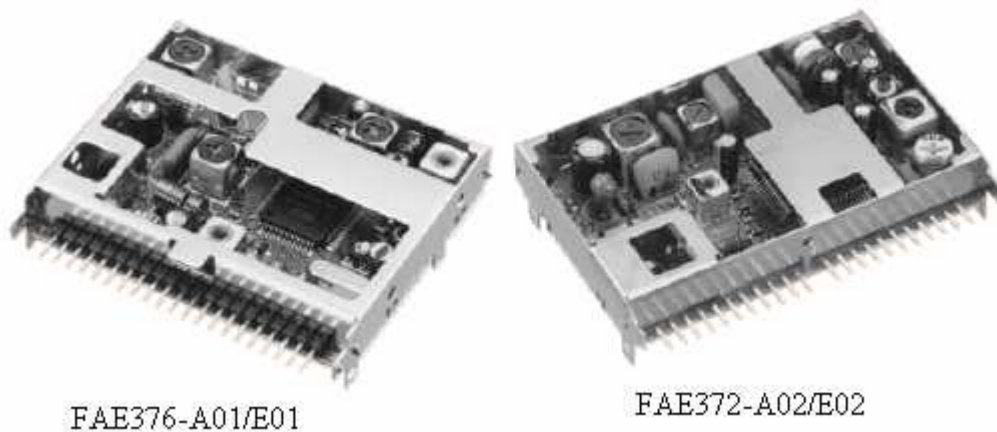
Rys. 5.14. Schemat blokowy układu scalonego HEF 4060.



Rys. 5.15. Mieszacz i heterodyna AM / FM na układach scalonych TEA 6811 (mieszacz) i HEF 4060 (programowany oscylator wyposażony w 14 – stanowy licznik /dzielnik częstotliwości).

Wiele odbiorników znajdujących się na rynku polskim jest wyposażonych w głowice UKF typu firmy Mitsumi. Jest to zamknięty w metalowej obudowie układ zawierający wszystkie obwody wielkiej częstotliwości, oscylatora i mieszacza strojone napięciowo, przeznaczony do pracy z programowanym układem syntezy częstotliwości. Poniżej pokazano wygląd kilku głowic tej firmy.





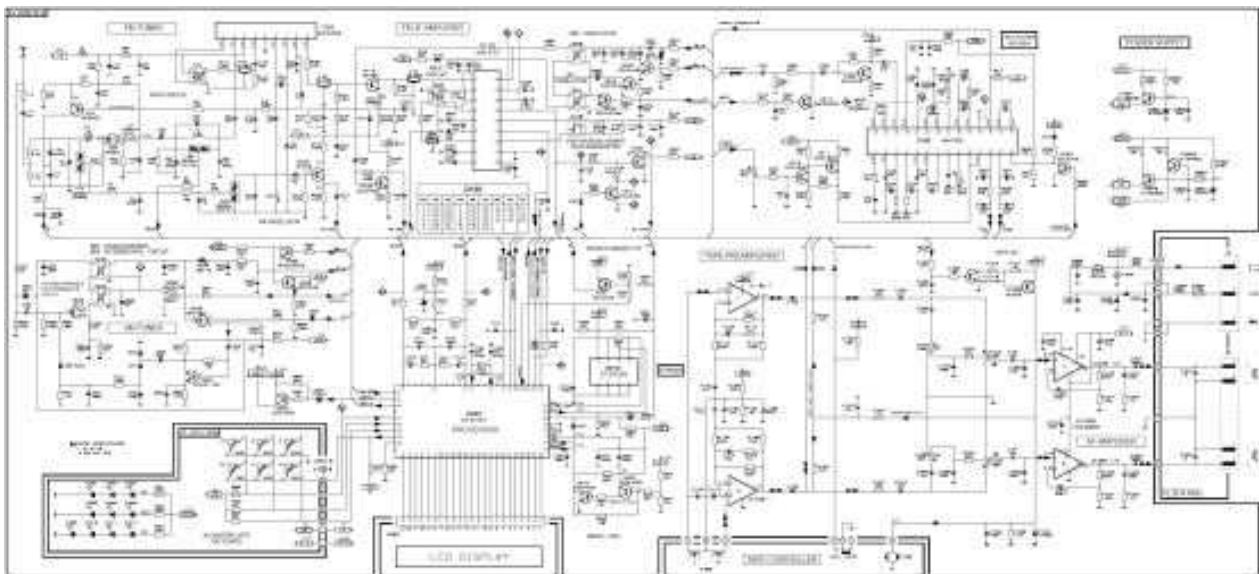
FAE376-A01/E01

FAE372-A02/E02

Rys. 5.15. Głowice (tunery) UKF firmy Mitsumi

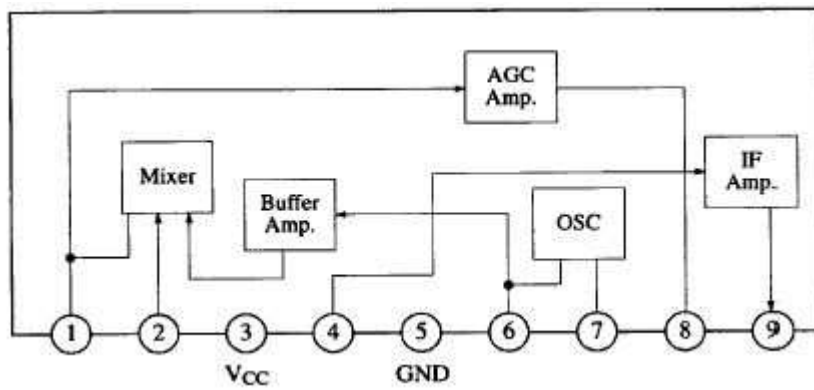
Na rynku polskim można także spotkać głowice UKF typu T10 produkowane przez jedną z firm prywatnych przeznaczone do przeróbki tunerów FM z nieużywanego obecnie pasma OIRT (65,5 ÷ 73 MHz) na pasmo CCIR. Głowice te są również, jak fabryczne głowice Mitsumi, przestrajane napięciem (warikapami). Przystrojanie może odbywać się ręcznie za pomocą potencjometru lub z zastosowaniem układu syntezy częstotliwości (np. stosując płytkę TS10 z programatorem TP31 produkowanymi przez tę samą firmę lub wykorzystując istniejące układy odbiornika).

Na rysunku poniżej przedstawiono schemat ideowy samochodowego odbiornika radiowego Blaupunkt Lyon CC28 o klasycznej konstrukcji.

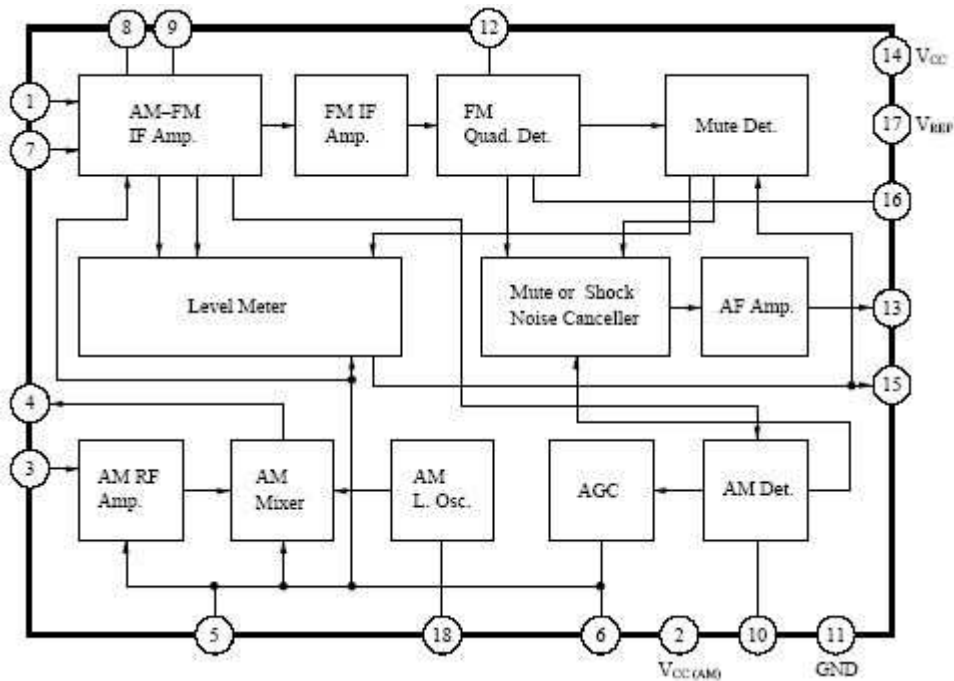


Rys. 5.16. Schemat ideowy samochodowego odbiornika Blaupunkt Lyon CC28.

Na wejściu tunera UKF znajduje się wzmacniacz wielkiej częstotliwości o regulowanym wzmocnieniu (ARW - AGC), pracujący na tranzystorze V20 BF997. Wzmocniony sygnał w. cz. FM jest doprowadzany do wejścia 2 układu scalonego AN7254, zawierającego stopień wzmocnienia w. cz. FM, oscylator FM, mieszacz i wstępny wzmacniacz p. cz. FM. Układ zawiera również wewnętrzny wzmacniacz ARW. Sygnał oscylatora FM po wzmocnieniu na tranzystorze V720 BF450 jest doprowadzany do mikroprocesora ST6154 (D805), w którego obwodach jest realizowana pętla PLL strojenia FM. Obwody wzmacniacza i oscylatora są przestrajane napięciem $\square U_{FM}$ z procesora. Tranzystor V10 BC559C pełni funkcję wzmacniacza ARW. Napięcie ARW z nóżki 8 układu AN7254 podawane jest na jego bazę.



Rys. 5.16a. Schemat blokowy układu scalonego AN7254.



Rys. 5. 16.b. Schemat blokowy układu scalonego AN7273.

Sygnal AM jest wstępnie wzmacniany na tranzystorze V600 J310. Tranzystor V625 BF337 - 40 pracuje jako układ ARW (AGC) AM. Po wzmacnieniu na drugim stopniu wzmacniacza w. cz. AM na tranzystorze V620 BF245B sygnał jest doprowadzany do wejścia 3 układu AN7273, który zawiera m. in. dalszy stopień wzmacnienia w. cz. AM, oscylator AM, mieszacz AM i wzmacniacz p. cz. AM. Sygnał oscylatora AM po wzmacnieniu na tranzystorze V620 BF245 doprowadzany jest do procesora ST6154, w którego obwodach jest realizowana pętla PLL strojenia AM. Obwody AM w układzie wzmacniacza w. cz. i oscylatora są przełączane na zakresy LW / MW (fale długie / fale średnie) za pomocą napięć podawanych na przełączniki elektroniczne. W obwodzie wejściowym AM rolę przełączników pełnią tranzystory V835 i V836 typu 2SC2458, natomiast w obwodzie oscylatora rolę przełączników zakresów pełnią tranzystory V650, V653 i V655 (również typu 2SC2458). Tranzystory przełączane są napięciami z procesora ST6154. Za ich pomocą, w celu przejścia z zakresu fal średnich (MW) na fale długie do obwodów strojonych dołączane są dodatkowe kondensatory i cewki indukcyjne. Przeszukiwanie obwodów AM wzmacniacz wielkiej częstotliwości i oscylatora odbywa się napięciem $\square U_{AM}$ z procesora D805 ST6154 podawanym na diody pojemnościowe. Napięcia $\square U_{FM}$ i $\square U_{AM}$ wytwarzane są przez całkowanie impulsów otrzymywanych na wyjściach 13 (dla FM) i 12 (dla AM) przez obwody RC dołączone do tych wyjść. Impulsy mają stałą częstotliwość i amplitudę, natomiast zmienia się współczynnik wypełnienia, który zależy od zaprogramowanej (w przypadku preselekcji) lub odbieranej (w przypadku przeszukiwania) częstotliwości stacji. Czułość odbiornika (a więc wzmacnienie wzmacniacza w. cz. FM) zależy w czasie przeszukiwania od stanu wyjścia LD/DX (wyprowadzenie 23 mikroprocesora). Napięcie to steruje tranzystor V781 2SC245B, na emiterze którego wytwarza się napięcie T5 ustalające

odpowiednie wzmocnienie tranzystora V20 BF987 oraz blokuje (napięciem T5) wzmacniacz ARW FM na tranzystorze V10 BC558C.

VI. Wzmacniacz pośredniej częstotliwości.

W typowym odbiorniku radiowym istnieją dwie częstotliwości pośrednie: AM i FM. Wzmacniaczom pośredniej częstotliwości AM i FM stawia się odmienne wymagania.

Sygnał **pośredniej częstotliwości AM** powinien być wzmocniony do odpowiedniej wartości, koniecznej do prawidłowego działania detektora AM. Wzmacniacz p. cz. AM musi być wzmacniaczem liniowym, w którym nie może wystąpić przesterowanie, aby nie zniekształcić obwiedni sygnału. Zniekształcenie obwiedni prowadziłoby do utraty części informacji o dźwięku oraz do powstania częstotliwości harmonicznych, tzn. do powstania zniekształceń nieliniarnych. Jednocześnie wartość sygnału na wyjściu wzmacniacza nie powinna zależeć od mocy sygnału indukowanego w antenie. Częściowo problem ten rozwiązuje układ ARW obejmujący stopień wzmacniacza wielkiej częstotliwości. Jednak zbyt silne działanie ARW w stopniu w. cz. prowadziłoby do pogorszenia liniowości jego charakterystyki i powstania zniekształceń nieliniarnych nawet w przypadku małych sygnałów. Dlatego działaniem ARW obejmuje się także pierwsze stopnie wzmacniacza pośredniej częstotliwości AM. Wzmacniacz p. cz. AM powinien zapewniać wzmocnienie w ściśle określonym paśmie, którego szerokość jest określona rodzajem emisji sygnału. W przypadku emisji A3 pasmo częstotliwości akustycznych jest ograniczone do 4 kHz. Tak więc szerokość kanału AM obejmującego dwie wstęgi boczne wynosi 8 kHz. Idealna charakterystyka przenoszenia wzmacniacza p. cz. AM powinna mieć kształt prostokąta o częstotliwości środkowej równej f_p i o wstęgach bocznych o szerokości ± 4 kHz.

Częstotliwość pośrednia FM ma zupełnie inną wartość niż częstotliwość pośrednia AM, a sygnał FM jest zmodulowany częstotliwościowo (emisja F3). Wzmocnienie w układzie wzmacniacza pośredniej częstotliwości FM powinno, podobnie jak w przypadku AM, zapewniać odpowiednią wartość sygnału na jego wyjściu, dostosowaną do wymagań demodulatora FM. Amplituda sygnału p. cz. FM powinna być stała, niezależnie od mocy sygnału wydzielanego w antenie. Dlatego również w torze FM wzmacniacz wielkiej częstotliwości i pierwsze stopnie wzmacniacza pośredniej częstotliwości objęte są pętlą ARW. Po uzyskaniu odpowiednio dużej amplitudy w układzie kilkustopniowego wzmacniacza p. cz. za wzmacniaczem umieszcza się ogranicznik amplitudy. Jego zadaniem jest obcięcie nierównych wierzchołków sygnału (wyeliminowanie szkodliwej modulacji AM, która występuje na skutek zakłóceń sygnału i zmiennej wartości sygnału w miejscu odbioru. W wyniku działania ogranicznika amplitudy uzyskuje się na wyjściu toru p. cz. FM sygnał o kształcie trapezu, bardzo zbliżony do prostokątnego, w którym szerokość impulsów zmienia się na skutek modulacji częstotliwości. Szerokość pasma wzmacniacza p. cz. FM określona jest rodzajem emisji. W przypadku użytkowanego w Polsce zakresu UKF zgodnego z normą CCIR (87,5 ÷ 108 MHz) dewiacja $D = \Delta F$ ma wartość 50 kHz. Jeśli dla odbiornika Hi-Fi przyjmiemy maksymalną częstotliwość modulującą równą 15 kHz, zgodnie z przyjętą wyżej zasadą wyznaczania szerokości pasma otrzymamy:

Szerokość pasma $B = 2(\Delta F + f_m) = 2(50 \text{ kHz} + 15 \text{ kHz}) \approx 130 \text{ kHz}$. Podobnie jak w przypadku wzmacniacza AM, idealna charakterystyka przenoszenia wzmacniacza p. cz. FM powinna mieć kształt prostokąta o częstotliwości środkowej równej f_p i o wstęgach bocznych o szerokości ± 65 kHz.

W przypadku odbiornika FM stereo szerokość pasma przenoszonego przez wzmacniacz p. cz. musi być znacznie większa. Informacja o sygnale stereofonicznym jest umieszczana na (wytłumionej) podnośnej równej 38 kHz. Maksymalna częstotliwość modulująca ma wartość $38 \text{ kHz} + 15 \text{ kHz} = 53 \text{ kHz}$. Pasma B musi w tym przypadku wynosić $2(50 \text{ kHz} + 53 \text{ kHz}) \approx 200 \text{ kHz}$.

Jeżeli odbiornik jest wyposażony w dekodery RDS, szerokość pasma musi być jeszcze większa. Cyfrowy sygnał RDS umieszczany jest na podnośnej o częstotliwości 57 kHz, którą w tym przypadku należy przyjąć jako największą częstotliwość modulującą. Pasma przenoszenia p. cz. winno wynosić w tym przypadku $B \approx 230 \text{ kHz}$.

W odbiornikach radiowych wysokiej klasy stosuje się wzmacniacze p. cz. FM o przełączanej

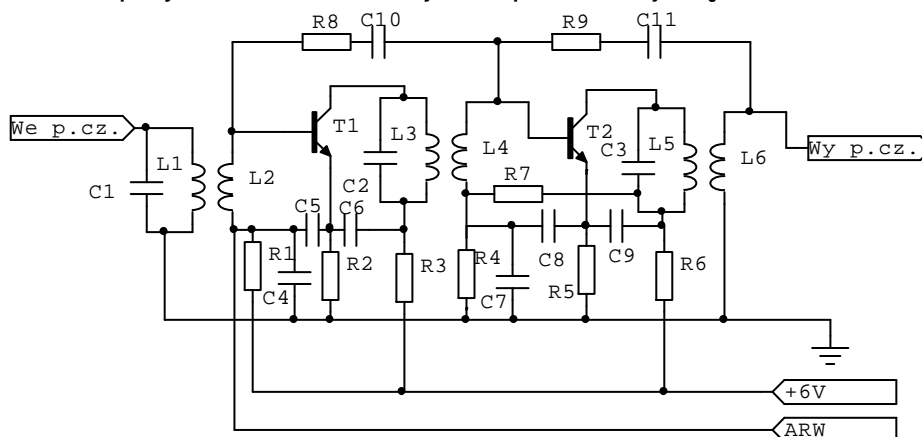
szerokości pasma przenoszenia. W przypadku słabych sygnałów (poniżej czułości określonej dla odbioru stereofonicznego) odbiornik przełącza się samoczynnie z trybu stereo na monofoniczny, jednocześnie włączany jest dodatkowy filtr ceramiczny o węższej charakterystyce przenoszenia. Dzięki temu ogranicza się szумы powodowane odbieranym sygnałem pilota (częściowo wytłumionym) i składową X (stereo), które przedostawałyby się do wzmacniacza małej częstotliwości jako sygnał monofoniczny. Stosuje się również płynną regulację separacji kanałów stereofonicznych, malejącą w miarę zmniejszania się sygnału wejściowego, aż do przejścia na odbiór monofoniczny.

W produkowanych przez firmy światowe odbiornikach radiowych stosuje się wiele różnych rozwiązań konstrukcyjnych wzmacniaczy pośredniej częstotliwości. W najstarszych konstrukcjach można spotkać oddzielne tory wzmocnienia p. cz. AM i p. cz. FM. W układach tych stosowano wielostopniowe wzmacniacze tranzystorowe (jeszcze wcześniej lampowe) oddzielone obwodami rezonansowymi LC pojedynczymi lub podwójnymi sprzężonymi magnetycznie. Obwody rezonansowe w poszczególnych stopniach były strojone na różne częstotliwości rezonansowe, dzięki czemu uzyskiwano odpowiednią szerokość pasma i strome zbocza charakterystyki amplitudowo – częstotliwościowej wzmacniacza. Strojenie takiego toru było bardzo żmudne, a ponadto z upływem czasu występowało samoczynne rozstrajanie się wzmacniacza powodowane starzeniem się elementów i zmianą ich wartości.

W nieco nowszych konstrukcjach wzmacniacze p. cz. były wykonywane na tranzystorach, jako układy aperiodyczne, a obwody rezonansowe zastąpiono filtrami ceramicznymi o znacznie lepszych parametrach w stosunku do obwodów LC.

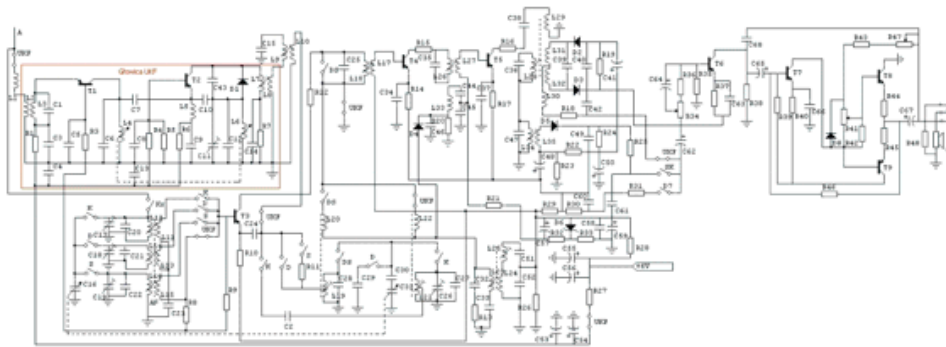
W najnowszych konstrukcjach do budowy wzmacniaczy pośredniej częstotliwości stosuje się niemal wyłącznie specjalizowane układy scalone, które wymagają dołączenia bardzo niewielkiej ilości elementów zewnętrznych. Odpowiednie pasmo przenoszenia zapewniają filtry ceramiczne z fałą powierzchniową. Stosuje się czasem oddzielne układy scalone dla toru AM i FM (szczególnie w odbiornikach najwyższej klasy), ale najczęściej są to zintegrowane układy spełniające jednocześnie funkcje wzmacniacza p. cz. AM i FM. Część struktur w tych układach jest wspólna dla toru AM i FM. Ponadto zawierają one często również stopnie wzmocnienia wielkiej częstotliwości oraz układy detekcji AM i FM. Na wyjściu takich układów otrzymuje się sygnał małej częstotliwości, który należy jeszcze poddać operacji dekodowania sygnału stereofonicznego. W odbiornikach wyposażonych w sterowniki cyfrowe, własności wzmacniacza pośredniej częstotliwości mogą być dynamicznie dostosowywane do warunków odbioru.

Poniżej pokazano kilka przykładów konstrukcji toru pośredniej częstotliwości AM i FM.



Rys. 6.1. Dwustopniowy wzmacniacz p. cz. AM na tranzystorach.

Wzmacniacz p. cz. AM. przedstawiony wyżej składa się z dwóch stopni wzmocnienia z pojedynczymi obwodami rezonansowymi. Częstotliwości rezonansowe obwodów LC są różne. Częstotliwość rezonansowa jednego obwodu jest nieco mniejsza od f_p , a drugiego, nieco większa od f_p . Dzięki odstrojeniu uzyskuje się charakterystykę zbliżoną do prostokątnej i o wymaganej szerokości pasma. Stopnie są sprzężone magnetycznie z wejściem i wyjściem oraz między sobą. W układzie zastosowano neutralizację szkodliwego sprzężenia zwrotnego związanego z transmitancją zwrotną h_{12e} tranzystorów.

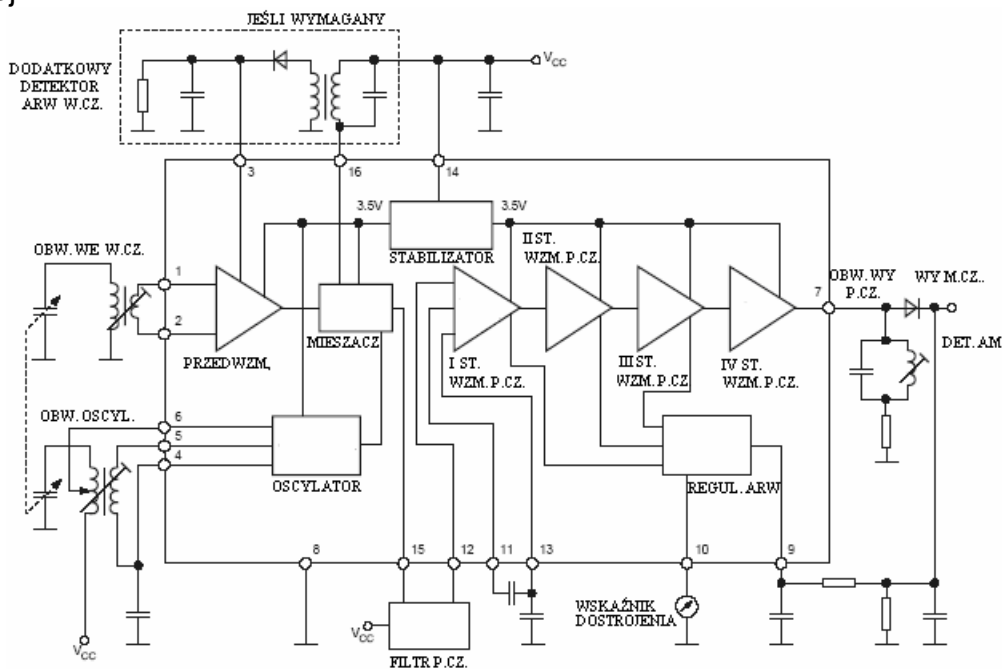


Rys. 6.2. Schemat ideowy przenośnego odbiornika radiowego z lat 60-tych XX w.

Na rysunku obok przedstawiono schemat ideowy przenośnego odbiornika AM / FM, którego konstrukcja powstała w latach 60-tych XX w. Odbiornik został skonstruowany na tranzystorach germanowych typu pnp. W układzie zastosowano wspólny tor wzmacnienia pośredniej częstotliwości AM / FM. Wzmacniacz p. cz. FM składa się z trzech stopni wzmacnienia na tranzystorach T3, T4 i T5. Pierwszy stopień na tranzystorze T3 pracuje w konfiguracji wspólnej bazy. Wzmacniacz p. cz. AM jest układem dwustopniowym na tranzystorach T4 i T5. Tranzystor T3 przy odbiorze AM pracuje jako heterodyna. Obwody rezonansowe pośredniej częstotliwości AM i FM w kolektorach tranzystorów połączone są szeregowo. Duża różnica wartości L i C w tych obwodach zapewnia, że praktycznie nie wpływają one na siebie.

W torze AM stosuje się często układ scalony TCA440, zawierający układy mieszacza i oscylatora oraz wzmacniacza p. cz..

Schemat trójzakresowego odbiornika AM i strukturę układu scalonego TCA 440 pokazano na rysunku poniżej.



Rys. 6.3. Struktura wewnętrzna układu scalonego TCA440.

Opis wyprowadzeń

| | | | |
|---|------------------------------------|----|--|
| 1 | przedwzmacniacz w.cz. (1) | 9 | wejście wzmacniacza ARW p.cz. |
| 2 | przedwzmacniacz w.cz. (2) | 10 | wyjście do wskaźnika dostrojenia |
| 3 | wejście ARW przedwzmacniacza w.cz. | 11 | odsprężenie p.cz. |
| 4 | obwód oscylatora (1) | 12 | wejście wzmacniacza p.cz. |
| 5 | obwód oscylatora (2) | 13 | odsprężenie p.cz. |
| 6 | obwód oscylatora (2) | 14 | napięcie zasilania |
| 7 | wyjście p.cz. | 15 | wyjście mieszacza (1) |
| 8 | masa | 16 | wyjście mieszacza (2) do detektora ARW w.cz. |

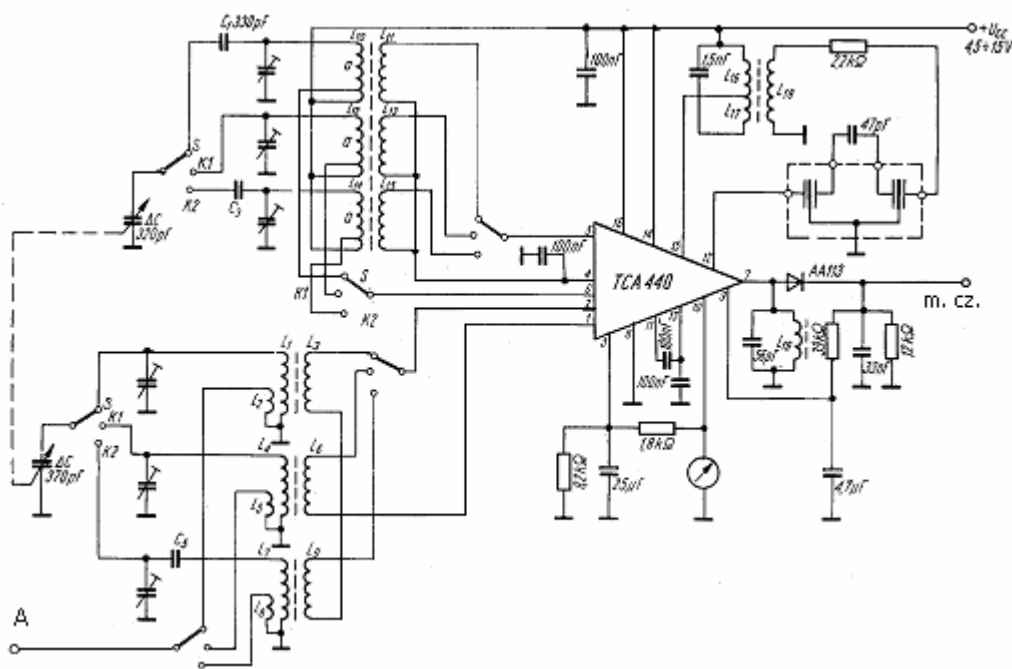
W układzie można wyróżnić:

- mieszacz iloczynowy
- heterodynę
- wzmacniacz p. cz.
- wzmacniacz ARW układu wzmacniacza p. cz. na tranzystorach
- stabilizator napięcia
- wzmacniacz wskaźnika dostrojenia
- wzmacniacz ARW do wzmacniacza w. cz.

Charakterystykę przenoszenia wzmacniacza p. cz. zapewniają dwa połączone szeregowo filtry ceramiczne.

Podstawowe parametry układu scalonego TCA440

- napięcie zasilania $4,5 \div 15 \text{ V}$
- napięcie wyjściowe p.cz. 100 mV
- czułość $7 \mu\text{V}$
- współczynnik (S+N)/N 58 dB
- maksymalna wartość sygnału w.cz. na wejściu $1,5 \text{ V}$ (przy zniekształceniach nieliniowych 10%)
- zakres działania ARW 38 dB



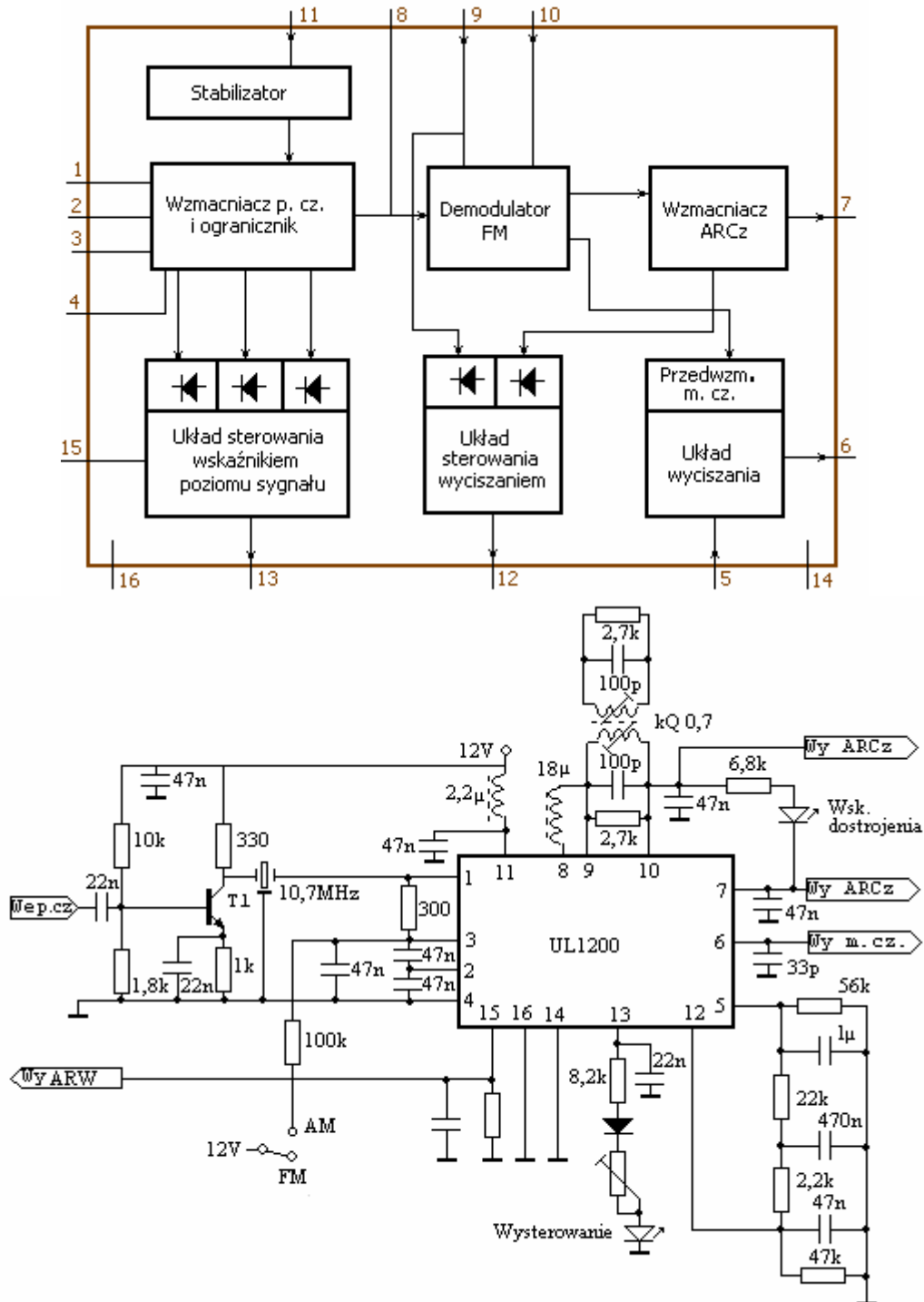
Rys. 6.4. Schemat ideowy toru AM na układzie scalonym TCA 440.

Sygnal wielkiej częstotliwości z anteny ferrytowej jest wprowadzany na symetryczne wejście przedwzmacniacza wielkiej częstotliwości. Przedwzmacniacz może być objęty pętlą ARW, jak pokazano na schemacie blokowym wyżej, jeśli to konieczne. Wzmocniony sygnał w.cz. wprowadzany jest na wejście mieszacza pracującego w zrównoważonym układzie iloczynowym. Wzmacniacz pośredniej częstotliwości składa się z czterech stopni wzmocnienia, z których trzy pierwsze objęte są układem ARW. Sygnal pośredniej częstotliwości wydzielony w obwodzie rezonansowym dołączony do wyprowadzenia (15) podawany jest na filtr ceramiczny pośredniej częstotliwości (w pokazanym układzie złożony z dwóch połączonych szeregowo filtrów ceramicznych).

Wzmocniony sygnał p. cz. podawany jest na diodowy detektor AM, na którego wyjściu

otrzymujemy sygnał małej częstotliwości. W detektorze pracują dwa filtry dolnoprzepustowe. Pierwszy filtr ma za zadanie odfiltrowanie przebiegu o częstotliwości pośredniej, a drugi – częstotliwości akustycznej. Stałe napięcie z wyjścia drugiego filtra podawane jest na wzmacniacz ARW, regulujący wzmocnienie wzmacniacza p. cz. Napięcie wyprowadzone z wzmacniacza ARW może zasilać wskaźnik dostrojenia.

Przykład toru p. cz. FM zrealizowanego na układzie scalonym pokazano na rysunku poniżej.



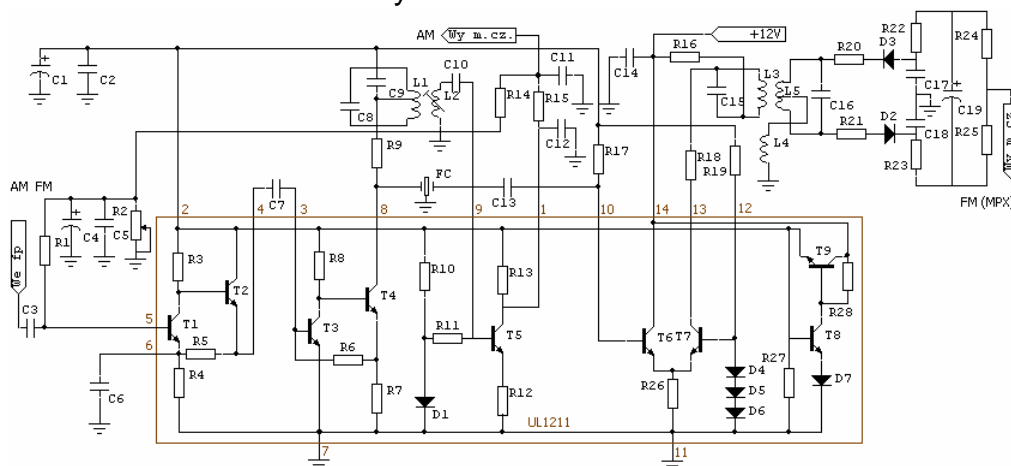
Rys. 6.5. Schemat blokowy układu scalonego UL1200 i tor pośredniej częstotliwości FM zrealizowany na tym układzie.

Typowe parametry układu UL1200

- napięcie wejściowe progu ograniczania – $12 \mu\text{V}$
- napięcie wejściowe progu wyciszania – $25 \mu\text{V}$

- wartość skuteczna napięcia wyjściowego m. cz. 100 mV
- współczynnik zniekształceń harmoniczných – 0,5%
- stosunek S / N – 70 dB
- tłumienie modulacji AM – 70 dB
- zakres regulacji napięcia przy wyciszaniu – 60 dB
- zakres chwytania (pasmo wyciszania) – 200 kHz

Tor p. cz. AM / FM na układzie scalonym UL 1211.



Rys. 6.6. Schemat toru p. cz. FM na układzie scalonym UL1211.

Układ scalony UL1211 ma zastosowanie do konstrukcji odbiorników radiowych na zakresy AM i FM. Zapewnia regulowane (ARW) wzmacnienie sygnału pośredniej częstotliwości AM oraz stałe wzmacnienie i ograniczanie amplitudy sygnału pośredniej częstotliwości FM. Pierwszy stopień wzmacnienia na tranzystorach T1 i T2 pracuje jako wzmacniacz p. cz. AM i p. cz. FM. W torze AM działa pętla ujemnego sprzężenia złożona z rezystorów R14, R2 i R1, która doprowadza stałą wartość napięcia z wyjścia detektora AM do bazy tranzystora T1. Gdy układ pracuje na zakresie UKF, napięcie na wyjściu detektora AM ma stałą wartość, ustalając jedynie napięcie polaryzacji bazy T1. Drugi stopień wzmacnienia na tranzystorach T3 i T4 pracuje również w torze AM i FM. W kolektorze tranzystora T4 włączony jest obwód rezonansowy dostrojony do pośredniej częstotliwości AM, w którym wydziela się sygnał, gdy odbiornik pracuje na zakresach AM, natomiast w przypadku odbioru na zakresie FM sygnał p. cz. FM wydziela się w obwodzie filtra piezoceramicznego FC. Tranzystor T5 z diodą D1 w bazie pełni rolę detektora AM. Elementy R13 i C12 stanowią filtr dolnoprzepustowy, na którego wyjściu uzyskuje się sygnał małej częstotliwości. Elementy R15 i C11 stanowią filtr dolnoprzepustowy o dużej stałej czasowej, na którego wyjściu uzyskuje się napięcie stałe o wartości proporcjonalnej do amplitudy odbieranego sygnału AM. Sygnał p. cz. FM po przejściu przez filtr ceramiczny jest wzmacniany i ograniczony na układzie zbudowanym na tranzystorach T6 i T7. Wzmocniony i ograniczony sygnał poddawany jest detekcji FM na detektorze różnicowym. Tranzystory T8 i T9 pełnią funkcję stabilizatora napięcia zasilającego pozostałe tranzystory układu.

Układ scalony UL1211 charakteryzuje się bardzo dobrymi parametrami. Zapewnia między innymi:

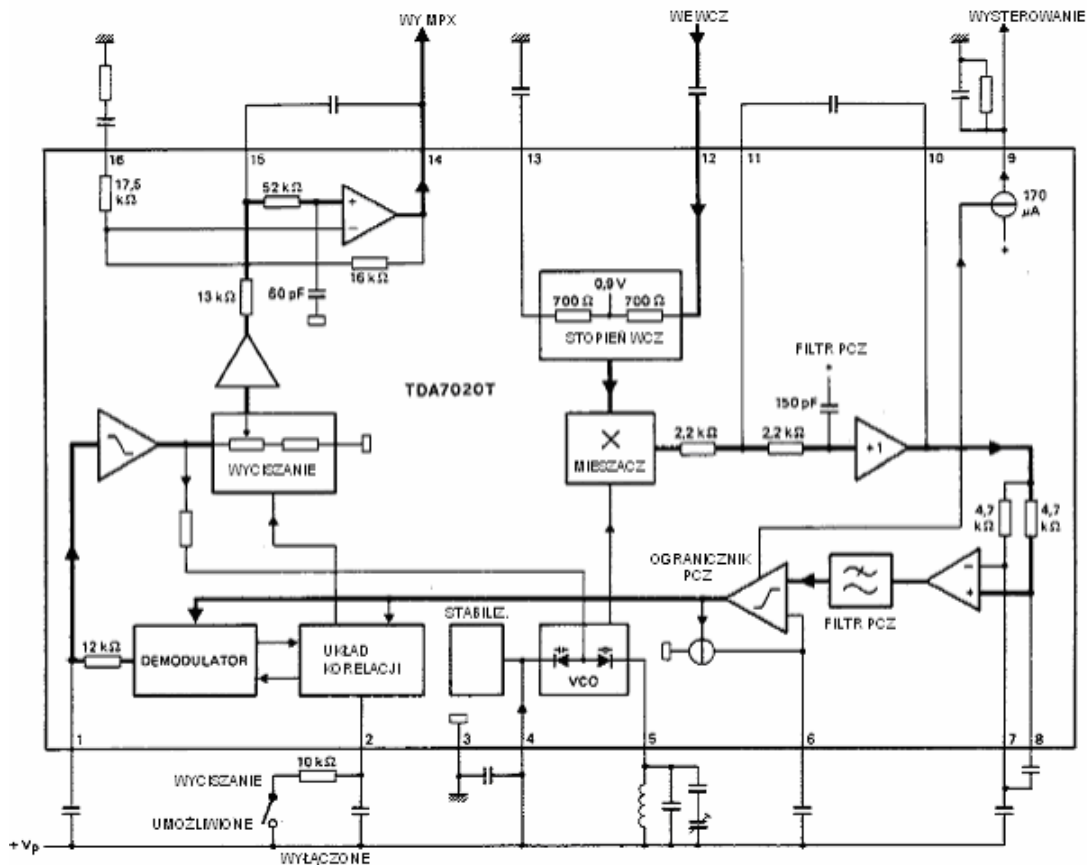
- czułość rzędu 3 μV dla sygnału FM,
- próg ograniczania sygnału FM rzędu 1200 μV ,
- selektywność w torze AM ok. 39 dB,
- selektywność w torze FM > 25 dB,
- stosunek S/N w torze AM > 52 dB,
- tłumienie modulacji AM w torze FM ok. 45 dB,
- pasmo przenoszenia toru AM - 7,5 kHz, w torze FM – 250 kHz.
- maksymalną wartość sygnału wejściowego AM – 20 mV

Analogiczne rozwiązanie toru pośredniej częstotliwości AM i FM na wspólnym układzie scalonym zastosowano w odbiorniku samochodowym Blaupunkt Lyon CC28, którego schemat

ideowy zamieszczono w **rozdziale V**. Rolę wspólnego wzmacniacza p. cz. spełnia tu układ scalony AN7273. Sygnał FM o częstotliwości pośredniej 10,7 MHz z wyjścia układu AN7254 wydzielony na filtrze ceramicznym Z152 i wzmocniony na wstępnym wzmacniaczu p. cz. na tranzystorze V110 BF450 z filtrem ceramicznym Z163 10,7 MHz w kolektorze doprowadzany jest do wejścia p. cz. FM układu (nóżka 1). Sygnał p. cz. AM jest wydzielany w obwodzie rezonansowym dołączonym do wyprowadzeń 2 i 4 układu AN7273. Sygnały p. cz. AM i FM poddawane są demodulacji. Do układu (wyprowadzenia 12 i 14) dołączony jest **przesuwnik fazy** sygnału FM stanowiący obwód rezonansowy T130. Na wyjściu układu (wyprowadzenie 13) otrzymuje się sygnał małej częstotliwości AM lub sygnał MPX FM. Ponadto na wyjściu 15 układu pojawia się napięcie stałe proporcjonalne do poziomu sygnału antenowego. Napięcie to jest wykorzystywane do przełączania dekodera MPX na układzie scalonym AN7465 w tryb MONO/STEREO. To samo napięcie jest wykorzystywane do generacji sygnału „stop” podczas procedury przeszukiwania zakresów. Przeszukiwanie jest możliwe, jeśli na wyjściu 30 mikroprocesora pojawi się stan niski. W przeciwnym wypadku na bazie tranzystora V751 2SC2458 jest napięcie o wartości LD/DX (napięcie TS1) podawane z końcówki 23 mikroprocesora.

Układ scalony TDA 7020 lub TDA 7021 jest specjalizowanym układem scalonym zawierającym kompletny tor w. cz. i p. cz. odbiornika UKF FM i demodulator FM. Jest przeznaczony do popularnych odbiorników radiowych UKF. Na wyjściu układu otrzymuje się sygnał małej częstotliwości (w przypadku odbioru stereofonicznego – sygnał MPX). Do układu należy dołączyć strojony obwód heterodyny. Obwód antenowy nie jest strojony – obejmuje całe pasmo UKF CCIR (87,5 ÷ 108 MHz). Jest to możliwe dzięki małej wartości częstotliwości pośredniej, która w tym układzie została obniżona do 76 kHz. z tego samego powodu układ nie wymaga stosowania elementów indukcyjnych w torze p. cz. (wystarczają filtry RC). Częstotliwość heterodyny jest wytwarzana na wewnętrznym generatorze VCO, do którego dołączony jest zewnętrzny obwód przestrajany kondensatorem zmiennym lub diodą pojemnościową. Sygnał heterodyny wytwarzany jest w układzie pętli częstotliwościowej (FLL – Frequency Locked LOP). Układ jest przystosowany do strojenia obwodu heterodyny za pomocą niskonapięciowej diody pojemnościowej (MTS – Micro Tuning System).

Do strojenia diody można zastosować potencjometr zasilany stabilizowanym napięciem +5V.

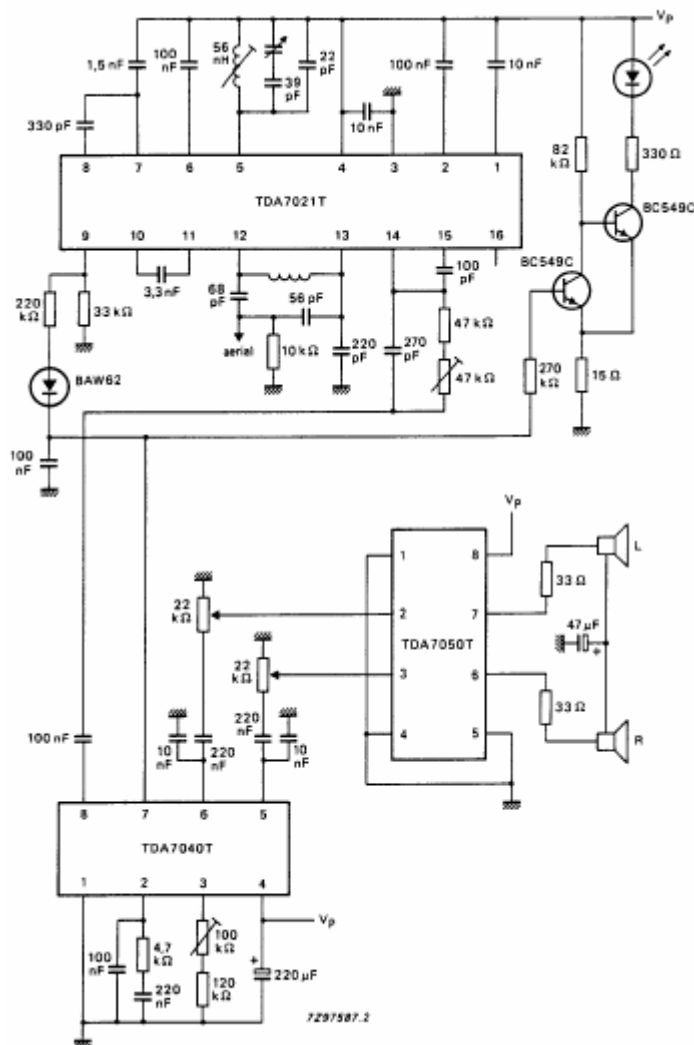


Rys. 6.7. Schemat blokowy struktury układu scalonego TDA 7020.

Najważniejsze parametry układu scalonego TDA 7020 / 7021:

- czułość odbiornika – 7 μ V (mono) i 11 μ V (stereo),

- maksymalna wartość sygnału wejściowego – 200 mV,
- stosunek S/N > 60 dB (mono) i 50 dB (stereo),
- selektancja dla sygnału monofonicznego – 46 dB (przy odstrojeniu + 300 kHz) i 30 dB (przy odstrojeniu -300 kHz),
- selektancja dla sygnału stereo – 40 dB (+ 300 kHz) i 22 dB (-300 kHz) (*uzasadnij taką różnicę!*),
- tłumienie przesłuchu między kanałami ≥ 26 dB dla sygnału 97 MHz i ≥ 14 dB w całym paśmie odbieranych częstotliwości
- tłumienie modulacji amplitudy > 50dB
- zakres trzymania ARCz – 160 kHz,
- zakres chwytania – 120 kHz,
- wartość skuteczna wyjściowego napięcia małej częstotliwości – 90 mV,
- pasmo przenoszenia m. cz. – 10 kHz,
- współczynnik zniekształceń harmoniczných < 1%



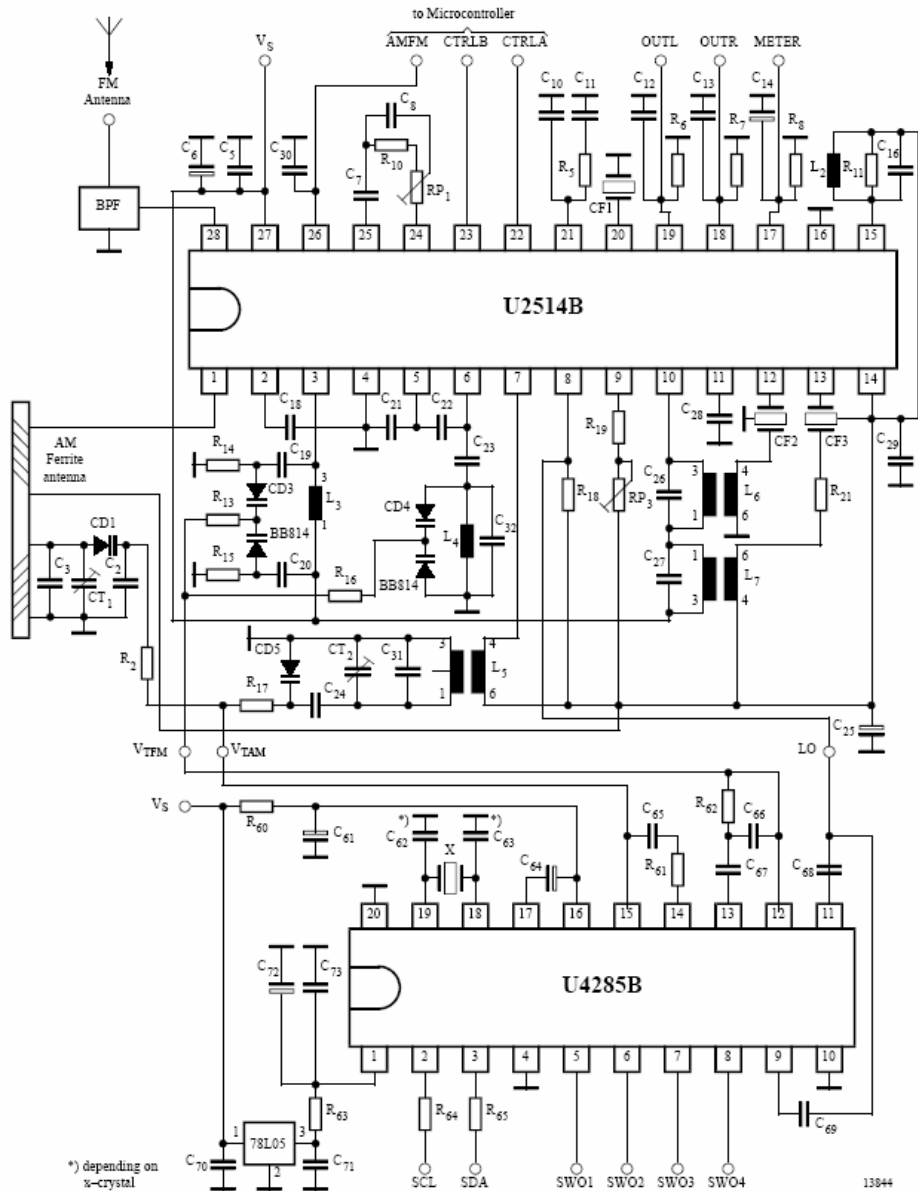
Rys. 6.8. Schemat aplikacyjny odbiornika UKF z układem TDA 7021.

Rysunek powyżej przedstawia schemat aplikacyjny odbiornika UKF na komplecie układów scalonych TDA 7021 (część radiowa) TDA 7050 (dekoder stereo) i TDA 7040 (dwukanałowy wzmacniacz małej częstotliwości). Układ scalony TDA7040 jest dekoderym sygnału MPX. Zasada działania tego układu zostanie omówiona w rozdziale VII. Układ scalony TDA 7050 jest typowym dwukanałowym wzmacniaczem małej częstotliwości małej mocy.

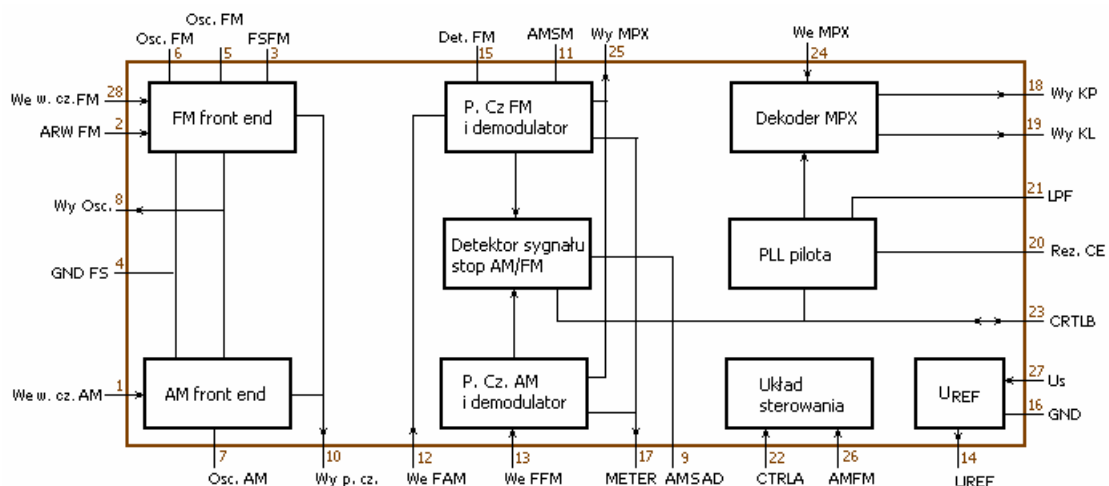
Schematy aplikacyjne opracowywane przez producentów układów scalonych ilustrują typowe zastosowania tych układów w otoczeniu zalecanych przez producenta wartości elementów zewnętrznych. Zastosowanie układu zgodnego ze schematem aplikacyjnym gwarantuje uzyskanie parametrów układu podawanych przez producenta. W rzeczywistym układzie odbiornika mogą być

zastosowane różne modyfikacje mające na celu poprawienie jego funkcjonalności, takie jak sposób strojenia, wskaźniki, wyświetlacze, regulatory itp.

Odbiornik radiowy AM / FM na monolitycznym układzie scalonym U2514B z synteza częstotliwości na układzie U4285B (PLL).

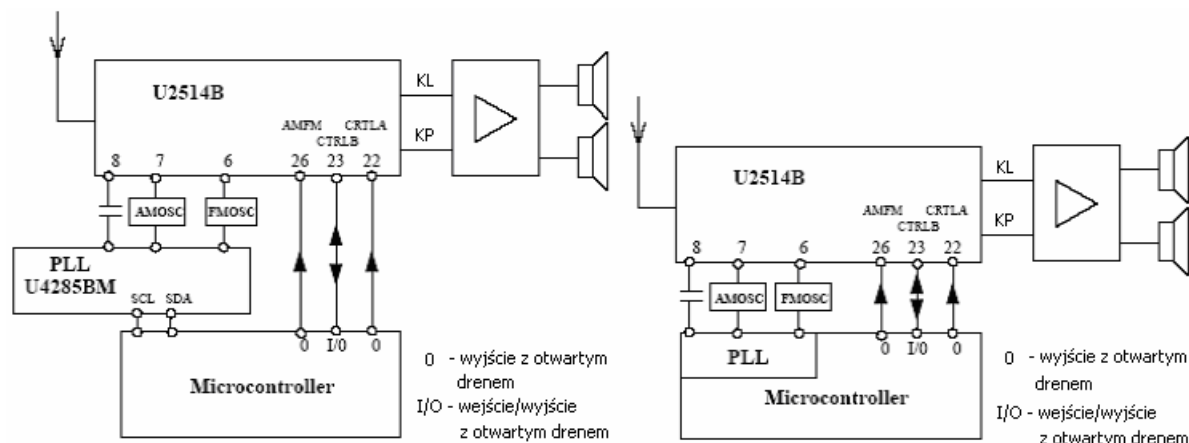


Rys. 6.9. Odbiornik radiowy AM / FM na układzie scalonym U2514B.



Rys. 6.10. Schemat blokowy układu scalonego U2514B.

- zakres zaskoku $\pm 1,2$ kHz na AM oraz ± 42 kHz na FM,
- czułość na zakresie AM - 80 μ V, na zakresie FM - 4 μ V,
- tłumienie przesłuchu między kanałami ≥ 26 dB,
- tłumienie układu wyciszania - 40 dB,
- stosunek $(S + N)/N = 27$ dB,
- współczynnik zniekształceń harmonicznnych - 0,7 %,
- wartość skuteczna napięcia wyjściowego na wyjściu Wy MPX dla AM do 66mV i dla FM do 220 mV



Rys. 6.11. Konfiguracje odbiornika radiowego na układach scalonych U2514B z oddzielnym układem PLL oraz z układem PLL zintegrowanym z mikrokontrolerem.

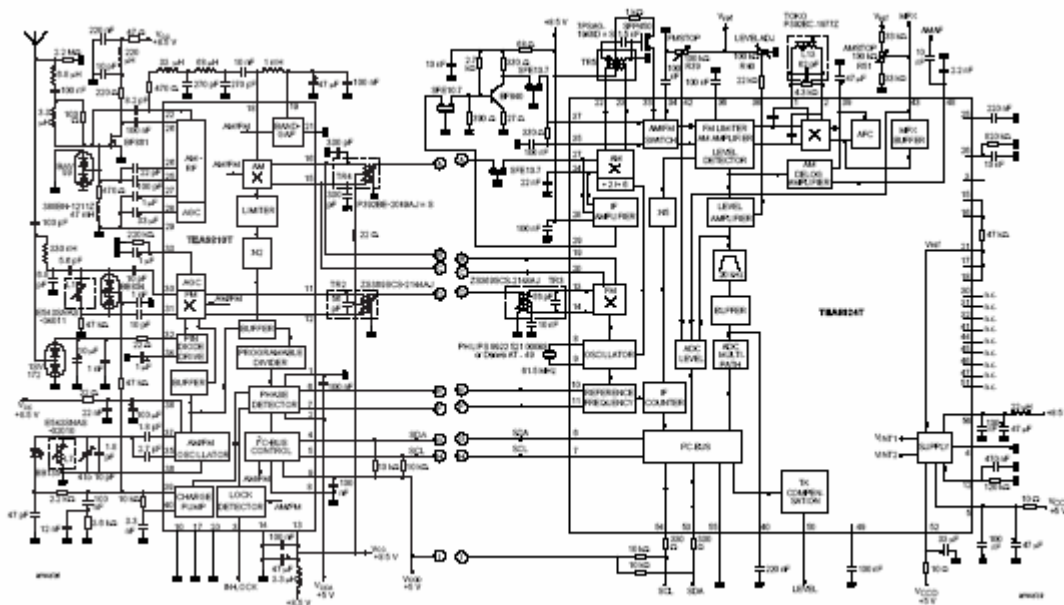
Na rysunku powyżej pokazano schemat ideowy odbiornika AM / FM (bez mikroprocesora, wyświetlacza i klawiatury). Układ scalony U2514B jest bipolarnym układem scalonym zawierającym pełny tor AM i FM odbiornika radiowego. Schemat blokowy struktury układu pokazano na rysunku. Na układzie U42 85 będącym pętlą fazową z generatorem VCO zbudowano układ syntezy częstotliwości wytwarzający przebieg heterodyny AM i FM. Układ syntezy częstotliwości jest programowany przy pomocy mikrosterownika.

Sygnał FM z anteny doprowadza się do wejścia 28 poprzez pasmowy filtr ceramiczny obejmujący cały zakres UKF CCIR. Obwód strojony wzmacniacza w. cz. FM dołączony jest do nóżki 3, a obwód oscylatora FM do nóżki 6.

W pokazanej konfiguracji możliwy jest odbiór na jednym, wybranym zakresie AM. Większość spotykanych na rynku odbiorników o konstrukcji opartej na omawianym układzie scalonym posiada zakres fal średnich, niezbyt przydatny w Polsce. Sygnał AM określonego zakresu odbierany jest przez strojony obwód wejściowy z anteną ferrytową. Sygnał w. cz. AM wprowadzany jest za pośrednictwem sprzężenia transformatorowego do nóżki 1 układu, natomiast sygnał oscylatora AM, poprzez transformator w. cz. do nóżki 7. Sygnały pośredniej częstotliwości FM i AM z wyjścia mieszacza wyprowadzane są na wspólne wyjście (nóżka 10). Sygnal p. cz. AM wydzielany w obwodzie rezonansowym dostrojonym do częstotliwości 455 kHz i dostarczany jest przez filtr ceramiczny do CF2 do modulatora. Analogicznie sygnał p. cz. FM 10,7 MHz wydzielany jest w obwodzie rezonansowym i przez sprzężenie transformatorowe za pośrednictwem filtra CF3 wprowadzany do modulatora. Sygnal małej częstotliwości po demodulacji zarówno AM jak i FM wyprowadzany na wyjściu MPX. Jeżeli sygnał m. cz. zawiera prążek pilota stereo o częstotliwości 19 kHz, dekodery MPX wydziela z sygnału wejściowego dwa sygnały m. cz. - przeznaczone odpowiednio do wyjścia KL i KP (kanału lewego i prawego). W przeciwnym przypadku sygnał dzielony jest na dwa - zawierające identyczne informacje, i jako identyczne sygnały monofoniczne pojawiają się one na wyjściach KL i KP dekodera. Zasada działania dekodera MPX zostanie opisana w rozdziale VII.

Opracowano na podstawie arkusza danych firmy „**Tenic Semiconductors** (obecnie Atmel)”.

Układ scalony TEA8624T przedstawiony poniżej spełnia rolę drugiego stopnia przemiany FM (z 72,2 MHz na 10,7 MHz) oraz AM (z 10,7 MHz na 450 kHz), wzmacniacza pośredniej częstotliwości AM i FM oraz detektora AM i demodulatora FM. Schemat blokowy układu TEA 8610 omówiono w

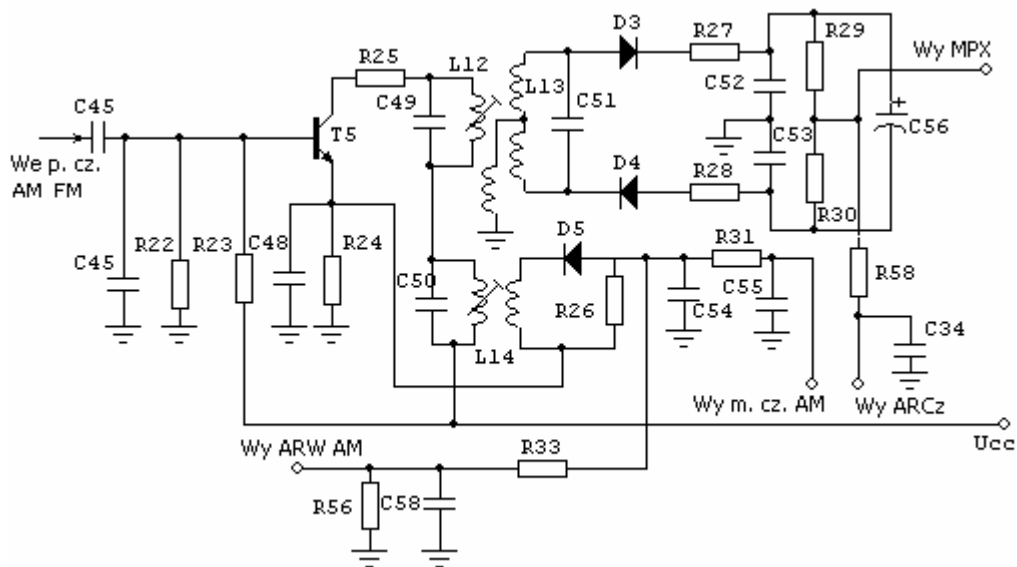


Rys. 6.13. Tor w. cz. p. cz. AM /FM samochodowego programowanego odbiornika radiowego na układach scalonych TEA8611V (oscylator, i pierwszy mieszacz) i TEA8624 (drugi mieszacz i wzmacniacz p. cz oraz detektor AM i demodulator FM)

Sygnaly wyjściowe małej częstotliwości AM (48) i MPX (43) wprowadzane są do wejścia odpowiedniego układu dekodera MPX, a następnie do stereofonicznego wzmacniacza małej częstotliwości. Producent zaleca stosowanie specjalistycznego procesora dźwięku (DSP) na jednym z układów scalonych SAA7705H lub SAA7706H. Schematy blokowe kilku procesorów DSP oraz schemat blokowy odbiornika samochodowego na omówionych wyżej układach scalonych pokazano w **rozdziale IX**.

VII. Detektory i demodulatory AM i FM

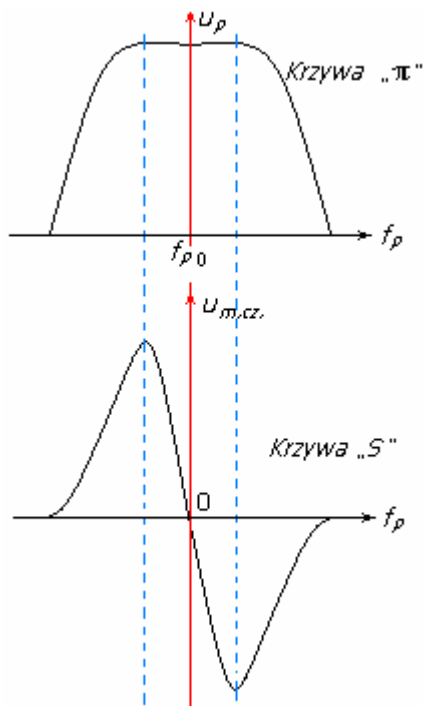
Na rysunku poniżej przedstawiono układy detektora AM i demodulatora FM pracujące w obwodzie kolektora wspólnego dla obu układów tranzystora T5.



Rys. 7.1. Detektor AM i demodulator FM na diodach detekcyjnych.

Sygnal pośredniej częstotliwości AM wydzielony w obwodzie rezonansowym C50 L14 podawany jest na diodę detekcyjną D5. Dioda jest wstępnie spolaryzowana spadkiem napięcia na rezystorze R24 w emiterze tranzystora w taki sposób, aby punkt pracy detektora znajdował się na początku liniowej części charakterystyki. Elementy C54, R31 i C55 tworzą dolnoprzepustowy filtr typu π , którego zadaniem jest odfiltrowanie częstotliwości pośredniej AM. Na wyjściu filtra otrzymuje się sygnał małej częstotliwości AM. Elementy R56 i C58 tworzą kolejny filtr dolnoprzepustowy o większej stałej czasowej niż poprzedni, który ma za zadanie odfiltrowanie sygnału małej częstotliwości. Na wyjściu otrzymujemy napięcie stałe o wartości proporcjonalnej do średniej wartości amplitudy sygnału pośredniej częstotliwości AM na wejściu detektora. Napięcie to (ARW) jest doprowadzane do wzmacniacza wielkiej częstotliwości AM i reguluje jego wzmocnienie.

Nośna sygnału pośredniej częstotliwości FM jest wydzielana w obwodzie rezonansowym C49 L12 o dużej dobroci. Obwód ten jest sprzężony magnetycznie z obwodem C51 L13, w którym cewka indukcyjna ma wyprowadzony środek. Do środka cewki doprowadza się sygnał pośredniej częstotliwości. Sygnal nośny przełącza na przemian diody D3 i D4 w kierunku przewodzenia i zaporowym. Składowa pośredniej częstotliwości zamyka się przez kondensatory C52 i C53 do masy, natomiast obwód dla składowej małej częstotliwości otrzymanej na skutek prostowniczego działania diod zamyka się przez rezystory R29 i R30. Suma spadków napięć na rezystorach ładuje kondensator C56 o dużej pojemności do wartości będącej sumą spadków napięć na rezystorach. Ze względu na dużą pojemność kondensatora, napięcie na jego zaciskach pozostaje praktycznie stałe, zmieniają się natomiast w takt zmian wartości chwilowej częstotliwości spadki napięć na rezystorach. Detektor taki nosi nazwę *detektora stosunkowego*. Sprzężenie między obwodami L12 i L13 jest tak dobrane, że powstaje filtr o dwuwierzchołkowej (dwubiegunowej) charakterystyce, zwanej krzywą π . Ponieważ prądy płynące na przemian przez diodę D3 i kondensator C52 oraz diodę D4 i kondensator C54 mają przeciwne kierunki, charakterystyka wyjściowa detektora ma asymetryczny kształt, przypominający literę S. Stąd nosi ona nazwę krzywej S. Charakterystyki π i S detektora stosunkowego pokazano na rysunku poniżej.

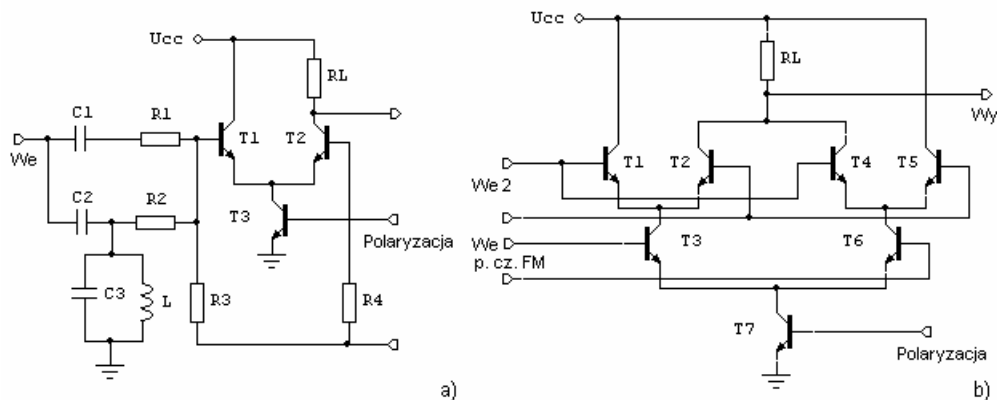


Rys. 7.2. Krzywe π i S.

Jeśli częstotliwość chwilowa sygnału równa się dokładnie częstotliwości pośredniej (brak sygnału modulującego), na wyjściu detektora (na odczepie pomiędzy rezystorami) napięcie ma wartość zero. Jeśli na skutek złego zestrojenia obwodów demodulatora, złego zestrojenia obwodów wzmacniacza pośredniej częstotliwości lub niewłaściwej wartości częstotliwości heterodyny częstotliwość nośna ma wartość różną od częstotliwości rezonansowej obwodu C49 L12, na wyjściu detektora otrzymamy napięcie stałe o wartości różnej od zera (dodatnie lub ujemne, w zależności od znaku różnicy częstotliwości sygnału i częstotliwości rezonansowej). Napięcie to, po odfiltrowaniu sygnału małej częstotliwości przez filtr dolnoprzepustowy R58 C34, podawane jest do obwodu heterodyny (na diodę pojemnościową w obwodzie strojonym oscylatora lub generatora VCO), powodując odpowiednią zmianę częstotliwości tak, aby składowa stała napięcia na wyjściu demodulatora dążyła do zera.

Obecnie detektory stosunkowe nie są stosowane ze względu na małe wartości napięć wyjściowych i zmiany własności związane ze zmianami temperatury i starzeniem się elementów. Powszechnie stosuje się wykonane w strukturze układów scalonych demodulatory *iloczynowe*, inaczej zwane *koincydencyjnymi* lub *kwadraturowymi*, które służą zarówno do detekcji sygnału FM jak i AM. Charakterystyki detektora iloczynowego FM mają identyczne kształty jak pokazane wyżej charakterystyki π i S detektora stosunkowego.

Zasadę działania układu demodulatora koincydencyjnego (iloczynowego, kwadraturowego) FM przedstawia poniższy rysunek.



Rys. 7.3. Zasada działania (a) i struktura demodulatora iloczynowego (b).

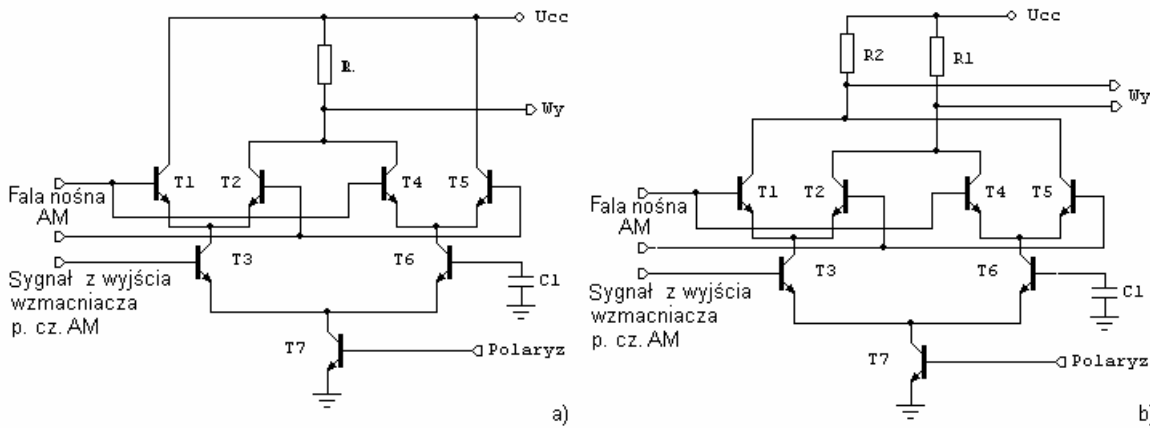
Rysunek a) wyjaśnia zasadę działania układu. Tranzystory T1 i T2 tworzą wzmacniacz o sprzężeniu emiterowym (WK – WB), zasilany ze źródła prądowego na tranzystorze T3 od strony emiterów. Obciążenie wzmacniacza stanowi rezystancja R_L . Jeśli napięcia na bazach tranzystorów T1 i T2 są identyczne, prądy płynące przez ich kolektory mają identyczne wartości. W miarę wzrostu napięcia na bazie jednego z tranzystorów i zmniejszania na bazie drugiego, prąd kolektora tego pierwszego rośnie, a drugiego maleje o tę samą wartość w taki sposób, że suma prądów pozostaje praktycznie stała. Zmiana wartości prądu płynącego przez rezystor R_L powoduje odpowiednią zmianę spadku napięcia na tym rezystorze. Jeśli różnica napięć na bazach przekracza 110 mV, cały prąd przepływa praktycznie przez tranzystor spolaryzowany dodatnio, natomiast drugi tranzystor zostaje zatkany. Jeśli do bazy tranzystora T1 doprowadzimy ciąg impulsów o dostatecznie dużej amplitudzie, na wyjściu otrzymamy ciąg impulsów napięciowych o amplitudzie równej iloczynowi prądu źródła i rezystancji R_L .

Wartości elementów C_1 , C_2 , C_3 i L należy tak dobrać, aby L i C_3 stanowiły obwód rezonansowy o częstotliwości $f_0 = 10,7$ MHz, natomiast impedancja $1/2\pi f_0 C_2$ była dużo większa od rezystancji dynamicznej R_d obwodu rezonansowego $C_3 L$, oraz C_1 o wartości stanowiącej praktycznie zwarcie dla sygnału o częstotliwości f_0 . Kondensator C_2 i rezystancja dynamiczna obwodu LC_3 tworzą przesuwnik fazy 90° . Jeśli do wejścia układu doprowadzimy sygnał o częstotliwości f_0 z ogranicznika napięcia na wyjściu toru FM, to za kondensatorem C_1 pojawi się on w tej samej fazie, natomiast na wyjściu kondensatora C_2 w fazie przesuniętej o $\pi/2$ (90°). W wyniku sumowania się napięć przesuniętych względem siebie w fazie o 90° , przez $3/4$ okresu prąd będzie płynął przez tranzystor T1, a przez pozostałą $1/4$ okresu przez tranzystor T2. Średnia wartość prądu za cały okres przebiegu będzie miała wartość równą $1/4$ prądu źródła. Jeśli częstotliwość chwilowa sygnału wejściowego będzie się nieco różnić od częstotliwości f_0 , przesunięcie fazy pomiędzy sygnałami zmieni się nieco, ponieważ w obwodzie rezonansowym wydzieli się przebieg o częstotliwości f_0 niezależnie od wartości chwilowej częstotliwości sygnału na wejściu. Wzrost różnicy faz ponad 90° spowoduje odpowiedni wzrost wartości średniej prądu płynącego przez obciążenie R_L , natomiast zmniejszenie różnicy faz poniżej 90° spowoduje odpowiednie zmniejszenie wartości średniej prądu. Tak więc średnia wartość napięcia wyjściowego zależy od chwilowej częstotliwości sygnału pośredniej częstotliwości. Dla niewielkich różnic faz (rzędu kilkunastu stopni) zależność ta jest praktycznie liniowa.

W praktycznych rozwiązaniach demodulatorów kwadraturowych w układach scalonych stosuje się strukturę przedstawioną na rysunku b), dzięki czemu wartość napięcia wyjściowego dla częstotliwości $f = f_0$ wynosi zero, natomiast dla $f \neq f_0$ napięcie wyjściowe ma wartość większą lub mniejszą od zera, w zależności od znaku różnicy faz. Do baz tranzystorów T3 i T6 doprowadza się sygnał p. cz. z ogranicznika napięcia, natomiast do wejścia We2 sygnał o częstotliwości f_0 przesunięty w fazie o 90° na obwodzie rezonansowym. **[Więcej ...]**

Na wyjściu detektora FM stosuje się odpowiednie układy RC lub RLC o odpowiednio dobranych stałych czasowych, spełniające rolę filtru dolnoprzepustowego, którego zadaniem jest odfiltrowanie składowych o częstotliwości nośnej i harmonicznym oraz **deemfaza** sygnału m. cz.

Układ o strukturze podobnej do przedstawionej na rysunku b) może być wykorzystany do detekcji sygnału zmodulowanego amplitudowo. W tym przypadku nie stosuje się przesuwnika fazy, a układ działa jako detektor synchroniczny.



b) Rys. 7.4. Zasada

działania synchronicznego detektora AM. Układ z wyjściem asymetrycznym (a) i z wyjściem symetrycznym (b).

Do baz tranzystorów T1 i T4 doprowadza się sygnał o częstotliwości nośnej wydzielony z przebiegu p. cz. AM przez obwód rezonansowy i ewentualnie ograniczony w celu wyeliminowania resztek obwiedni oraz ten sam sygnał w fazie przeciwnej na bazy tranzystorów T2 i T5. Na bazę tranzystora T3 doprowadza się sygnał p. cz. AM z wyjścia wzmacniacza pośredniej częstotliwości. Na wyjściu uzyskuje się, podobnie jak w przypadku demodulatora FM, sygnał proporcjonalny do iloczynu sygnałów wyjściowych, pozbawiony częstotliwości nośnej i nieparzystych harmonicznych.

$$u_0 = \frac{1}{2} m U_0 \cos \omega_m t$$

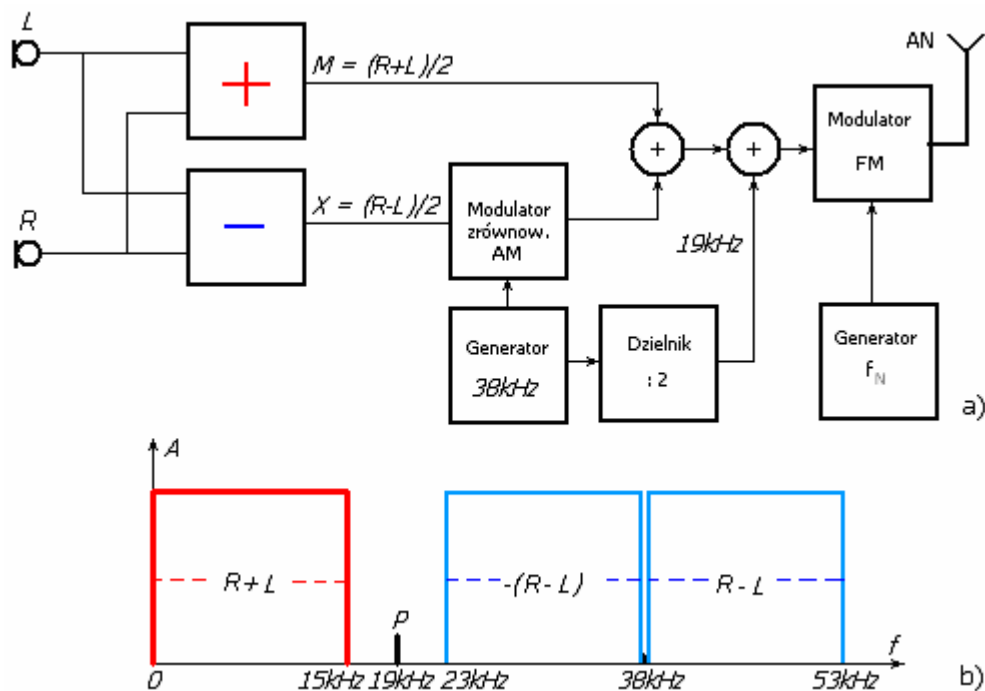
Po odfiltrowaniu składowych zmiennych i oddzieleniu składowej stałej otrzymamy:

W praktyce składowe zmienne wielkiej częstotliwości są stłumione o około 60 dB przez filtr dolnoprzepustowy RC w stosunku do przebiegu wyjściowego małej częstotliwości.

Omówione wyżej układy detekcji i demodulacji są stosowane w zasadzie we wszystkich układach scalonych demodulatorów i analogowych procesorów dźwięku, o których będzie mowa w dalszych rozdziałach.

VIII. Dekodery MPX (stereo)

Stereofoniczny sygnał radiowy (MPX) powstaje w studiu radiowym przez zastosowanie odpowiednich operacji arytmetycznych na sygnałach małej częstotliwości (akustycznych) rejestrowanych przez dwa mikrofony lub mikrofon stereofoniczny. Zasadę powstawania sygnału MPX wyjaśnia poniższy schemat blokowy:



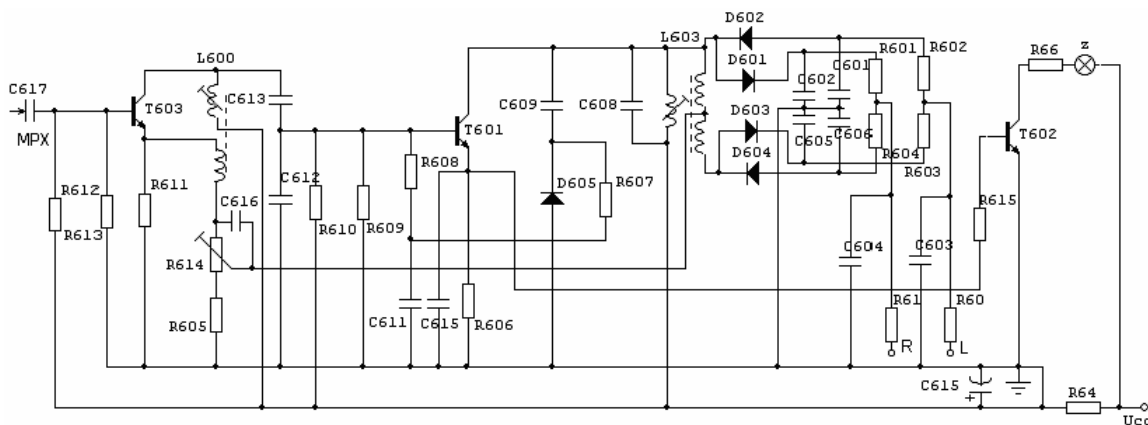
Rys. 8.1. Uproszczony schemat blokowy nadajnika stereofonicznego FM (a) oraz widmo sygnału MPX (b)

Sygnaly z mikrofonu R (prawego) i L (lewego) są do siebie dodawane, tworząc sygnał monofoniczny [$M = (R + L)/2$] oraz odejmowane, tworząc informację różnicową o rozmieszczeniu źródeł dźwięku [$X = (R - L)/2$]. Sygnał X moduluje podnośną o częstotliwości $f = 38$ kHz, leżącą poza pasmem akustycznym (odbieranym przez ucho ludzkie). Modulację częstotliwości podnośnej przeprowadza się na modulatorze zrównoważonym AM, na którego wyjściu podnośna jest wytłumiona. Do tak otrzymanego widma częstotliwości $M +$ (wytłumiona $f_{38} \pm X$) dodaje się sygnał o częstotliwości równej połowie częstotliwości podnośnej (19 kHz), częściowo wytłumiony, zwany pilotem (P). Amplituda pilota ma wartość 10% maksymalnej wartości amplitudy sygnału M . W ten sposób otrzymuje się zakodowany sygnał stereofoniczny (MPX). Sygnałem tym moduluje się nośną sygnału UKF. Obecność pilota w sygnale jest konieczna do odtworzenia fazy sygnału różnicowego X . W przypadku jego braku nie dałoby się ustalić w dekoderze, który z sygnałów wyjściowych jest sygnałem kanału prawego, a który lewego.

Maksymalną wartość składowej M uzyskuje się gdy $R = L$, wtedy $X = 0$. Maksymalną wartość składowej X uzyskuje się gdy $L = -R$, wtedy $M = 0$.

Po stronie odbiorczej należy wykonać odwrotne operacje, aby z sygnału MPX wydzielić dwa sygnały R i L. Najprostszy dekoder MPX, zwany detektorem synchronicznym, można zbudować na diodach. Dekodery takie stosowano w najstarszych konstrukcjach odbiorników stereofonicznych.

Zasadę działania dekodera sygnału stereofonicznego omówimy na podstawie diodowego układu dekodera zastosowanego w jednym z pierwszych polskich odbiorników stereofonicznych, Pionier Stereo, który przedstawiono na fragmencie schematu pokazanego poniżej.



Rys. 8.2. Fragment schematu ideowego jednego z pierwszych odbiorników stereofonicznych produkowanych w Polsce - Pionier Stereo firmy „Diora”. Dekoder stereo.

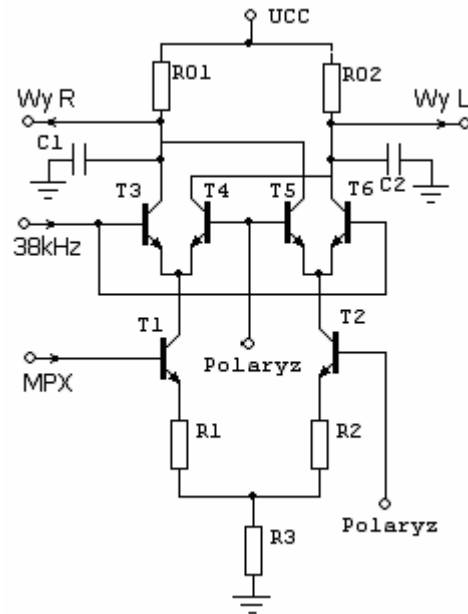
Odpowiednio wzmacniony sygnał MPX z demodulatora FM zostaje wprowadzony na bazę tranzystora T603. W kolektorze tranzystora znajduje się wąskopasmowy obwód rezonansowy L600 (o dużej dobroci) dostrojony do częstotliwości 19 kHz, w którym zostaje odtworzony sygnał pilota z częściowo wytłumionej składowej P w sygnale MPX. Sygnał ten podaje się na bazę tranzystora T601, który wraz z diodą D605 stanowi układ powielacza częstotliwości. Baza tranzystora T601 jest spolaryzowana w taki sposób, że przewodzi tylko w czasie trwania dodatnich połówek sygnału 19 kHz. W kolektorze tego tranzystora znajduje się obwód rezonansowy dostrojony do częstotliwości 38 kHz. Sygnał MPX pobierany jest z emitera tranzystora T603 i podawany na środkowy odczep wtórnego uzwojenia obwodu L603. Do wtórnego uzwojenia tego obwodu dołączony jest układ złożony z czterech diod detekcyjnych, które są słabo spolaryzowane w kierunku przewodzenia stałym napięciem pobieranym z emitera tranzystora T603. Gdy w sygnale występuje częstotliwość pilota, diody są polaryzowane na przemian odpowiednio w kierunku przewodzenia i zaporowym przez przebieg 38 kHz. Gdy sygnał 38 kHz ma wartość dodatnią, przewodzą diody D601 i D604, natomiast diody D602 i D603 nie przewodzą. Płynący przez przewodzące diody prąd wytwarza spadek napięcia na połączonych szeregowo rezystorach R601 i R604. Napięcie na odczpie rezystorów ma chwilową wartość odpowiadającą sygnałowi kanału L. Analogicznie, gdy przebieg 38 kHz ma chwilową wartość ujemną, przewodzą diody D602 i D603. Na odczpie rezystorów R602 i R603 pojawia się sygnał kanału R.

Jeżeli w zdemodulowanym sygnale FM jest obecny sygnał pilota, tranzystor T601 przewodzi, więc na jego emiterze powstaje spadek napięcia, który steruje bazę tranzystora T602. W obwodzie kolektora T602 znajduje się żaróweczka sygnalizująca obecność sygnału stereofonicznego. Gdy sygnał pilota jest nieobecny (w przypadku sygnału monofonicznego), wszystkie diody przewodzą jednocześnie i identycznie, więc na odczpie rezystorów wytworzą się identyczne sygnały małej częstotliwości, natomiast brak spadku napięcia na emiterze tranzystora T601 spowoduje, że żaróweczka sygnalizacyjna nie świeci się.

Wartość napięcia polaryzującego wstępnie diody dekodera wpływa na przesłuch między kanałami. Wartość tę dobiera się w trakcie strojenia obwodu dekodera w taki sposób, aby uzyskać maksymalną wartość tłumienia przesłuchów.

Rezystory R601, R604 i R602, R603 z dołączonymi do nich kondensatorami C601, C604 i C602, C603 stanowią dolnoprzepustowe filtry służące do odfiltrowania składowych 19 i 38 kHz z sygnałów wyjściowych kanałów R i L.

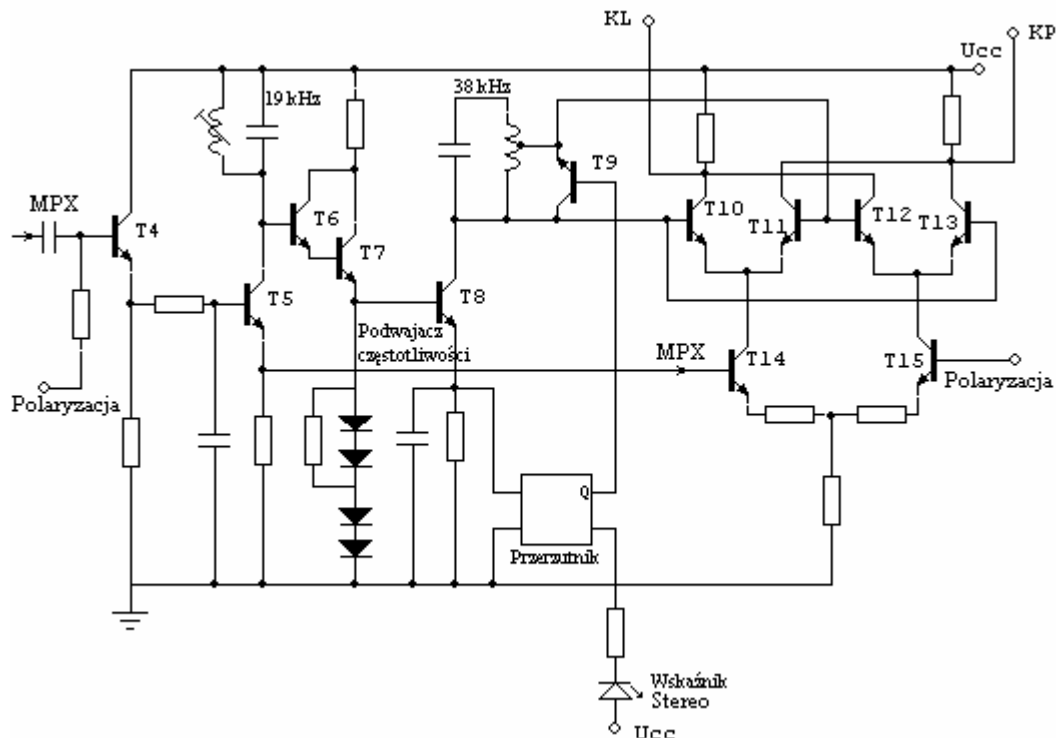
W nowoczesnych odbiornikach radiowych układy dekoderek stereo są konstruowane na tranzystorach w strukturze układu scalonego, ale ich zasada działania pozostaje identyczna jak układu wyżej opisanego. Poniżej przedstawiono uproszczony układ dekodera na tranzystorach, jaki stosuje się w większości układów scalonych zawierających dekoderek MPX, będący, podobnie jak wyżej opisany dekoderek diodowy, detektorem synchronicznym. Struktura układu jest analogiczna do struktury detektora synchronicznego AM, przedstawionego na rysunku **7.4.b**).



Rys. 8.3. Zasada działania tranzystorowego dekodera MPX.

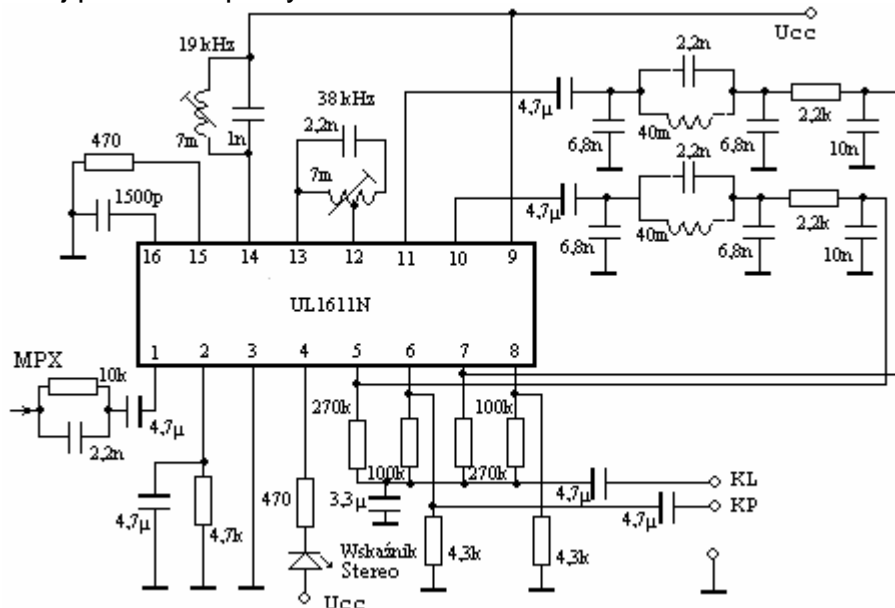
Sygnal MPX jest doprowadzany do bazy tranzystora T1. Do baz tranzystorów T3 i T6 doprowadzany jest sygnał przełączający 38 kHz. Baza tranzystora T2 jest spolaryzowana napięciem równym $2U_{BE}$ wytworzonym na wewnętrznym stabilizatorze. Przez sprzężenie emiterowe R3 napięcie to przenosi się na bazę tranzystora T1. Bazy tranzystorów T4 i T5 są polaryzowane napięciem $5U_{BE}$. Prąd tranzystora T1 może płynąć przez tranzystor T3 lub T4, w zależności od wartości chwilowej na bazie tranzystora T3. Sygnał 38 kHz powinien mieć kształt fali prostokątnej o amplitudzie około $2U_{BE}$. Jeśli fazy sygnału MPX i przebiegu 38 kHz są zgodne, na wyjściach układu pojawią się sygnały małej częstotliwości kanału lewego i prawego. Przedstawiony układ jest detektorem symetrycznym podwójnie zrównoważonym, dzięki czemu uzyskuje się dużą wartość separacji kanałów, rzędu 45 dB. Maksymalną wartość tłumienia przesłuchu między kanałami można uzyskać dobierając wartość rezystora R3. Kondensatory C1 i C2 z rezystorami R01 i R02 stanowią filtry dolnoprzepustowe eliminujące przebiegi 19 i 38 kHz.

Na rysunku poniżej pokazano fragment struktury układu scalonego UL1611N stanowiącego dekodery stereo z układem odtworzenia podnośnej 38kHz, tranzystorowym detektorem synchronicznym i automatycznym przełącznikiem mono / stereo.



Rys. 8.4. Fragment struktury układu UL1611N z dołączonymi obwodami rezonansowymi 19 kHz i 38 kHz.

Poniżej pokazano pełny schemat dekodera MPX na układzie scalonym UL1611N.



Rys. 8.5. Schemat ideowy dekodera stereo na układzie scalonym UL1611N.

Na wejściu układu scalonego znajduje się wzmacniacz sygnału MPX. Sygnały wyjściowe kanału lewego i prawego są wyprowadzone na układ filtrów dolnoprzepustowych. Po odfiltrowaniu widma częstotliwości 19 kHz i powyżej sygnały KL i KP są wzmacniane na wstępnym dwustopniowych wzmacniaczach małej częstotliwości (z ujemnym sprzężeniem zwrotnym), które stanowią wyjścia układu scalonego.

Podstawowe parametry dekodera:

- wzmacnienie napięciowe 10dB
- współczynnik zniekształceń harmoniczych 0,4%

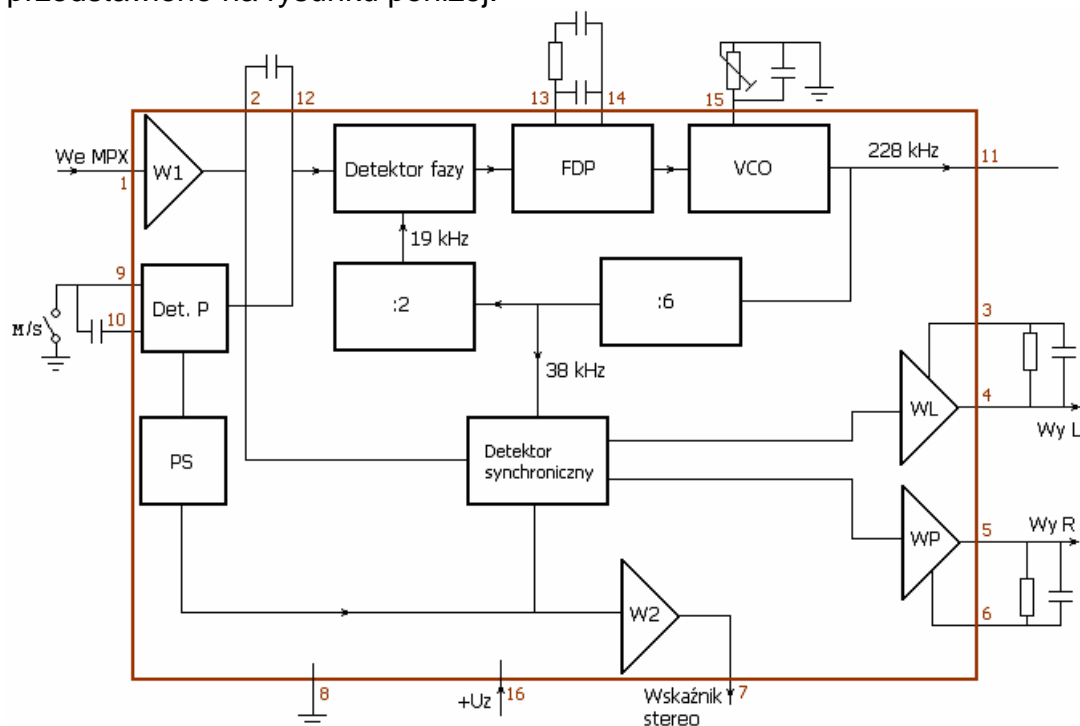
Na podobnej do opisanej wyżej zasadzie działa dekodery MPX na układzie scalonym AN7465, który zastosowano w odbiorniku radiowym **Blaupunkt Lyon CC28**. Wzmocniony na tranzystorze V308 2SC2558 sygnał małej częstotliwości AM lub sygnał MPX jest doprowadzony do wejścia 26 układu scalonego AN7465. Sygnały wyjściowe pojawiają się na wyprowadzeniach 12 (sygnał L) i 13

(sygnał R).

Przełączenie układu AN7465 na odbiór MONO/STEREO odbywa się przez zmianę poziomu napięcia na wyprowadzeniu 26 mikroprocesora. Napięcie to steruje bazę tranzystora V330 2SC2548. Przy niskim poziomie tranzystor nie przewodzi i układ AN7465 pracuje w trybie MONO. Przy wysokim poziomie napięcia tranzystor V330 przewodzi, a układ pracuje w trybie STEREO. Jednocześnie świeci się dioda sygnalizacyjna V335. Jeżeli w sygnale wejściowym małej częstotliwości jest brak pilota lub poziom sygnału jest zbyt niski (niski poziom napięcia **SIGNAL STRENGTH**), na wyjściu 17 dekodera MPX pojawi się wysoki poziom. Napięcie to podane na wejście 26 mikroprocesora spowoduje przełączenie układu do pracy MONO. Odbiór monofoniczny można wymusić również przez wybranie trybu MONO z klawiatury. **[Wzm. m.cz.]**

W układach dekoderek wysokiej klasy przebieg o częstotliwości 38 kHz wytwarza się w układzie generatora VCO stabilizowanego pętlą fazową PLL. Częstotliwość 38 kHz uzyskuje się przez podział częstotliwości sygnału wytwarzanego w układzie dokładnego generatora VCO lub oscylatora ceramicznego. Stabilizację częstotliwości uzyskuje się w pętli PLL przez jej porównanie z sygnałem pilota wydzielonym z sygnału MPX.

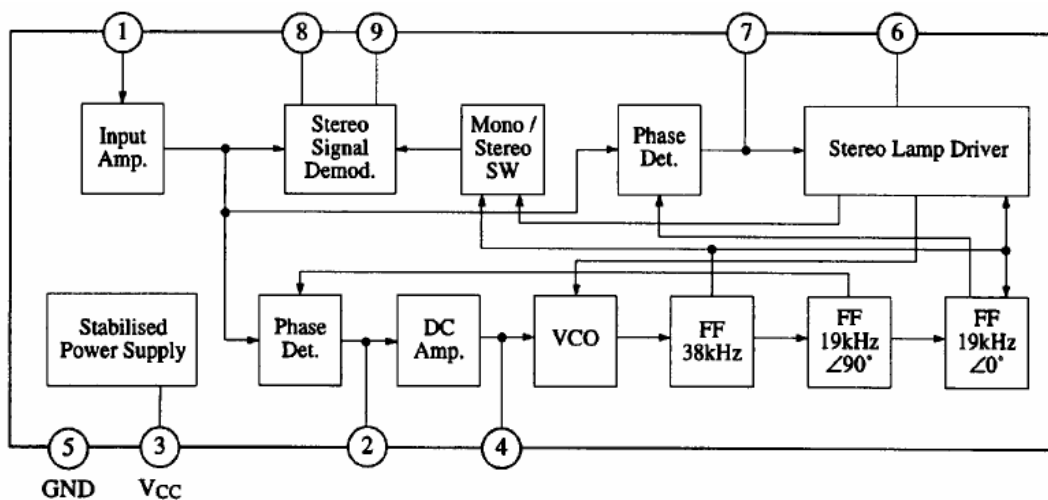
Na takiej zasadzie działa dekoderek MPX na układzie scalonym UL1621, którego schemat blokowy przedstawiono na rysunku poniżej.



Rys. 8.6. Schemat blokowy układu scalonego UL1621.

Generator VCO wytwarza przebieg sinusoidalny o częstotliwości 228 kHz. Częstotliwość tę dzieli się przez 6 uzyskując przebieg 38 kHz do przełączania detektora synchronicznego, jak omówiony wyżej. Dalszy podział przez dwa daje częstotliwość 19 kHz. Przebieg ten jest porównywany z sygnałem pilota w układzie detektora fazy. Sygnał błędny z wyjścia detektora fazy po przejściu przez filtr dolnoprzepustowy służy do skorygowania fazy generatora VCO. Układy takie pracują znacznie stabilniej niż układy z bezpośrednim odtworzeniem częstotliwości podnośnej 38 kHz, jak w omówionym wcześniej dekodercie diodowym.

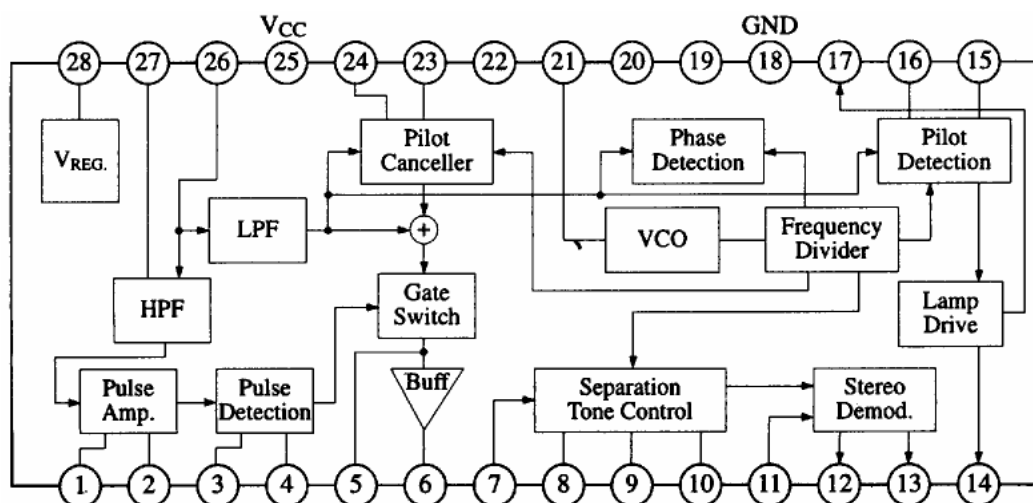
Analogicznie działa układ scalony AN7420 którego schemat blokowy przedstawiono poniżej:



Rys. 8.6a). Schemat blokowy dekodera stereo AN7420

W układzie wprowadzono, w stosunku do rozwiązań w zastosowanych w układzie UL1621. W obwodzie generatora VCO zastosowano dwie pętle: pętlę Costasa, i pętlę PLL.

W układzie scalonym AN7465 zastosowanym m.in. w odbiorniku samochodowym Blaupunkt Lyon CC28 wprowadzono dodatkowo układy filtrów eliminujących szumy i zakłócenia powodowane słabym sygnałem i przemodulowaniem.

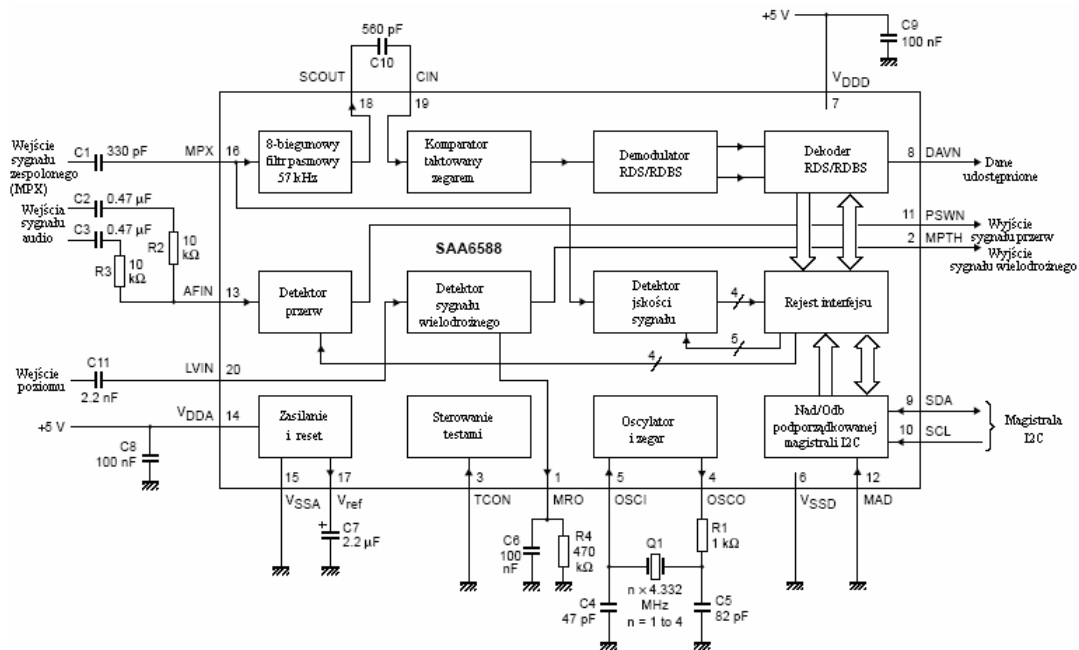


Rys. 8.6b). Schemat blokowy dekodera stereo AN7465

Odbiorniki samochodowe wyższych klas oraz wiele odbiorników stacjonarnych i przenośnych jest wyposażonych w dekodery sygnałów RDS – Radio Data System (w USA RDBS - Radio Data Broadcasting System), które są nadawane wraz z sygnałem stereofonicznym przez większość stacji radiowych nadających na falach UKF. Sygnał RDS przenoszony jest na podnośnej o częstotliwości 57 kHz. Podnośna jest modulowana bifazowo cyfrowym sygnałem przenoszącym zakodowane informacje tekstowe i graficzne towarzyszące programowi radiowemu.

Istnieje wiele układów dekodujących te sygnały w celu umożliwienia ich wyświetlenia na

wyświetlaczu wbudowanym w płytę czołową odbiornika. Zasadę działania dekodera RDS opiszemy skrótowo na przykładzie dekodera RDS typu SAA6588 firmy „**Philips Semiconductors**” zgodnie z opisem zawartym w karcie katalogowej tego układu.

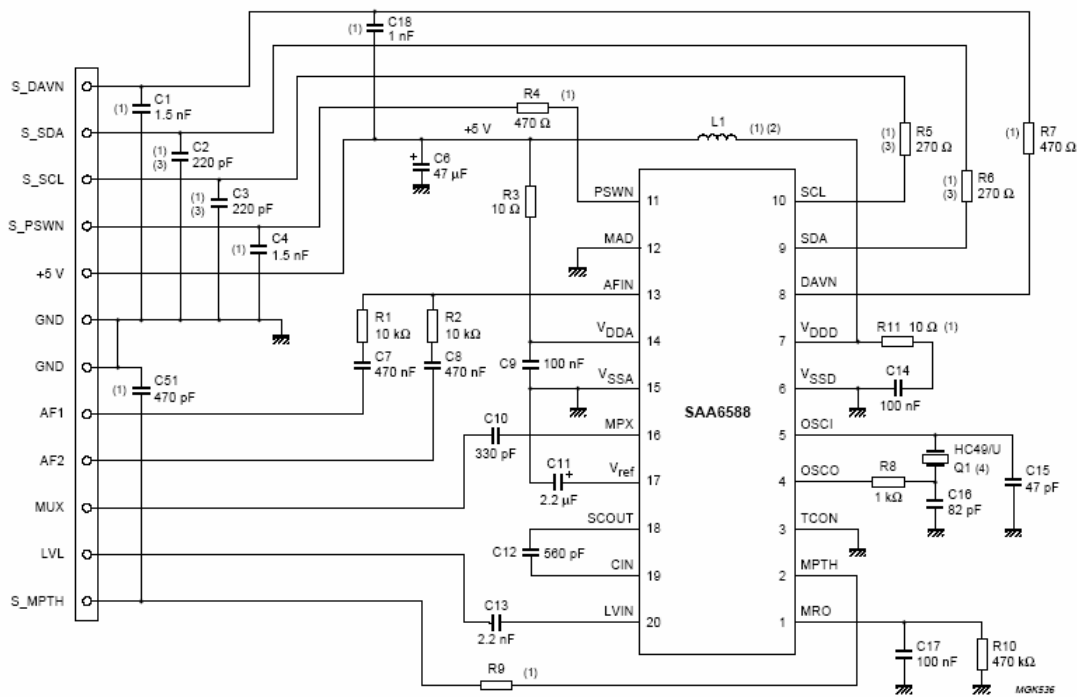


Rys. 8.7. Schemat blokowy dekodera RDS na układzie scalonym SAA6588.

Symbol

Nr Opis

| | | |
|-------|----|--|
| MRO | 1 | wyjście prostownika wielodroźnego |
| MPTH | 2 | wyjście detektora sygnału wielodroźnego |
| TCON | 3 | wejście testowe |
| OSCO | 4 | wyjście oscylatora |
| OSCi | 5 | wejście oscylatora |
| VSSD | 6 | masa części cyfrowej (0 V) |
| VDDD | 7 | napięcie zasilania części cyfrowej (5 V) |
| DAVN | 8 | wyjście sygnalizujące pojawienie się danych (aktywny poziom niski - LOW) |
| SDA | 9 | szyna wejścia / wyjścia danych magistrali I ² C |
| SCL | 10 | szyna zegarowa magistrali I ² C |
| PSWN | 11 | wyjście przełącznika zaniku (aktywny poziom niski - LOW) |
| MAD | 12 | wejście adresowe układu podporządkowanego (slave) (LSB) |
| AFIN | 13 | wejście sygnału audio |
| VDDA | 14 | napięcie zasilania części analogowej (5 V) |
| VSSA | 15 | masa części analogowej (0 V) |
| Vref | 17 | wyjście napięcia odniesienia |
| SCOUT | 18 | wyjście filtra pasmowo - przepustowego |
| CIN | 19 | wejście komparatora |
| LVIN | 20 | wejście poziomego sygnału |



Rys. 8.8. Układ połączeń dekodera RDS SAA6588.

Opis funkcjonalny

Ogólne funkcje

Układ SAA6588 spełnia następujące funkcje:

Wydzielanie sygnału RDS z wejścia sygnału MPX

- regenerowanie podnośnej 57 kHz

- demodulacja sygnału RDS

dekodowanie symboli

detekcja blokowa RDS

detekcja błędów i korekcja błędów transmisji

szybka synchronizacja bloków i kontrola bloków

detekcja wielodrogowego sygnału audio i przerw sygnału audio

określanie jakości sygnału

sterowanie trybami przetwarzania i wyjściem danych RDS przez interfejs magistrali I²C

sygnalizowanie przerw i sygnału wielodrogowego poprzez specjalne wyjścia.

Schemat blokowy dekodera RDS pokazano na rysunku wyżej. Układ wymaga podłączenia bardzo małej ilości elementów zewnętrznych. Poniżej opiszemy bloki funkcjonalne dekodera.

Demodulator sygnału RDS

Filt pasmowo - przepustowy

Filtr środkowo – przepustowy o częstotliwości środkowej 57 kHz wydziela pasmo RDS z pasma sygnału MPX i tłumi składniki sygnału audio. Blok filtru zawiera na wejściu analogowy filtr antyaliasingowy po którym występuje ośmiobiegunowy filtr środkowo – przepustowy zbudowany na przełączanych kondensatorach oraz wyjściowy filtr rekonstruujący przebieg sygnału RDS

Komparator synchronizowany impulsami zegarowymi

Komparator przekształca wyjściowy sygnał 57 kHz z filtra pasmowego na próbki w celu dalszego przetwarzania w demodulatorze RDS. W celu uzyskania wysokiej czułości i uniknięcia zniekształceń fazowych stopień wejściowy komparatora zawiera układ automatycznej kompensacji opóźnienia sygnału.

Demodulacja

Demodulator spełnia wszystkie funkcje układu SAA6579, ale ma usprawnione działanie przy słabych sygnałach.

Demodulator zawiera:

- układ regeneracji podnośnej 57 kHz (działający w **petli Costasa**)
- układ integrowania symboli w czasie jednego okresu zegarowego
- układ dwufazowego dekodowania symboli
- układ dekodowania różnicowego

- układ synchronizacji danych wyjściowych RDS z zegarem

Demodulator RDS odzyskuje i regeneruje z sygnału MPX transmitowane nieprzerwanie dane dostarczając jednocześnie wewnętrzne sygnały zegarowe (RDCL) i danych (RDDA) w celu dalszego przetwarzania w bloku dekodera RDS

Układ przetwarzania danych RDS

Układ ten obsługuje cały proces przetwarzania i dekodowania ciągłego strumienia danych RDS z wyjścia demodulatora. Tryby pracy przetwarzania różnicowego są sterowane programowo przez zewnętrzny sterownik poprzez magistralę I²C. Poprzez magistralę I²C są także dostępne dane o statusie dekodera i o jakości sygnału

Dekoder RDS

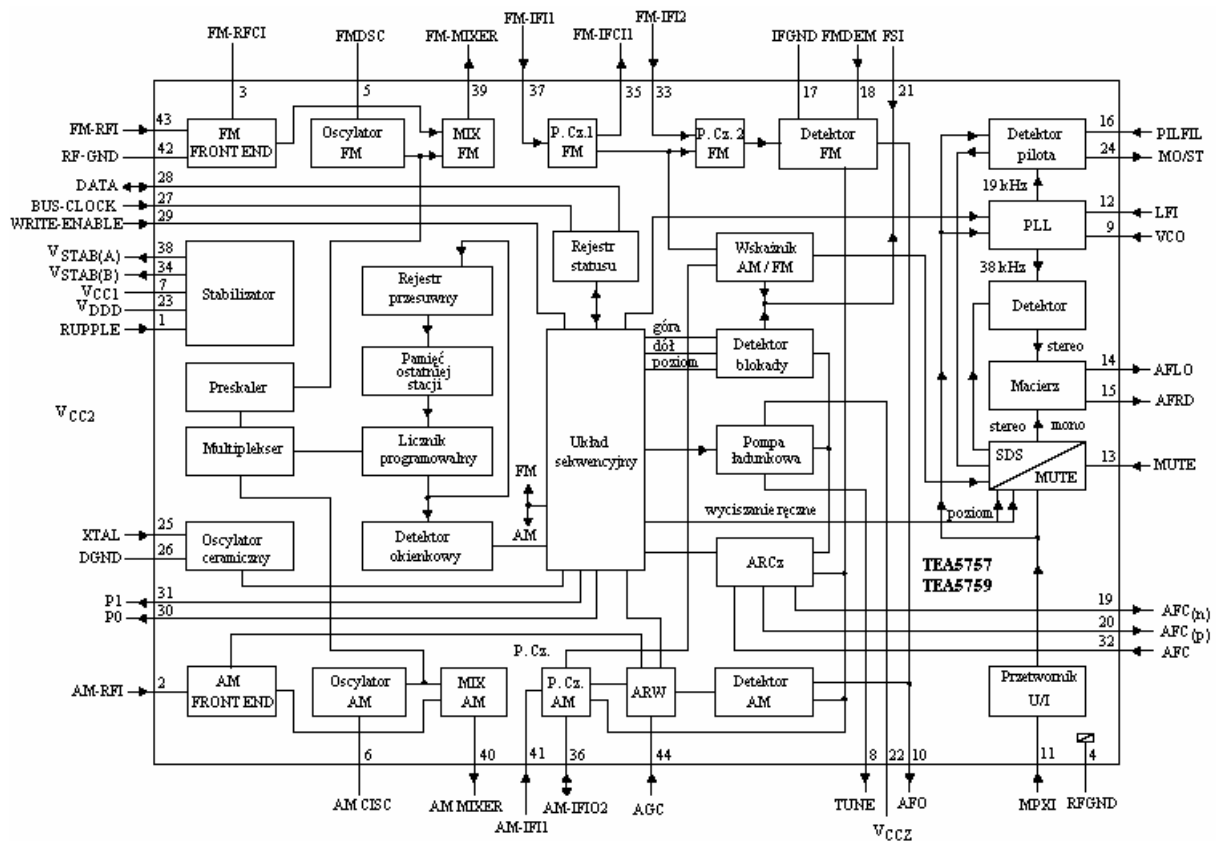
Dekoder RDS zawiera:

- układ detekcji bloków
- układy detekcji i korekcji błędów
- układ synchronizacji
- koło zamachowe (obwód rezonansowy) do utrzymywania synchronizacji
- układ korekcji poślizgu bitów
- układ sterowania przetwarzaniem danych
- wyjście danych RDS

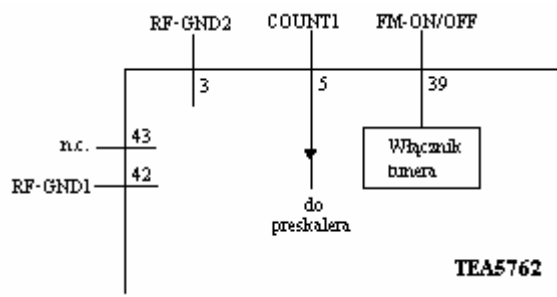
Poniżej przedstawimy kilka rozwiązań kompletnych tunerów FM i FM/AM realizowanych na pojedynczych układach scalonych.

Układy scalone TEA5757, TEA5762, TEA5712 i TEA5710 firmy Philips znajdują zastosowanie jako kompletne tunery radiowe AM/FM. Uzyskiwane przez nie parametry kwalifikują je do stosowania w sprzęcie przenośnym, zestawach radiowych oraz w kartach dźwiękowych i radiowych do komputerów PC. Układ scalony TEA5757 jest najbardziej rozbudowanym wśród tych układów, gdyż oprócz tunera AM/FM stereo zawiera układ cyfrowego strojenia i kontroli funkcji oparty o samodostrajający się do stacji układ syntezy częstotliwości. Układ TEA5762 jest uproszczoną wersją TEA5757 pozbawioną głowicy UKF. Wysoki poziom integracji pozwolił na zmniejszenie o 90% liczby elementów związanych z typowym zewnętrznym układem syntezy oraz umożliwił znaczne uproszczenie sterowania przez mikroprocesor. Część radiowa tych układów bazuje na rozwiązaniu z układu TEA5712, którego schemat blokowy i aplikacja pokazują oszczędności uzyskiwane w najnowszych rozwiązaniach. Najprostszym układem jest TEA 5710, zawierający tuner AM/FM monofoniczny.

Na rysunku poniżej przedstawiono schemat blokowy układu TEA5757.



Rys. 8.9. Schemat blokowy układu scalonego TEA5757 zawierającego tuner AM/FM z syntezą częstotliwości.

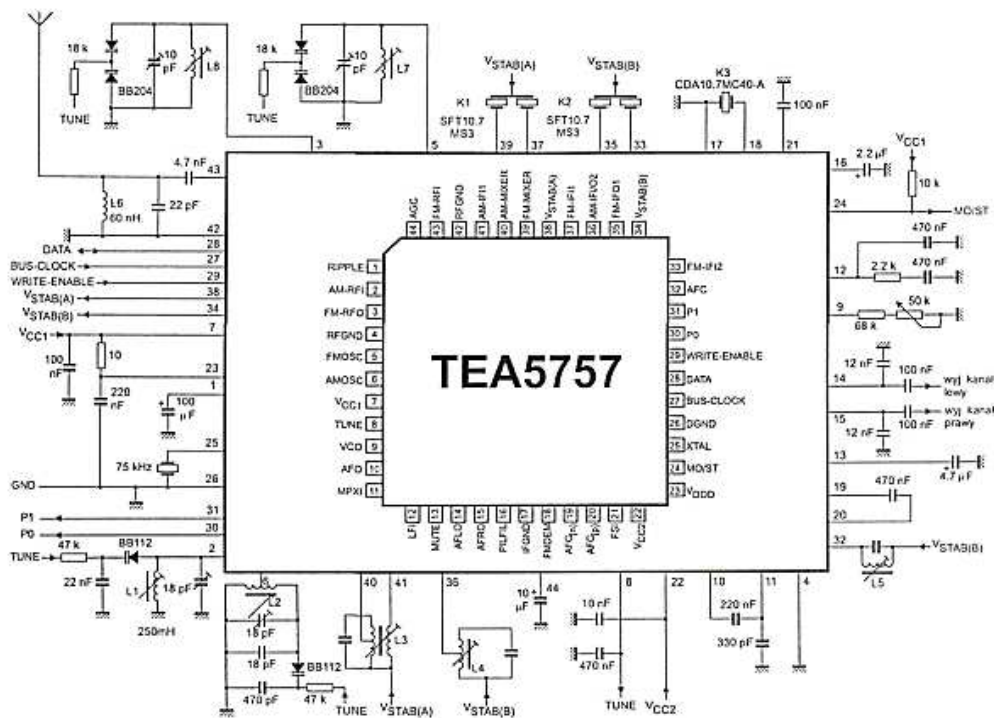


Rys. 8.10. Fragment układu TEA5762 ukazujący różnice w stosunku do układu TEA5757.

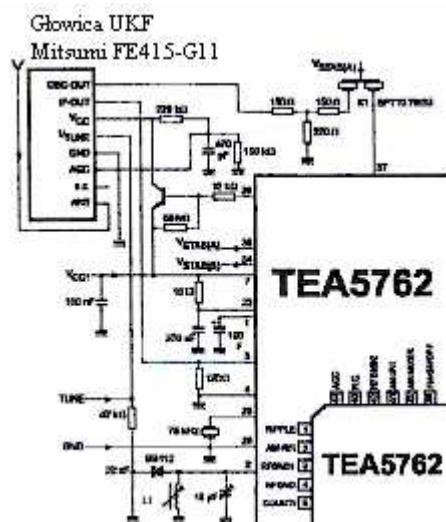
Układy scalone TEA5757 i TEA5762 umożliwiają w prosty sposób realizację odbiorników radiowych AM/FM stereo z syntezą częstotliwości. Układ TEA5762 będący uproszczoną wersją TEA5757, po dołączeniu zestrojonej fabrycznie głowicy UKF pozwala na konstrukcję tunera FM, w którym ustawia się jedynie częstotliwość generatora PLL w dekodery sygnału stereofonicznego. Układy te mogą być zasilane napięciem od 2,5 do 12V i mają mały pobór prądu, nie większy niż 20mA przy zasilaniu napięciem +3V.

Układ TEA5757 jest używany w standardowych tunerach FM, w których częstotliwość oscylatora znajduje się powyżej częstotliwości odbieranych przez radio (standard europejski i amerykański). Wersja tego układu o oznaczeniu TEA5759 przewidziana jest na rynek japoński, gdzie używa się odbiorników, w których częstotliwość oscylatora znajduje się poniżej częstotliwości odbieranego zakresu FM.

Rysunek zamieszczony poniżej przedstawia schemat ideowy zalecanego przez producenta układu odbiornika radiowego. Na wyjściu układu otrzymujemy sygnały małej częstotliwości kanałów lewego i prawego. W układzie TEA5762 pokazano sposób dołączenia zewnętrznej głowicy UKF. Wyjście prądu przestrajania 8 należy dołączyć do wejść TUNE wejściowych obwodów strojonych i obwodów oscylatorów.



Schemat aplikacyjny układu TEA 5757 w układzie tunera AM/FM



Rys. 8.11. Odbiornik z syntezą częstotliwości na układzie TEA5757 i układ TEA5762 z dołączoną głowicą UKF.

Oznaczenia wyprowadzeń układu scalonego TEA5757

- 1 Wejście kondensatora filtrującego 100 uF (RIPPLE)
- 2 Wejście wzmacniacza w.cz. AM (AM – RFI)
- 3 Obwód strojony na wyjściu wzmacniacza w.cz. FM (FM – RFO)
- 4 Masa wejściowa i podłoża (RFGND)
- 5 Obwód strojony oscylatora FM (FM OSC)
- 6 Obwód strojony oscylatora AM (AMOSC)
- 7 Napięcie zasilające (Vcc1)
- 8 Wyjście prądu przestrajania (TUNE)
- 9 Wejście oscylatora dekodera stereo strojone napięciowo (VCO)
- 10 Wyjście m.cz. detektorów AM/FM, typowa impedancja wyjścia 5 kΩ (AFO)
- 11 Wejście stereo dekodera, typowa impedancja wyjścia 150 kΩ (MPXI)
- 12 Wyjście „loop – filter” (LFI)
- 13 Wyjście wyciszania z wpiętym kondensatorem 4,7 uF (MUTE)
- 14 Wyjście kanału lewego, typowa impedancja wyjścia 4,3 kΩ (AFLO)
- 15 Wyjście kanału prawego, typowa impedancja wyjścia 4,3 kΩ (AFRO)
- 16 Wejście filtru dekodera pilota (PILFIL)
- 17 Masa wzmacniacza p.cz., detektora i dekodera stereo (IFGND)

| | |
|----|--|
| 18 | Wyjście dyskryminatora ceramicznego (FMDDEM) |
| 19 | Wyjście ujemne ARCz (AFCn) |
| 20 | Wyjście dodatnie ARCz (AFCp) |
| 21 | Wyjście wskaźnika poziomu (FSI) |
| 22 | Napięcie zasilania układu przestrajania (Vcc2) |
| 23 | Napięcie zasilania części cyfrowej (Vddd) |
| 24 | MONO/STEREO i wyjście wskaźnika dostrojenia (MO/ST) |
| 25 | Wejście oscylatora kwarcowego 75 kHz (XTAL) |
| 26 | Masa cyfrowa (DGND) |
| 27 | Wejście zegarowe (BUS – CLOCK) |
| 28 | Wejście/wyjście danych (BUS – DATA) |
| 29 | Wejście przyzwolenia zapisu (WRITE – ENABLE) |
| 30 | Programowalny port wyjściowy (P0) |
| 31 | Programowalny port wyjściowy (P1) |
| 32 | Wejście obwodu LC 450 kHz (AFC) |
| 33 | Wejście wzmacniacza p.cz. , impedancja wyjściowa 330 Ω (FM – IFI2) |
| 34 | Wewnętrzne stabilizowane napięcie zasilania (Vstab (B)) |
| 35 | Wejście wzmacniacza p.cz.1, impedancja wyjścia 330Ω (FM – IFO1) |
| 36 | Wejście/wyjście wzmacniacza p.cz. AM; wyjściowe źródło prądowe (AM – IFI/O2) |
| 37 | Wejście wzmacniacza p.cz. impedancja wejściowa 330 Ω (FM – IFI1) |
| 38 | Wewnętrznie stabilizowane napięcie zasilania (Vstab(A)) |
| 39 | Wejście mieszacza FM, impedancja wejścia 330 Ω (FM – MIXER) |
| 40 | Wyjście mieszacza AM, otwarty kolektor (AM – MIXER) |
| 41 | Wejście wzmacniacza p.cz. AM, impedancja wejścia 3kΩ (AM – IFI1) |
| 42 | Masa wejścia w.cz. FM (RFGND) |
| 43 | Wejście antenowe wzmacniacza w.cz. FM (RM – RFI) |
| 44 | Wejście kondensatora ARW 10 uF (AGC) |

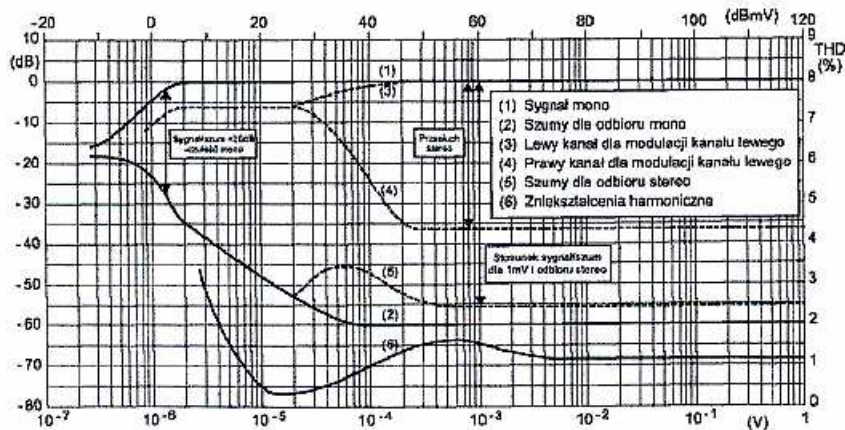
Tor tunera AM

Tor tunera AM zawiera wzmacniacz wejściowy na tranzystorze MOSFET, mieszacz podwójnie zrównoważony, oscylator niskonapięciowy o zakresie do 30MHz, wzmacniacz p.cz. dostosowany do użycia filtru ceramicznego, detektor AM i układ ARW. Na wejściu tunera AM (nóżka 2) znajduje się strojony obwód antenowy. Cewka obwodu antenowego umieszczona jest na rdzeniu ferrytowym, tworząc w ten sposób antenę ferrytową. Do nóżki 6 podłączony jest przestrajany napięciowo obwód oscylatora. Obydwa obwody są przestrajane za pomocą diod pojemnościowych. Układ ARW kontroluje wzmocnienie toru p.cz. zmniejszając dla dużych sygnałów impedancję wejściową wzmacniacza w.cz. Dużą selektywność toru AM można zapewnić stosując filtr ceramiczny między obwodem wyjściowym mieszacza a wejściem wzmacniacza p.cz. na nóżce 41 w miejsce pokazanego na schemacie obwodu rezonansowego.

Tor tunera FM

Tor tunera FM układu TEA5757 zawiera wzmacniacz wejściowy w.cz., podwójnie zrównoważony mieszacz, oscylator o jednym wyprowadzeniu i dwustopniowy wzmacniacz p.cz. dostosowany do użycia filtrów ceramicznych. W detektorze FM zastosowano specjalnie opracowany filtr ceramiczny. Dekoder stereo PLL wyposażono w układy płynnego zmniejszania tłumienia przesłuchów i wyciszania dla malejącego sygnału na wejściu odbiornika. Efektem działania tych układów są zjawiska występujące na charakterystykach toru tunera FM pokazanych na rysunku 8.12. Dla odbioru stereofonicznego przy sygnale z anteny poniżej $300\mu\text{V}$ (3×10^{-4} V) na charakterystyce (5) szumy stereo wzrastają, a następnie pod wpływem układu regulacji przesłuchów maleją, gdyż odbiornik płynnie przechodzi do odbioru monofonicznego chociaż nadal świeci się wskaźnik odbioru stereo (tłumienie przesłuchu między kanałem lewym (3) i prawym (4) maleje do zera.

Układ scalony TEA5762 pozbawiony jest własnej głowicy UKF i przystosowany jest do włączania zasilania głowicy (nóżka 39), odczytywania częstotliwości oscylatora (nóżka 5) i przestrajania (nóżka 8) dodatkowej głowicy np.: Mitsumi FE415-G11.



Rys. 8.12. Charakterystyki szumów dla odbioru mono i stereo, przesłuchów i zniekształceń harmoniczných toru tunera FM układu scalonego TEA5757 w funkcji poziomu wejściowego

Strojenie

Koncepcja strojenia odbiornika określona skrótowo STR (Self Tuned Radio) naśladuje ręczne strojenie, które jest kombinacją zgrubnego i dokładnego dostrajania się do częstotliwości stacji. Działanie układu oparte jest o koncepcję *FUZZY LOGIC* – logiki rozproszonej. Efektem tego rozwiązania jest duża szybkość i dokładność dostrajania się do stacji – układ sam wyszukuje i dostraja się do stacji po otrzymaniu polecenia z mikroprocesora.

Algorytm strojenia zawarty jest w układzie sekwencyjnym, dzięki czemu układ ma niewiele elementów zewnętrznych, a szyna sterująca zawiera tylko trzy przewody: zegarowy (bus clock), danych (data) i zezwolenia zapisu (write enable). Sterowanie przez mikroprocesor bazuje na dwóch instrukcjach:

1. *Preset operation* - dostrajania do stacji
2. *Search operation* - wyszukiwania stacji.

Dostrajanie do stacji

Dla pracy w trybie *preset mode* mikroprocesor przekazuje do układu poprzez szynę sterującą takie informacje jak: zakres fal, częstotliwość i rodzaj odbioru mono/stereo.

Wewnętrzny algorytm pracy zawarty w układzie sekwencyjnym jest następujący:

1. Informacja jest przekazywana do rejestru przesuwającego, układu pamięci ostatniej stacji i do licznika programowalnego.
2. Układ automatycznej regulacji częstotliwości (ARCz) zostaje wyłączony.
3. Startuje licznik zliczający częstotliwość i napięcie strojenia jest zmieniane dopóki pożądana częstotliwość jest w przybliżeniu równa częstotliwości rzeczywistej.
4. Włącza się układ ARCz, a licznik zostaje wyłączony.

Zastosowanie układu ARCz zapewnia szybsze i bardziej precyzyjne dostrajanie się do pożądanego częstotliwości: FM ± 1 kHz, AM ± 0.1 kHz.

Po dostrojeniu się do stacji przez układ ARCz zostaje wygenerowany sygnał zatrzymania. Dla uzyskania pewnego sygnału zatrzymania (stop) sprawdzane jest natężenie pola i analizowana jest krzywa detektora.

Natężenie pola wskazuje na poziom sygnału stacji, a poprzez śledzenie krzywej układ może rozróżnić fałszywy sygnał zatrzymania od rzeczywistego (fałszywy sygnał zatrzymania zdarza się na niewłaściwym zboczu krzywej). W przypadku zaników sygnału lub zakłóceń odbioru sygnał zatrzymania przyjmuje stan „0”, układ syntezy ponownie się włącza i jest powtarzany algorytm dostrajania się do stacji.

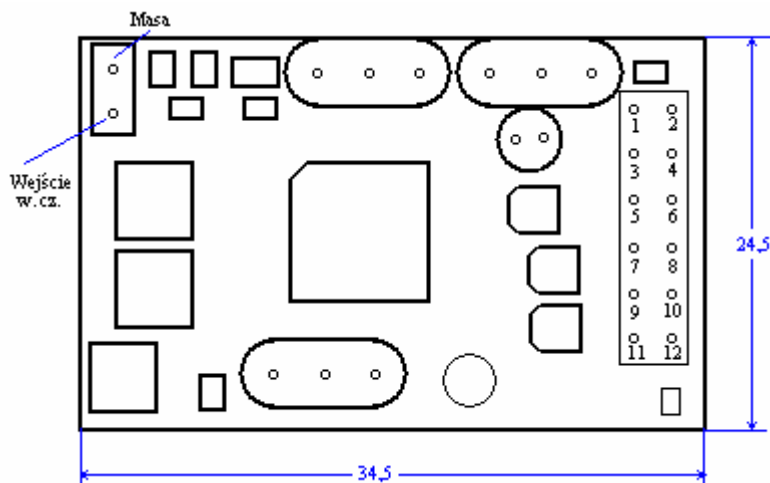
Automatyczne dostrajanie do stacji

Podczas automatycznego wyszukiwania stacji jedynym działaniem mikroprocesora sterującego jest wysłanie informacji o paśmie, kierunku i poziomie szukania do układu TEA5757. Wyszukiwanie stacji trwa do momentu wygenerowania sygnału zatrzymania (stop). Następnie układ ARCz włącza się i zapewnia dokładne dostrojenie do stacji.

Częstotliwość przypisana znalezionej stacji zostaje zliczona przez licznik i wpisana do pamięci jako ostatnia stacja do rejestru przesuwającego licznika, skąd jest odczytywana przez mikroprocesor.

Mikroprocesor decyduje czy częstotliwość znajduje się w pożądanym paśmie. Jeżeli tak, to częstotliwość może być zapisana do pamięci; jeżeli nie - rozpoczyna się nowe wyszukiwanie.

Jednym z najbardziej zaawansowanych układów radiowych jest moduł OM5610 produkcji **Philips Semiconductors**. Jest to kompletny interfejs radiowy przeznaczony do odbioru sygnałów UKF. Na wyjściu modułu otrzymuje się stereofoniczne sygnały małej częstotliwości kanałów lewego i prawego oraz zespolony sygnał MPX, który może być doprowadzony do dekodera RDS. Na podstawie dokumentacji katalogowej tego modułu zostanie poniżej wyjaśniona zasada programowania odbiornika (identyczna, jak układu omówionego wyżej).



Rys. 8.13. Widok od góry i wymiary modułu OM5610.

Moduł ma identyczne własności i działanie jak opisane dla części UKF wyżej opisanego układu scalonego TEA5757. Przesyłanie informacji pomiędzy modułem i układami sterowania odbywa się za pomocą trójszynowej magistrali: WREN (write enabled – zapis udostępniony), CLK (impulsy zegarowe) oraz DATA (szyna danych szeregowych). Sygnalizacja odbioru sygnału stereofonicznego wyprowadzona jest na oddzielnej linii STEREO. Do układów zewnętrznych moduł jest podłączany za pomocą 12 stykowego złącza widocznego na rysunku po prawej stronie. Końcówki złącza pełnią następujące role:

- 1 masa
- 2 masa
- 3 WREN – sygnał logiczny umożliwiający zapis danych do modułu
- 4 CLCK sygnał zegarowy magistrali
- 5 STEREO – sygnalizacja odbioru mono / stereo
- 6 DATA – linia danych magistrali
- 7 napięcie zasilania +5 V
- 8 napięcie zasilania +12 V
- 9 wyjście audio kanału prawego
- 10 masa
- 11 wyjście audio kanału lewego
- 12 wyjście sygnału MPX do układu RDS

Komunikacja pomiędzy modułem i mikrokontrolerem odbywa się za pomocą trzech sygnałów: DATA, STEREO i CLCK. Poziom napięcia na wyjściu STEREO informuje mikrokontroler o rodzaju odbieranego sygnału. Napięcie podawane przez procesor na wejście WREN umożliwia przygotowanie modułu do zapisu danych do jego rejestru lub odczytu danych z rejestru przez mikroprocesor.

Przy niskim poziomie WREN mikroprocesor może odczytać dane z rejestru przesuwanego. Dane bit po bicie są wysuwane z rejestru na wyjście DATA przy narastającym zboczku impulsu zegarowego. Wartość danego bitu jest dostępna przez okres wysokiej wartości impulsu CLCK aż do następnego narastającego zbocza, powodującego wysunięcie następnego bitu. Odczyt pełnej zawartości rejestru wymaga 24 impulsów zegarowych.

Przy wysokim potencjale wejścia WREN mikroprocesor może dokonać zapisu nowej wartości do rejestru modułu. Przy narastającym zboczku impulsu zegarowego rejestr akceptuje dany bit i wstawia jako bit najmniej znaczący (LSB), natomiast przy opadającym zboczku CLCK mikroprocesor zapisuje

dane. Zapis pełnego słowa do rejestru modułu wymaga 25 impulsów zegarowych.

Poniżej przedstawiono strukturę i znaczenie bitów 25 – bitowego słowa wpisywanego przez procesor do rejestru przesuwającego modułu:

Tabl. 1. Znaczenie bitów rejestru przesuwającego

| Bit | Opis | Stan logiczny | Wynik |
|------------------|----------------------------------|---------------|---|
| S.24 (MSB) | Przeszukiwanie start / stop | 0 | Po znalezieniu stacji lub w wyniku zaprogramowania (preset) |
| | | 1 | W czasie poszukiwania stacji (strojenia) |
| D.23 | Przeszukiwanie góra / dół | 0 | Kierunek przeszukiwania w dół (niższych częstotliwości) |
| | | 1 | Kierunek przeszukiwania w górę (wyższych częstotliwości) |
| M.22 | mono / stereo | 0 | Umożliwiony odbiór stereo |
| | | 1 | Wymuszony odbiór mono |
| B0.21 | pasmo | 0 | Wybór zakresu FM |
| B1.20 | pasmo | 0 | Wybór zakresu FM |
| P0.19 | odbiór lokalny / dx | 0 | Odbiór lokalny |
| | | 1 | DX |
| P1.18 | nie wykorzystany | 0 | |
| S0.17 | przeszukiwanie - poziom czułości | Jak w tabl. | Określają czułość odbiornika w czasie przeszukiwania |
| S1.16 | | | |
| 15 | | 0 | bufor |
| F.14 ÷ F.0 (LSB) | częstotliwość stacji | Jak w tabl | Określają wartość częstotliwości dostrojenia |

Tabl. 2. Znaczenie bitów S0.17 i S1.16

| S0.17 | S1.16 | Poziom czułości w czasie przeszukiwania [μ V] |
|-------|-------|--|
| 0 | 0 | > 15 |
| 1 | 0 | > 35 |
| 0 | 1 | > 75 |
| 1 | 1 | > 300 |

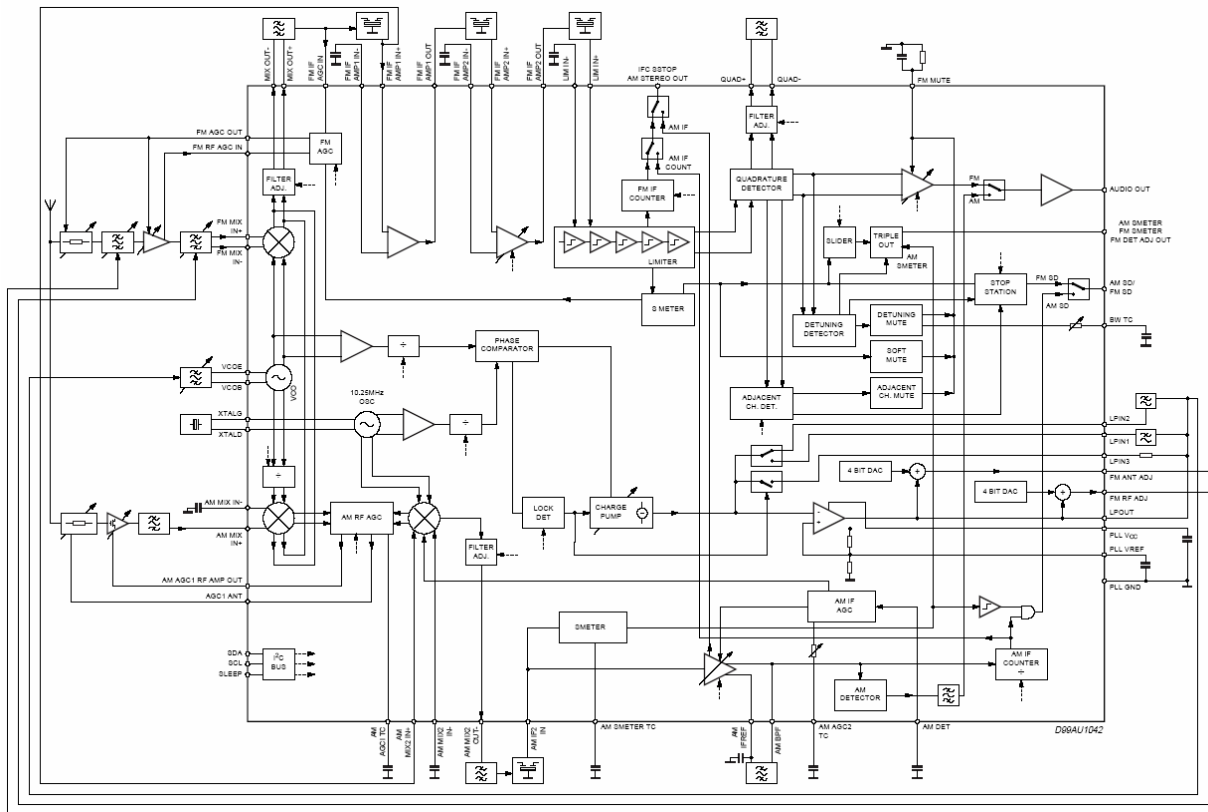
Wartości bitów częstotliwości (F.14 ÷ F.0)

| Bit | Wartość bitu | Wartość częstotliwości FM [kHz] |
|------|--------------|---------------------------------|
| F.14 | 2^{14} | - |
| F.13 | 2^{13} | 102400 |
| F.12 | 2^{12} | 51200 |
| F.11 | 2^{11} | 25600 |
| F.10 | 2^{10} | 12800 |
| F.9 | 2^9 | 6400 |
| F.8 | 2^8 | 3200 |
| F.7 | 2^7 | 1600 |
| F.6 | 2^6 | 800 |
| F.5 | 2^5 | 400 |
| F.4 | 2^4 | 200 |
| F.3 | 2^3 | 100 |
| F.2 | 2^2 | 50 |
| F.1 | 2^1 | 25 |
| F.0 | 2^0 | 12.5 |

Wartość częstotliwości FM jest sumą wartości FM tych bitów, które są ustawione są na jeden. FM jest wartością częstotliwości generowanej przez oscylator (heterodynę). Pomiedzy częstotliwością oscylatora (FM) i częstotliwością odbieranego sygnału (RF) oraz częstotliwością pośrednią (IF) zachodzą następujące zależności:

$$FM = FM - RF + FM - IF.$$

Analogiczną rolę spełnia tuner AM / FM (FRONT END) na układzie scalonym TDA7421N firmy STMicroelectronics.



Rys. 8.14. Schemat blokowy układu TDA7421N z obwodami zewnętrznymi.

Układ zawiera:

- w pełni zintegrowaną szybką pętlę PLL dla zoptymalizowanych aplikacji RDS
- wyjście sygnału audio FM MPX/AM AUDIO, tor p. cz. AM 450kHz, wyjście dla aplikacji stereo AM
- układ podwójnej przemiany AM
- detektor stacji AM/FM i cyfrowy licznik częstotliwości p. cz.
- pojedynczą częstotliwość wzorcową wspólną dla AM i FM
- w pełni elektroniczne dostrajanie
- programowalną magistralę I²C

Opis:

Układ TDA7421N integruje tory AM i FM, obwody syntezy częstotliwości oraz cyfrowy licznik p. cz. Zastosowanie technologii BICMOS pozwoliło na zmniejszenie do minimum ilości elementów zewnętrznych. Rozrzut wartości tych elementów może być w pełni skompensowany przez dostrajanie elektroniczne za pośrednictwem mikroprocesora.

- cyfrowy licznik pośredniej częstotliwości umożliwia zastosowanie funkcji stop w trybie poszukiwania i funkcji wyciszania sygnału MPX
- połączenie układu detektora AM o programowalnym poziomie i licznika częstotliwości zapewnia pewne działanie funkcji stop na zakresie AM
- Układ ARW (AGC) wykorzystuje zróżnicowane szerokości pasm częstotliwości w celu zoptymalizowania czułości i zakresu dynamiki
- kontrola takich funkcji jak ARW, wzmacnienie wzmacniaczy, działanie pętli PLL i licznika odbywa się przez magistralę I²C

Podstawowe parametry FM:

| | |
|--|-----------|
| Stosunek S+N/N | 66 dB |
| Współczynnik zniekształceń harmoniczných THD | 0.3 % |
| Wartość napięcia małej częstotliwości przy poziomie dewiacji 75kHz | 400 mVRMS |
| Czułość użytkowa na wejściu antenowym przy stosunku S+N/N = 40dB | 0 dB□V |
| Czułość przy stosunku S+N/N = 26dB | -6 dB□V |

Próg działania ARW
P.cz. FM

55 dB \square V
10,7 MHz

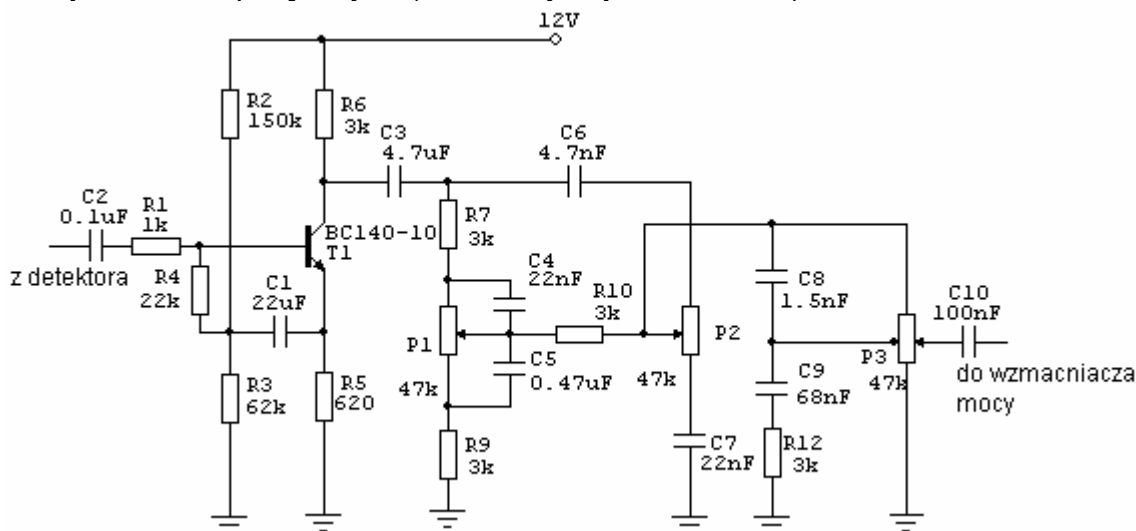
Podstawowe parametry AM:

| | |
|---|-------------------------|
| Czułość użytkowa przy stosunku S+N/N = 20dB | 27 dB \square V (sem) |
| Zakres działania ARW | -10dB 50 dB |
| Stosunek S+N/N przy sygnale na wejściu antenowym równym 74dBu | 54 dB |
| Tłumienie częstotliwości lustrzanej fim = 22.399MHz, w stosunku do poziomu sygnału na wejściu antenowym | -10dB |
| Różnica stosunków \square (S+N/N) dla częstotliwości f1 = 900KHz i f2 = 1350KHz | 1.2 dB |
| Współczynnik zniekształceń harmonicznnych (THD przy m = 80% i sygnale na wejściu antenowym 120dB \square Vemf | 0.3 % |
| Poziom sygnału na wyjściu VAF | 107 mVRMS |
| Poziom sygnału na wyjściu VAMST AM IF2 | 105 dB \square V |

P. cz. AM
W Stanach Zjednoczonych Ameryki Północnej i wielu krajach Azji, a także w kilku krajach europejskich istnieje również system stereofonii na zakresach AM.

IX. Tor małej częstotliwości i odbiornik radiowy jako całość.

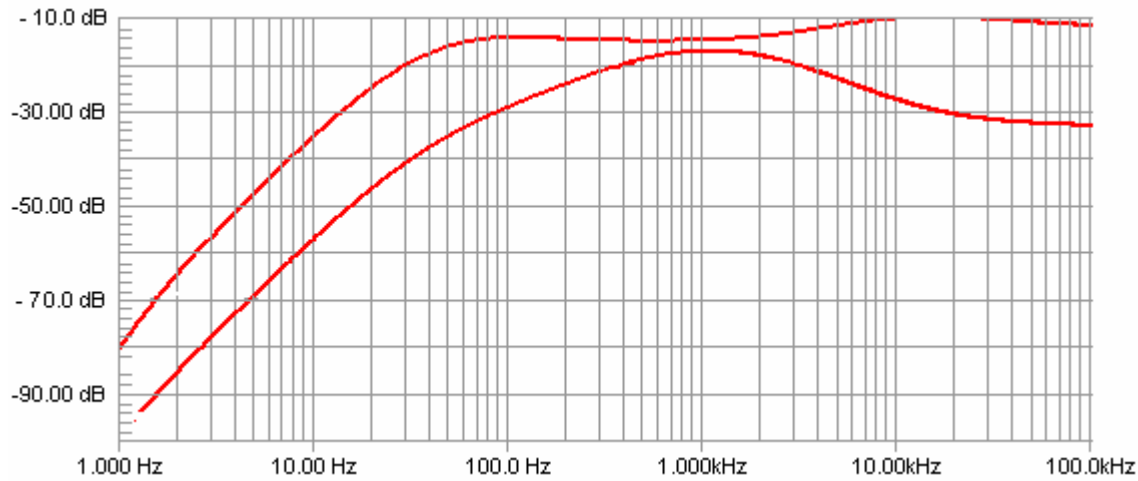
Tor małej częstotliwości dzielony jest zazwyczaj na przedwzmacniacz i wzmacniacz mocy. W układzie przedwzmacniacza lub na jego wyjściu umieszcza się układy regulacji siły głosu (VOLUME) i barwy dźwięku w zakresie niskich tonów (BASS) i wysokich tonów (TREBLE). Prosty układ regulatorów na elementach pasywnych pokazano na rysunku poniżej. Na wejściu układu zastosowano stopień wzmacnienia z układem bootstrap na wejściu. Jak wiadomo, układ bootstrap powoduje zwiększenie impedancji wejściowej dla sygnałów zmiennych, aby nie obciążać układu dekodera. W układzie wzmacniacza stereofonicznego znajdują się dwa takie układy z potencjometrami sprzężonymi (ustawianymi jednocześnie).



Rys. 9.1. Układ regulacji głośności i barwy dźwięku.

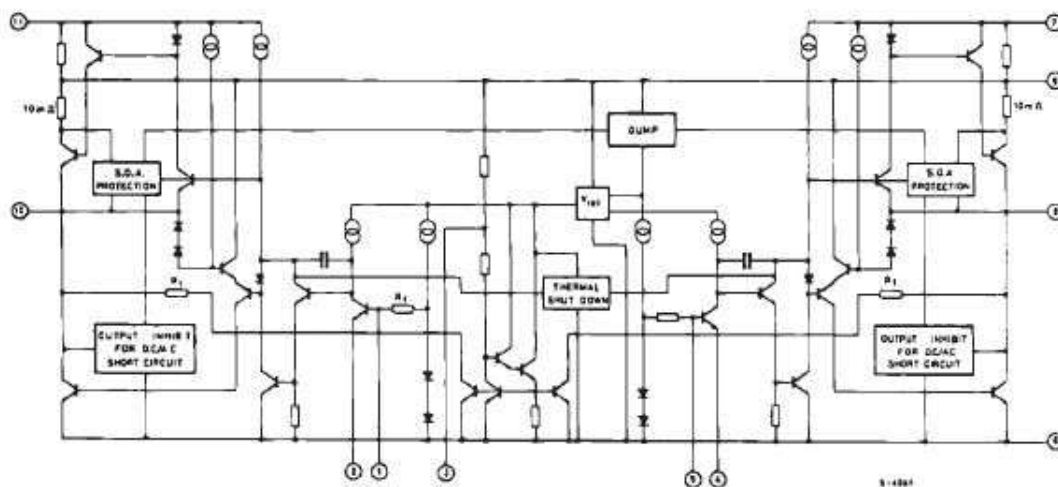
Potencjometr P1 reguluje wzmacnienie w zakresie niskich tonów. W górnym położeniu suwaka potencjometru wzmacnienie częstotliwości poniżej 1 kHz jest największe, natomiast w dolnym położeniu – najmniejsze. Potencjometr P2 służy do regulacji wzmacnienia wysokich tonów. W górnym położeniu suwaka wzmacnienie wysokich tonów jest największe, natomiast w dolnym położeniu, najmniejsze. Potencjometr P3 służy do regulacji wzmacnienia w całym paśmie częstotliwości. W układzie potencjometru P3 zastosowano układ regulacji psfometrycznej. Jeśli wzmacnienie jest niewielkie (suwak potencjometru ustawiony poniżej położenia środkowego), wzmacnienie wysokich częstotliwości jest nieco większe niż wzmacnienie niskich i średnich częstotliwości. W ten sposób kompensowany jest spadek czułości ucha na ciche dźwięki o częstotliwościach powyżej kilku kiloherców. Potencjometry P1 i P2 mają charakterystyki liniowe (A), natomiast potencjometr P3 ma charakterystykę wykładniczą. Dzięki temu liniowej zmianie

położenia suwaka potencjometru odpowiada liniowa zmiana głośności mierzona w decybelach. Jak wiadomo, ucho ludzkie odbiera poziom głośności w sposób zbliżony do skali logarytmicznej. Jeśli suwak potencjometru P3 znajduje się w położeniu środkowym, wzmacnienie ma średnią wartość. Ustawienie suwaków potencjometrów P1 i P2 w skrajnych położeniach pozwala na wyznaczenie zakresu regulacji barwy dźwięku. Charakterystykę regulacji przedstawionego układu pokazuje rysunek poniżej.



Rys. 9.2. Zakres przestrajania barwy dźwięku w układzie z rys. 9.1.

W bardziej rozbudowanych odbiornikach stosuje się korektory graficzne (equalizery) dla trzech do dziesięciu podzakresów pasma akustycznego. Korektor graficzny może być umieszczony we wspólnej obudowie amplitunera lub wzmacniacza, może też stanowić oddzielny podzespół zestawu muzycznego.



Rys. 9.3. Schemat funkcjonalny układu scalonego TDA2005

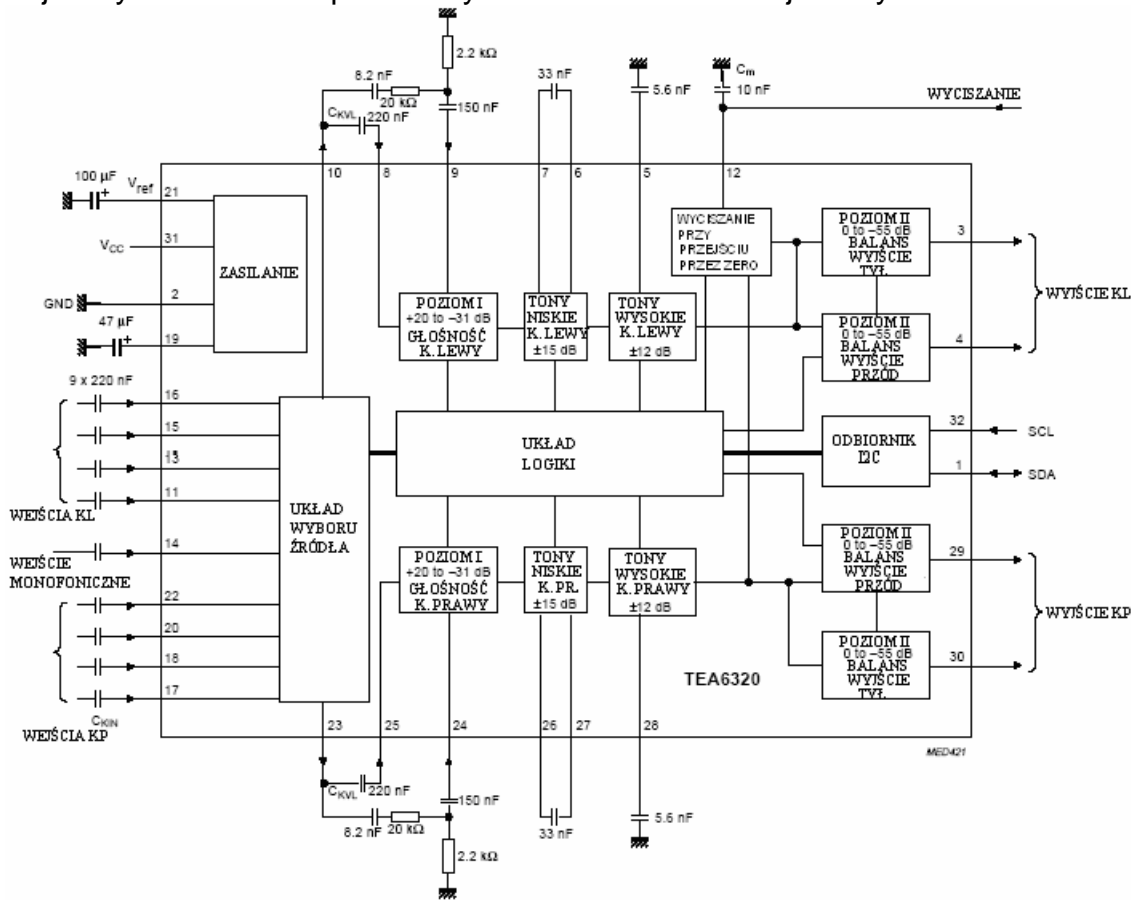
[Dek. MPX] Przykład prostego rozwiązania wzmacniacza małej częstotliwości może stanowić układ zastosowany w omawianym wcześniej odbiorniku samochodowym **Blaupunkt Lyon CC28**. Stereofoniczny wyjściowy wzmacniacz mocy w tym odbiorniku jest zbudowany na układzie scalonym TDA2005 zawierającym dwa niezależne układy wzmacnienia. Sygnały L i R po deemfazie i odfiltrowaniu częstotliwości pilota i harmonicznym podlegają regulacji barwy dźwięku za pomocą potencjometrów R1801 i R1802 (tworzących wraz z kondensatorami C1568 i C1548 układy regulacji wysokich tonów). Elementy R1576 i C1576 w lewym kanale oraz R1556 i C1556 w prawym kanale tworzą filtry dolnoprzepustowe ograniczające pasmo przenoszonych częstotliwości do około 10 kHz (sprawdź, obliczając górne częstotliwości graniczne). Potencjometry R1805 i R1806 służą do psofometrycznej regulacji głośności. W układach wzmacniacza zastosowano pętle ujemnego sprzężenia zwrotnego ograniczające wzmacnienie w zakresie wysokich częstotliwości do około 40 dB praktycznie w całym zakresie przenoszonych częstotliwości (spróbuj obliczyć wartość wzmacnienia samodzielnie). Dla bardzo małych częstotliwości ujemne sprzężenie zanika, dzięki czemu uzyskuje się odpowiednią korektę charakterystyki amplitudowo - częstotliwościowej w tym

zakresie.

Ponieważ odbiornik jest wyposażony w prosty odtwarzacz kompaktowych kaset magnetycznych, w układzie odbiornika zastosowano zbudowany na wzmacniaczach operacyjnych przedwzmacniacz sygnału odtwarzanego z kaset. Wzmacniacze operacyjne pracują jako konwertery impedancji o wzmacnieniu 1 dla składowej stałej. Wzmacniacze są objęte dość złożonymi pętlami ujemnego sprzężenia zwrotnego kształtującymi charakterystyki wzmacnienia w taki sposób, aby skorygować charakterystykę taśmy magnetofonowej..

W odbiornikach radiowych oraz w układach wzmacniaczy wysokiej klasy stosuje się przed wyjściowym wzmacniaczem mocy małej częstotliwości dodatkowe układy polepszające jakość dźwięku lub dostosowujące sygnały małej częstotliwości do odtwarzania wielodrożnego (w wielu głośnikach) w celu uzyskania wrażenia przestrzennego rozmieszczenia źródeł dźwięku – jeśli sygnały te zawierają dodatkowe informacje o dźwięku wielodrożnym (np. w systemie **Dolby Surround**). Układy takie pracują najczęściej w technice analogowo – cyfrowej i noszą nazwę cyfrowych procesorów dźwięku (DSP – Digital Sound Processor).

Poniżej przedstawiono schemat blokowy układu scalonego TEA6320 często stosowanego w lepszej klasy odbiornikach przenośnych i odbiornikach stacjonarnych.



Rys. 9.4. Schemat blokowy układu scalonego TEA6320.

Opis wyprowadzeń

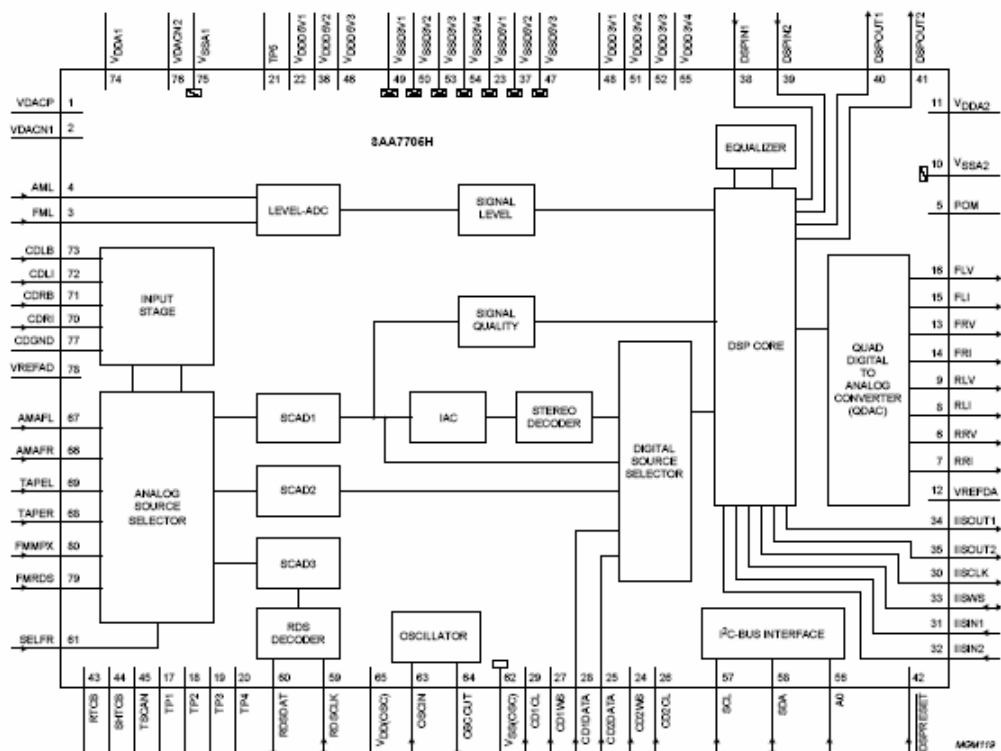
| | | |
|-------|----|--|
| SDA | 1 | wejście/wyjście danych magistrali I ² C |
| GND | 2 | masa |
| OUTLR | 3 | wyjście lewego kanału tył |
| OUTLF | 4 | wyjście lewego kanału przód |
| TL | 5 | kondensator układu regulacji wysokich tonów w lewym kanale lub wejście z zewnętrznego korektora graficznego |
| B2L | 6 | kondensator układu regulacji wysokich tonów w lewym kanale lub wyjście do zewnętrznego korektora graficznego |
| B1L | 7 | kondensator układu regulacji niskich tonów w lewym kanale |
| IVL | 8 | wejście poziomu i dla kanału lewego |
| ILL | 9 | wejście głośności dla kanału lewego |
| QSL | 10 | wyjście wyboru źródła sygnału w kanale lewym |
| IDL | 11 | wejście D lewego źródła sygnału |
| MUTE | 12 | sterowanie wyciszaniem |
| ICL | 13 | wejście C lewego źródła sygnału |
| IMO | 14 | wejście sygnału monofonicznego |

| | | |
|------------------|----|---|
| IBL | 15 | wejście B lewego źródła sygnału |
| IAL | 16 | wejście A lewego źródła sygnału |
| IAR | 17 | wejście A prawego źródła sygnału |
| IBR | 18 | wejście B prawego źródła sygnału |
| CAP | 19 | filtr elektroniczny zasilania |
| ICR | 20 | wejście C prawego źródła sygnału |
| V _{ref} | 21 | napięcie odniesienia (0.5V _{cc}) |
| IDR | 22 | wejście D prawego źródła sygnału |
| QSR | 23 | wyjście wyboru źródła sygnału w kanale prawym |
| ILR | 24 | wejście głośności dla kanału prawego |
| IVR | 25 | wejście poziomemu i dla kanału prawego |
| B1R | 26 | kondensator układu regulacji niskich tonów prawego kanału |
| B2R | 27 | kondensator układu regulacji niskich tonów lub wyjście do zewnętrznego korektora graficznego |
| TR | 28 | kondensator układu regulacji wysokich tonów prawego kanału lub wejście z zewnętrznego korektora graficznego |
| OUTRF | 29 | wyjście prawego kanału przedniego |
| OUTRR | 30 | wyjście prawego kanału tylnego |
| V _{cc} | 31 | napięcie zasilania |
| SCL | 32 | wejście impulsów zegarowych |

Własności układu

- możliwość wyboru jednego z czterech źródeł sygnałów stereofonicznych i źródła sygnału monofonicznego
- interfejs dla redukcji szumów i zakłóceń
- interfejs do podłączenia zewnętrznego korektora graficznego
- sterowanie poziomem sygnału, balansu i poziomem wyjściowym
- specjalne charakterystyki głośności wybierane automatycznie w zależności od ustawienia poziomu głośności
- regulacja tonów niskich i wysokich
- sterowanie wyciszaniem przy przejściu sygnału audio przez zero
- szybkie sterowanie wyciszaniem poprzez magistralę I²C
- szybkie sterowanie wyciszaniem poprzez jedną z nóżek układu
- sterowanie wszystkimi funkcjami poprzez magistralę I²C
- resetowanie układu w chwili włączenia zasilania

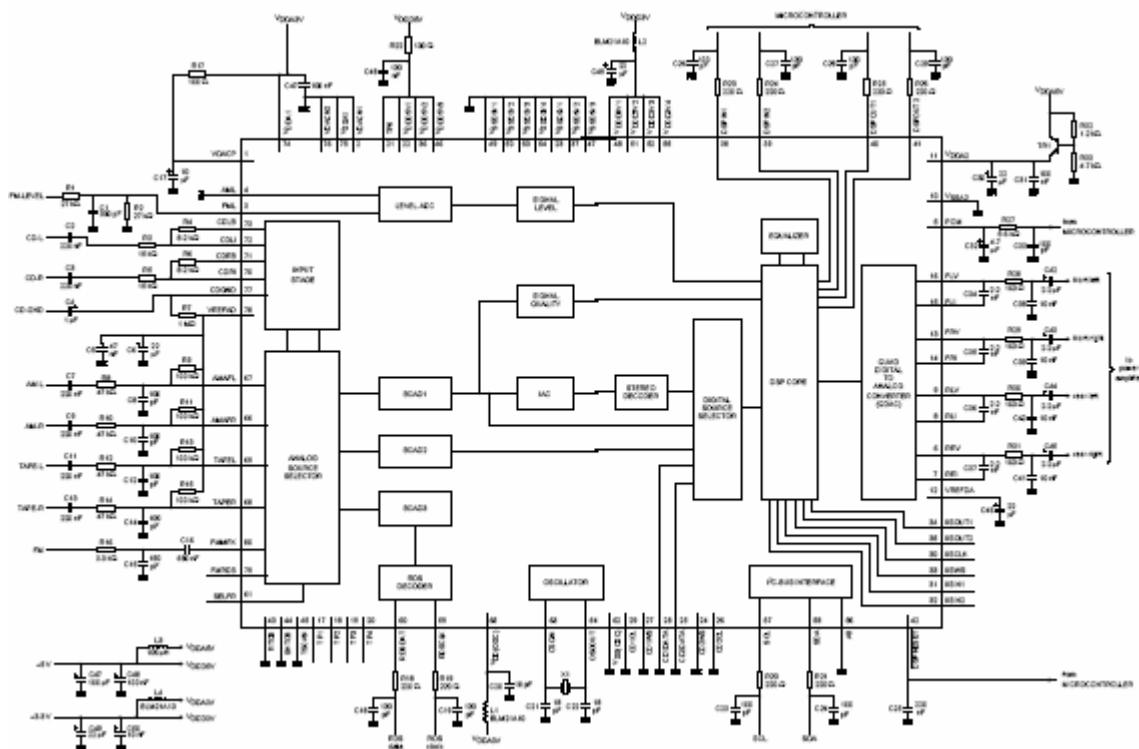
Układy DSP mają często również wbudowane funkcje dekodera RDS, jak w przypadku układów opisanych poniżej. W takim wypadku stosowanie oddzielnego dekodera RDS jest zbędne.



Rys. 9.5. Schemat blokowy procesora DSP SAA7705H (SAA7006H) firmy Philips.

| Opis wyprowadzeń układu: | | | |
|---|-----------|------------|--|
| Oznaczenie | Nr | Typ | Opis |
| VDACP | 1 | AP2D | dotądnie napięcie odniesienia dla przetworników A/C (SCAD1, SCAD2, SCAD3) i przetwornika |
| A/C (ADC) poziomu | | | |
| VDACN1 | 2 | AP2D | masa napięcia odniesienia (1) dla przetworników A/C (SCAD1, SCAD2, SCAD3) i przetwornika |
| A/C (ADC) poziomu | | | |
| FML | 3 | AP2D | wejście poziomu FM; poziom sygnału FM wprowadzany do SAA7705H; informacja o poziomie |
| konieczna do prawidłowego funkcjonowania przy słabym sygnale | | | |
| AML | 4 | AP2D | wejście poziomu AM; poziom sygnału AM wprowadzany do SAA7705H; jak wyżej |
| POM | 5 | AP2D | wyciszenie przy włączeniu zasilania czterokanałowego przetwornika C/A (QDAC); stała czasowa |
| jest określona dołączonym kondensatorem | | | |
| RRV | 6 | AP2D | napięcie wyjścia tylnego prawego przetwornika QDAC |
| RR1 | 7 | AP2D | prąd wyjścia tylnego prawego przetwornika QDAC |
| RL1 | 8 | AP2D | napięcie wyjścia tylnego lewego przetwornika QDAC |
| RLV | 9 | AP2D | napięcie wyjścia tylnego lewego przetwornika QDAC |
| VSSA2 | 10 | APVSS | masa analogowej części przetwornika QDAC |
| VDDA2 | 11 | APVDD | dotądnie napięcie zasilania analogowej części przetwornika QDAC |
| VREFDA | 12 | AP2D | odsprężenie napięcia odniesienia przetwornika QDAC |
| FRV | 13 | AP2D | wyjście napięciowe przedniego prawego kanału przetwornika QDAC |
| FRI | 14 | AP2D | wyjście prądowe przedniego prawego kanału przetwornika QDAC |
| FLI | 15 | AP2D | wyjście prądowe przedniego lewego kanału przetwornika QDAC |
| FLV | 16 | AP2D | wyjście napięciowe przedniego lewego kanału przetwornika QDAC |
| TP1 | 17 | BT4CR | wyjście testowe, używane w fabrycznym testowym trybie pracy, nie może być podłączone |
| TP2 | 18 | BT4CR | wyjście testowe, używane w fabrycznym testowym trybie pracy, nie może być podłączone |
| TP3 | 19 | BT4CR | wyjście testowe, używane w fabrycznym testowym trybie pracy, nie może być podłączone |
| TP4 | 20 | BT4CR | wyjście testowe, używane w fabrycznym testowym trybie pracy, nie może być podłączone |
| TP5 | 21 | IBUFD | wyjście testowe, używane w fabrycznym testowym trybie pracy, musi być podłączone do |
| VDDD5V | | | |
| VDDD5V1 | 22 | DDE5 | dotądnie napięcie zasilania (1) peryferyjnych komórek |
| VSSD5V1 | 23 | VSSE5 | masa (1) peryferyjnych komórek |
| CD2WS | 24 | IBUFD | wejście wyboru słowa (2) z cyfrowego źródła audio (magistrala i ² S lub format z ustawionym |
| bitem LSB) | | | |
| CD2DATA | 25 | IBUFD | wejście danych lewego lub prawego kanału (2) z cyfrowego źródła audio (magistrala i ² S lub |
| format z ustawionym bitem LSB) | | | |
| CD2CL | 26 | IBUFD | wejście zegarowe (2) z cyfrowego źródła audio (magistrala i ² S lub format z ustawionym bitem |
| LSB) | | | |
| CD1WS | 27 | IBUFD | wejście wyboru słowa (1) z cyfrowego źródła audio (magistrala i ² S lub format z ustawionym |
| bitem LSB) | | | |
| CD1DATA | 28 | IBUFD | wejście danych lewego lub prawego kanału (1) z cyfrowego źródła audio (magistrala i ² S lub |
| format z ustawionym bitem LSB) | | | |
| CD1CL | 29 | IBUFD | wejście zegarowe (1) z cyfrowego źródła audio (magistrala i ² S lub format z ustawionym bitem |
| LSB) | | | |
| IISCLK | 30 | BT4CR | wyjście zegarowe do dodatkowego układu DSP (magistrala i ² S) |
| IISIN1 | 31 | IBUFD | wejście danych kanału 1 (przód) z dodatkowego układu DSP (magistrala i ² S) |
| IISIN2 | 32 | IBUFD | wejście danych kanału 2 (tył) z dodatkowego układu DSP (magistrala i ² S) |
| IISWS | 33 | BD4CR | wejście lub wyjście wyboru słowa z dodatkowego układu DSP (magistrala i ² S) |
| IISOUT1 | 34 | BD4CR | wyjście danych do dodatkowego układu DSP (magistrala i ² S) |
| IISOUT2 | 35 | BD4CR | wyjście subwoofera (magistrala i ² S) |
| VDDD5V2 | 36 | VDDE5 | dotądnie napięcie zasilania (2) peryferyjnych komórek |
| VSSD5V2 | 37 | VSSE5 | masa (2) peryferyjnych komórek |
| DSPIN1 | 38 | IBUFD | wejście cyfrowe 1 rdzenia układu DSP (flaga F0 rejestru statusu) |
| DSPIN2 | 39 | IBUFD | wejście cyfrowe 2 rdzenia układu DSP (flaga F1 rejestru statusu) |
| DSPOUT1 | 40 | B4CR | wyjście cyfrowe 1 rdzenia układu DSP (flaga F2 rejestru statusu) |
| DSPOUT2 | 41 | B4CR | wyjście cyfrowe 2 rdzenia układu DSP (flaga F3 rejestru statusu) |
| DSPRESET | 42 | IBUFU | wejście resetujące rdzenia układu DSP (aktywny poziom niski - LOW) |
| RTCB | 43 | IBUFD | wejście testowe bloku sterowania asynchronicznego resetu, dołączone do masy |
| SHTCB | 44 | IBUFD | wejście testowe bloku sterowania zegara przesuwu, dołączone do masy |
| TSCAN | 45 | IBUFD | sterowanie przeszukiwaniem (aktywny poziom wysoki - HIGH), dołączone do masy |
| VDDD5V3 | 46 | VDDE5 | dotądnie napięcie zasilania (3) peryferyjnych komórek |
| VSSD5V3 | 47 | VSSE5 | masa (3) peryferyjnych komórek |
| VDDD3V1 | 48 | VDDI3 | dotądnie napięcie zasilania 1 rdzenia układu DSP |
| VSSD3V1 | 49 | VSSI3 | masa 1 rdzenia układu DSP |
| VSSD3V2 | 50 | VSSI3 | masa 2 rdzenia układu DSP |
| VDDD3V2 | 51 | VDDI3 | dotądnie napięcie zasilania 2 rdzenia układu DSP |
| VDDD3V3 | 52 | VDDI3 | dotądnie napięcie zasilania 3 rdzenia układu DSP |
| VSSD3V3 | 53 | VSSI3 | masa 3 rdzenia układu DSP |
| VSSD3V4 | 54 | VSSI3 | masa 4 rdzenia układu DSP |
| VDDD3V4 | 55 | VDDI3 | dotądnie napięcie zasilania 4 rdzenia układu DSP |
| A0 | 56 | IBUFD | wybór adresu magistrali I ² C |
| SCL | 57 | SCHMIT | wejście szeregowo impulsów zegarowych CD (magistrala I ² C) |
| SDA | 58 | BD4SCI4 | wejście / wyjście danych (magistrala I ² C)) |
| RDSCLK | 59 | BD4CR | wyjście bitu zegarowego RDS lub wejście zewnętrznego zegara RDS |
| RDSDAT | 60 | BT4CR | wyjście danych RDS |
| SELFR | 61 | IBUFD | przełącznik wyboru wejścia AD; w celu wyboru wysokoomowego wejścia FMMPX w trybie |
| szybkiego przeszukiwania na wyprowadzeniu FMRDS; jeśli SELFR ma poziom wysoki (HIGH), wejście FMRDS przechodzi do SCAD1 | | | |

| | | | |
|---|----|-------|---|
| i wejście FMRDS staje się wysokoomowe; wejście to jest sterowane bitem SELTWOTUN rejestru AD w układzie | | | |
| VSS(OSC) | 62 | APVSS | masa obwodu rezonatora kwarcowego |
| OSCIN | 63 | AP2D | wejście oscylatora kwarcowego: umożliwienie sterowania wzmacnieniem lub wymuszenie |
| wejścia w trybie podporządkowanym (slave) | | | |
| OSCOOUT | 64 | AP2D | wyjście oscylatora kwarcowego: wyjście pobudzające rezonator 11.2896 MHz |
| VDD(OSC) | 65 | APVDD | dotądnie napięcie zasilania obwodu oscylatora kwarcowego |
| AMAFR | 66 | AP2D | wejście analogowe małej częstotliwości AM (prawy kanał) |
| AMAFL | 67 | AP2D | wejście analogowe małej częstotliwości AM (lewy kanał) |
| TAPER | 68 | AP2D | wejście analogowe magnetofonu kasetowego (prawy kanał) |
| TAPFL | 69 | AP2D | wejście analogowe magnetofonu kasetowego (lewy kanał) |
| CDRI | 70 | AP2D | wejście analogowe (prawy kanał) |
| CDRB | 71 | AP2D | wejście sprzężenia zwrotnego CD (prawy kanał) |
| CDLI | 72 | AP2D | wejście analogowe CD (lewy kanał) |
| CDLB | 73 | AP2D | wejście sprzężenia zwrotnego CD (lewy kanał) |
| VDDA1 | 74 | APVDD | dotądnie napięcie zasilania części analogowej SCAD1, SCAD2, SCAD3 i przetwornika A/C |
| poziomu (ADC) | | | |
| VSSA1 | 75 | APVSS | masa części analogowej SCAD1, SCAD2, SCAD3 i przetwornika A/C poziomu (ADC) |
| VDACN2 | 76 | AP2D | masa napięcia odniesienia 2 dla SCAD1, SCAD2, SCAD3 i przetwornika A/C poziomu (ADC) |
| CDGND | 77 | AP2D | dotądnie napięcie odniesienia dla analogowego bloku CD |
| VREFAD | 78 | AP2D | napięcie odniesienia dla trybu pracy równoczesnej (synfazowej) SCAD1, SCAD2, SCAD3 i przetwornika A/C poziomu (ADC) |
| FMRDS | 79 | AP2D | wejście analogowe sygnału RDS |
| FMMPX | 80 | AP2D | wejście analogowe sygnału MPX |



Rys. 9.6. Schemat aplikacyjny układu SAA7705H /SAA7706H

Procesor wyposażony jest w:

- 3 przetworniki A/C na układach przełączanych kondensatorów
- przetworniki C/A z czterokrotnym oversamplingiem i układem kształtowania zakłóceń
- cyfrowy dekodery stereofoniczny złożonego sygnału FM
- poprawiony układ cyfrowego usuwania zniekształceń interferencyjnych (IAC - Interference Absorption Circuit) w torze FM

- dekodery RDS (Radio Data System) z opcjonalnym 16-bitowym buforem dla oddzielnego kanału (przy zastosowaniu dwóch tunerów)

- dodatkowe wejście o wysokim tłumieniu sygnałów wspólnych (CMMR) dla odtwarzacza CD itp.

(zastosowanie w sprzęcie wyposażonym w dodatkowe urządzenia odtwarzania dźwięku, mowy)

- czterokanałowy, pięciopasmowy układ equalizera sterowanego przez magistralę I²C.

- dwa oddzielne interfejsy wejściowe do magistral sygnałowych i ²S w formacie

z wyrównywaniem najmłodszego bitu (LSB-justified format)

- wyjście audio zabezpieczone przed zwarcieniem

- oddzielne wejścia sygnałów dla lewego i prawego kanału

- pętla PLL w układzie generacji przebiegu zegarowego wielkiej częstotliwości przy zastosowaniu

zwykłego rezonatora ceramicznego

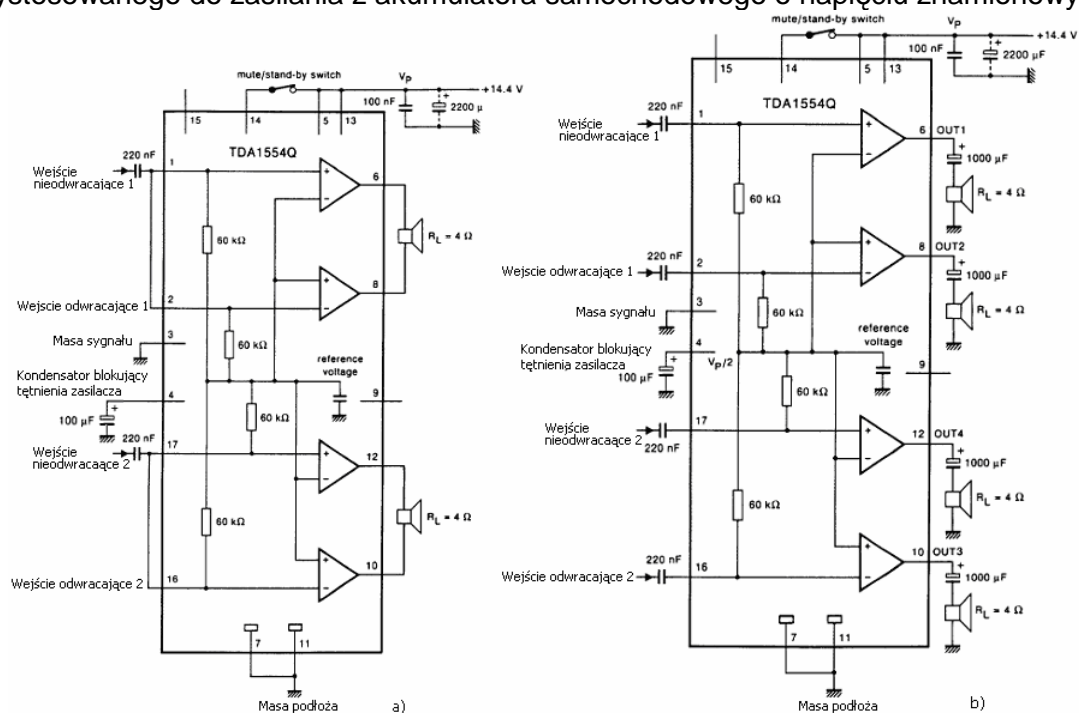
- analogowe interfejsy do podłączenia magnetofonu kasetowego
- wyjście monofonicznego lub stereofonicznego subwoofera na magistrali i²S
- możliwości rozszerzenia funkcji przez zastosowanie dodatkowych procesorów dźwięku (DSP) przez magistralę i²S
- przystosowanie do pracy w zakresie temperatur otoczenia od -40 do +85 °C

Oprogramowanie procesora:

- udoskonalone przetwarzanie słabych sygnałów FM
- zintegrowane filtry pilota MPX (19 kHz) i deemfazy
- elektroniczne ustawianie poziomów FM i AM, separacji kanałów i poziomu szumów w układzie Dolby
- obróbka sygnałów w podstawowym paśmie małej częstotliwości (balans, tony niskie i wysokie, wyciszanie i poziom głośności)
- wyrównywanie poziomu sygnału z odtwarzanej taśmy
- system wyszukiwania muzyki (MSS – music search system)
- wskaźnik poziomu sygnału audio
- dynamiczna regulacja głośności lub niskich tonów
- system redukcji szumów taśmy (Dolby B)
- ustawiany kompresor dynamiki
- układ deemfazy sygnału z CD
- udoskonalony odbiór słabych sygnałów AM
- tłumienie zniekształceń interferencyjnych (IAC) na zakresie AM
- detekcja przerwy dla uaktualniania danych RDS
- wykrywanie poziomu sygnału, zakłóceń i wielu ścieżek sygnałowych dla układu informacji o jakości sygnału AM i FM

Układ DSP SAA7706 ma w stosunku do układu SAA7705 kilka dodatkowych modułów i właściwości poprawiających funkcjonalność obsługi i jakość dźwięku.

Poniżej przedstawiono schemat blokowy i układ połączeń układu scalonego wzmacniacza mocy przystosowanego do zasilania z akumulatora samochodowego o napięciu znamionowym 14,4 V.



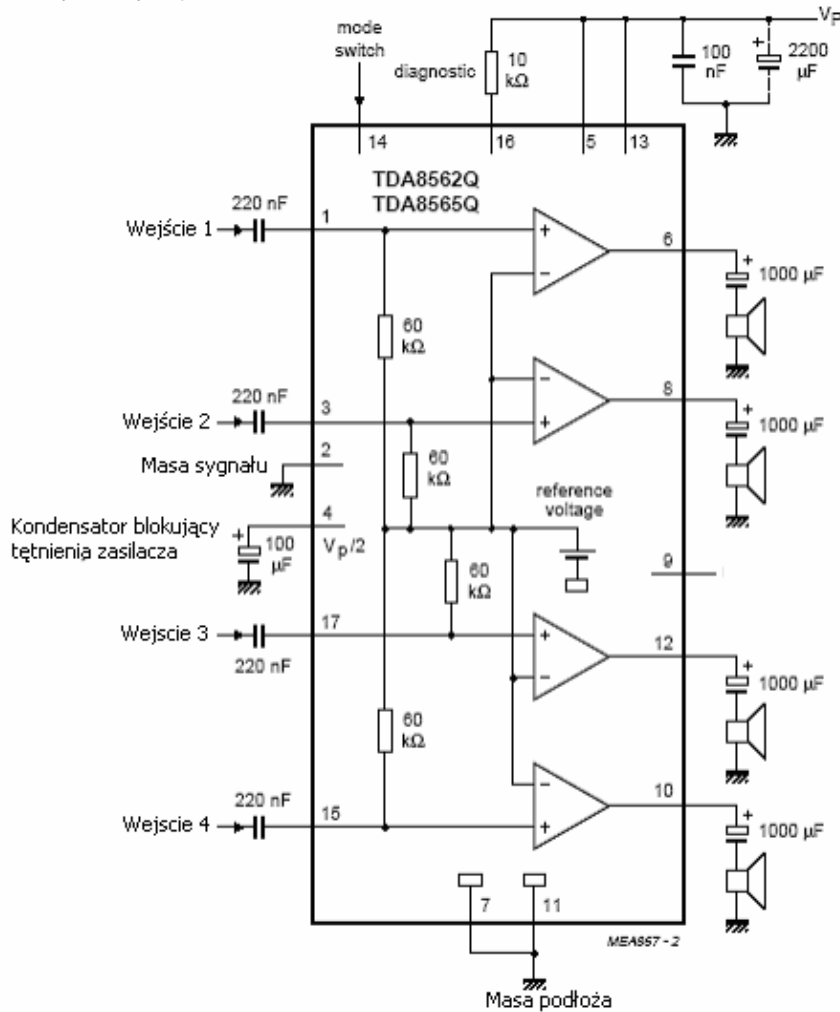
Rys. 9.7. Schemat blokowy z układem połączeń wzmacniacza mocy TDA 1554Q w konfiguracji mostka (BTL) z dwoma głośnikami (2 x 22 W) oraz w konfiguracji single end z czterema głośnikami (4 x 11 W).

Sygnaly wyjściowe z procesora dźwięku można wprowadzać do wzmacniacza mocy jako kwadrofoniczne – 4 sygnały w stosunku do masy (jak na rys. a) lub jako stereofoniczne – 2 sygnały jednocześnie do odpowiednich wejść odwracającego i nieodwracającego (jak na rys. b)

Przełącznik MUTE / STAND – BY jest elementem elektronicznym sterowanym z mikroprocesora.

W pierwszym przypadku wzmacniacz pracuje jako czterokanałowy wzmacniacz w konfiguracji single ended, natomiast w drugim przypadku - jako dwukanałowy wzmacniacz w układzie mostka. W tym przypadku moc wyjściowa w każdym z kanałów jest dwukrotnie większa.

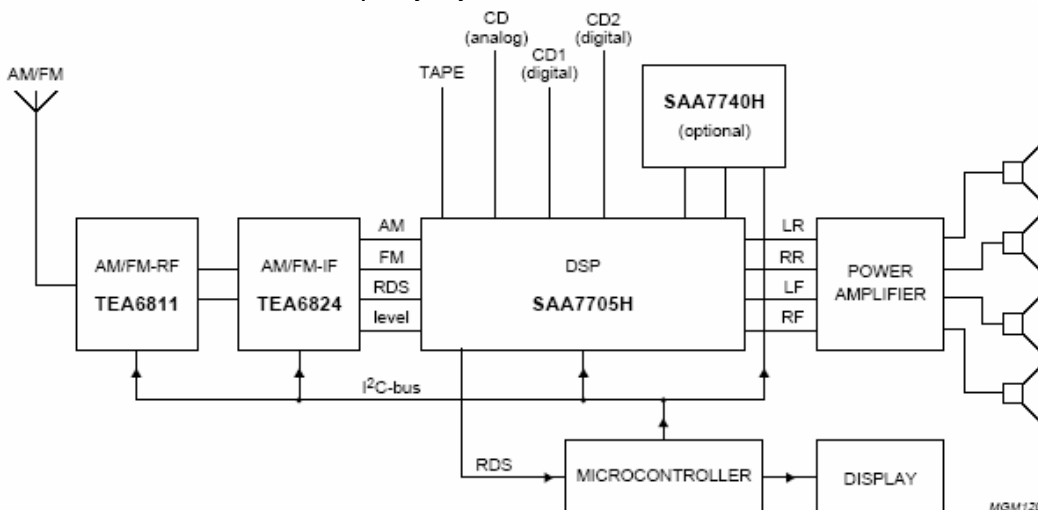
Poniżej przedstawiono schemat blokowy i układ połączeń podobnego czterokanałowego wzmacniacza (4 x 12 W) single ended przeznaczonego do pracy w odbiornikach samochodowych, współpracującego z procesorami DSP omówionymi wyżej.



Rys. 9.8. Schemat blokowy układu scalonego TDA8562Q / TDA6555Q i układ połączeń czterokanałowego wzmacniacza mocy małej częstotliwości.

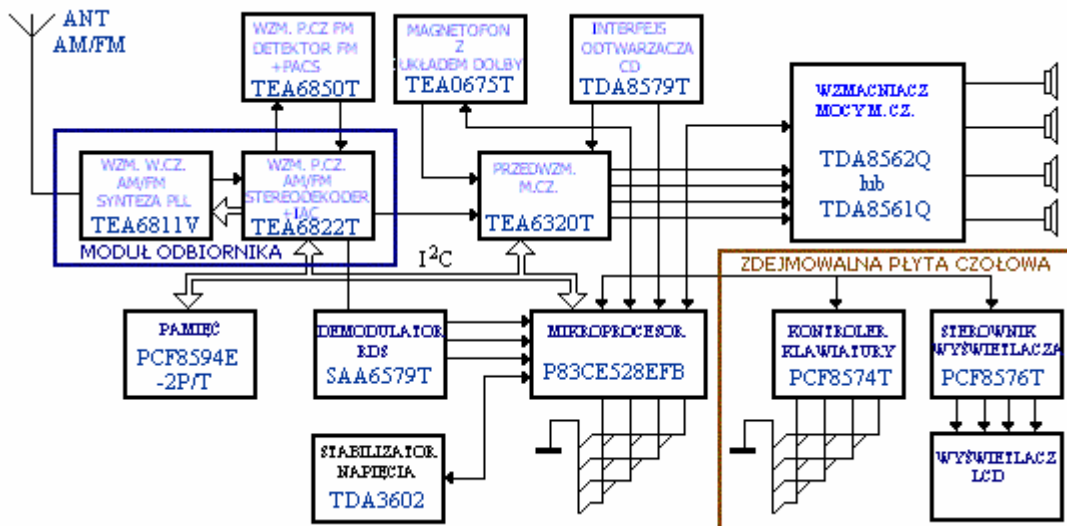
W samochodowych odbiornikach radiowych o konstrukcji przedstawionej wyżej można także zastosować wzmacniacze mocy na układach TDA8567Q, TDA8568Q i TDA8569Q o mocy 4 x 25 w lub na układach TDA8571J o mocy 4 x 40 W. Wszystkie wymienione układy pracują w konfiguracji mostka. Pierwsze trzy układy mają identyczne wyprowadzenia końcówek.

Poniżej przedstawiono schemat blokowy odbiornika samochodowego, którego podstawowe podzespoły omówiono w rozdziałach V, VII i powyżej.



Rys. 9.9. Uproszczony schemat blokowy programowanego, strojonego elektronicznie samochodowego odbiornika radiowego AM / FM wysokiej klasy.

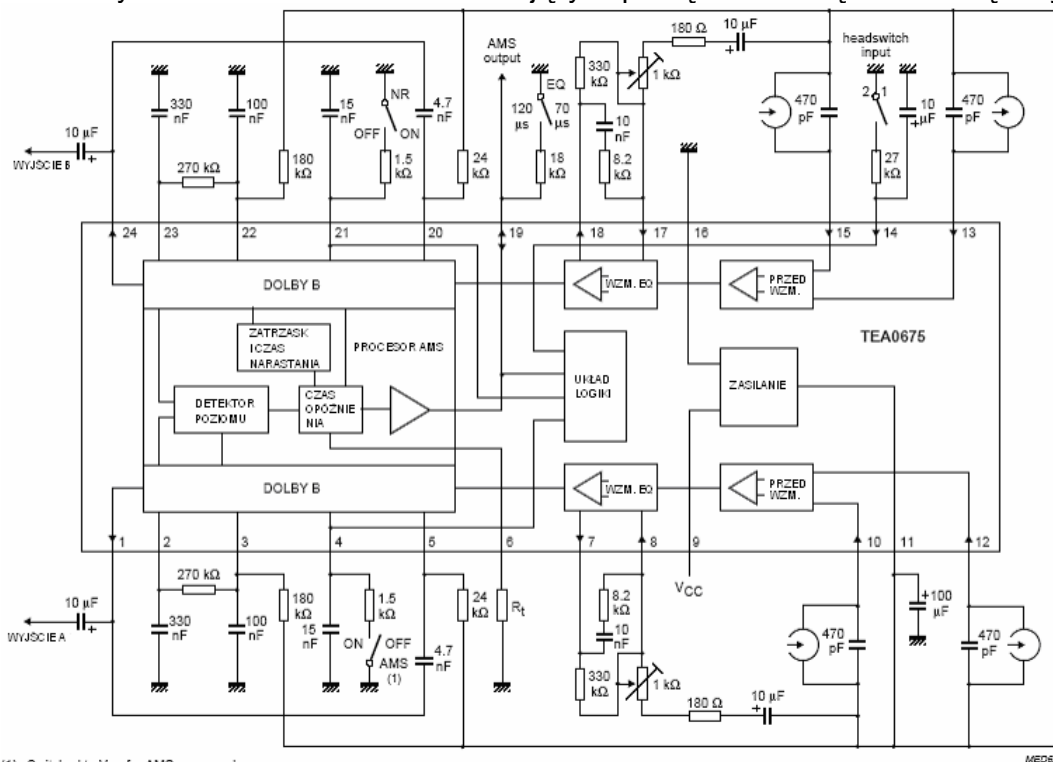
Na rysunku poniżej przedstawiono dokładniejszy schemat blokowy typowego odbiornika samochodowego wysokiej klasy konstruowanego na układach scalonych omówionych powyżej.



Rys. 9.10. Schemat blokowy odbiornika samochodowego wykorzystujący układy TEA6811V i TEA6822T.

Na schemacie pokazano sposób podłączenia urządzeń peryferyjnych: magnetofonu kasetowego i odtwarzacza CD.

Poniżej przedstawiono schematy blokowe układów scalonych stanowiących interfejsy urządzeń peryferyjnych wbudowanych do odbiornika lub umożliwiających podłączenie urządzeń zewnętrznych.

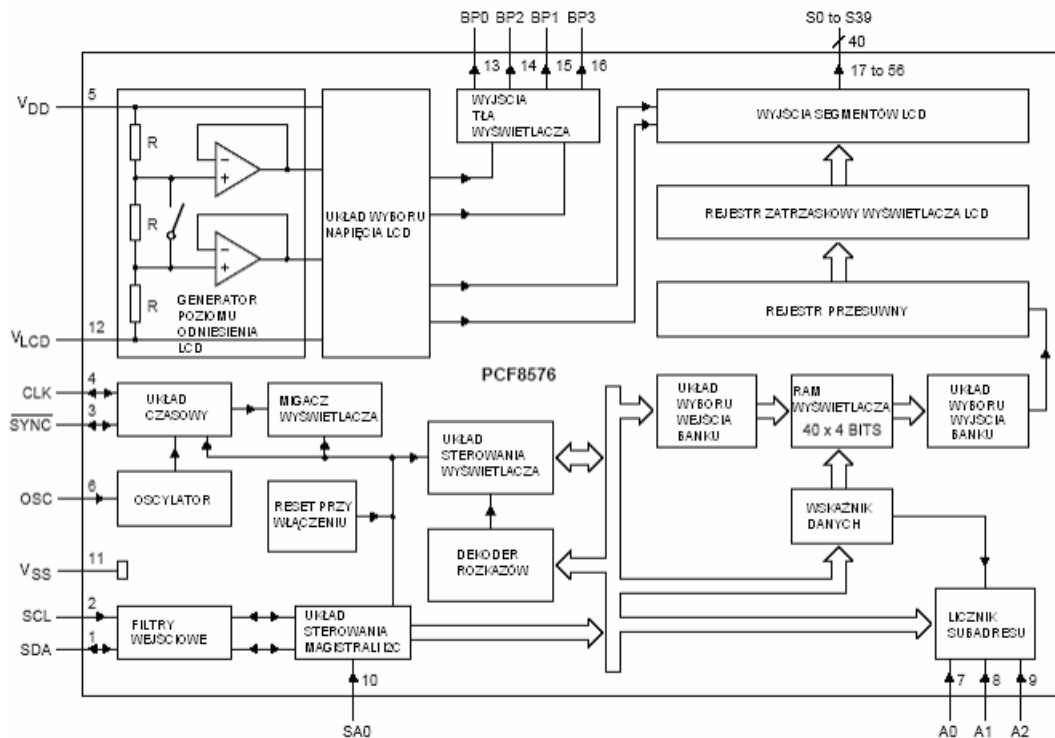


(1) Switched to V_{CC} for AMS-scan mode.

MED521

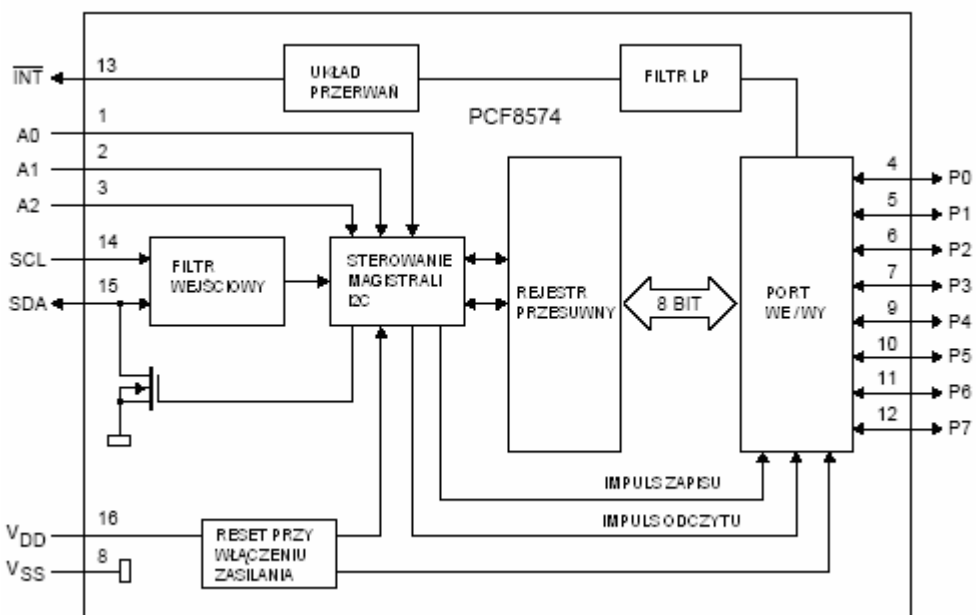
Rys. 9.11. Schemat blokowy układu TEA 0675T z dołączonymi obwodami odtwarzacza kasetowego.

Układ scalony TEA0675 jest wyposażony w układ redukcji szumów Dolby B interfejsem umożliwiającym dołączenie odtwarzacza kasetowego do toru małej częstotliwości odbiornika. Mechanizm magnetofonu może być wyposażony w automatyczny układ zmiany kierunku taśmy (REVERSE). Mikroprocesor steruje układami odtwarzacza kaset magnetofonowych poprzez linie portów z otwartym kolektorem pełniące rolę pokazanych na schemacie przełączników. Przerwy pomiędzy nagraniami na kasecie magnetofonowej wykrywane przez układ AMS (Automatic Music Search – automatyczne wyszukiwanie muzyki), są sygnalizowane na wyjściu 19 układu.



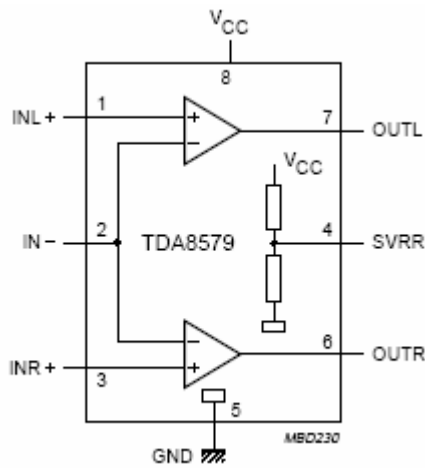
Rys. 9.12. Sterownik wyświetlacza na układzie scalonym PCF8576.

Układ scalony PCF8576 jest sterownikiem 40 – segmentowych wyświetlaczy matrycowych. Układ może sterować pracą wyświetlacza w trybie statycznym lub z 2, 3 lub 4 krotnym multipleksowaniem. Mikrokontroler, w zależności od oprogramowania, może przysyłać do wyświetlacza informacje o aktualnych ustawieniach odbiornika, informacje dostępne w trakcie strojenia oraz informacje uzyskiwane na wyjściu dekodera RDS. Obecny w układzie rejestr przesuwający umożliwia dynamiczną zmianę wyświetlanych treści, np. w postaci przesuwającego się wiersza lub animowanej grafiki.



Rys. 9.13. 8 bitowy ekspander magistrali I²C w charakterze sterownika klawiatury.

Układ scalony PCF8574 jest ekspanderem magistrali I²C umożliwiającym w tym przypadku sterowanie funkcjami odbiornika za pomocą klawiatury umieszczonej na płycie czołowej. Klawiatura dołączona jest do ośmiobitowego portu, z którego informacja jest przesyłana magistralą I²C do mikrokontrolera. Zgłoszenie faktu użycia klawiatury następuje poprzez linię !INT (zgłoszenie przerwania). Adres układu wybierany jest liniami A0, A1 i A2 magistrali adresowej.



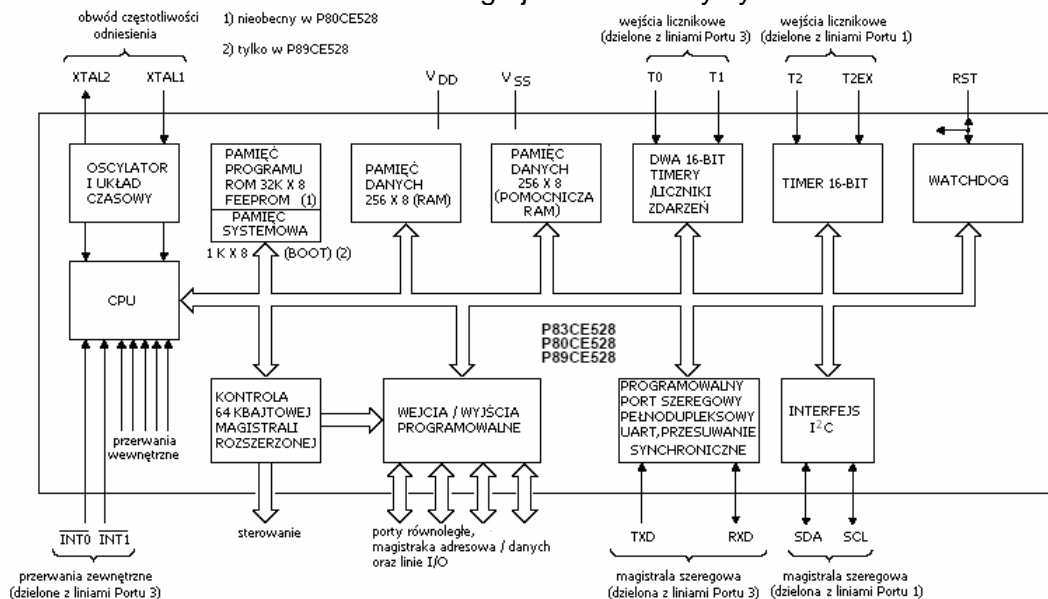
Rys. 9.14. Dwukanałowy odbiornik liniowy o wzmacnieniu 0dB służący jako interfejs do wprowadzania analogowego stereofonicznego sygnału audio ze źródła zewnętrznego, np. z odtwarzacza CD.

Zastosowanie układu TDA8579 umożliwia podłączenie odtwarzacza CD do toru małej częstotliwości odbiornika. Konstrukcja układu z wejściami różnicowymi zapewnia duże tłumienie sygnału wspólnego (duży współczynnik **CMMR**), dzięki czemu nawet długie kable połączeniowe nie powodują wprowadzenia zakłóceń w nich indukowanych (tzw. zakłóceń z obwodu masy – ground noise).

Procesor dźwięku TEA6320 został opisany wcześniej, w niniejszym rozdziale.

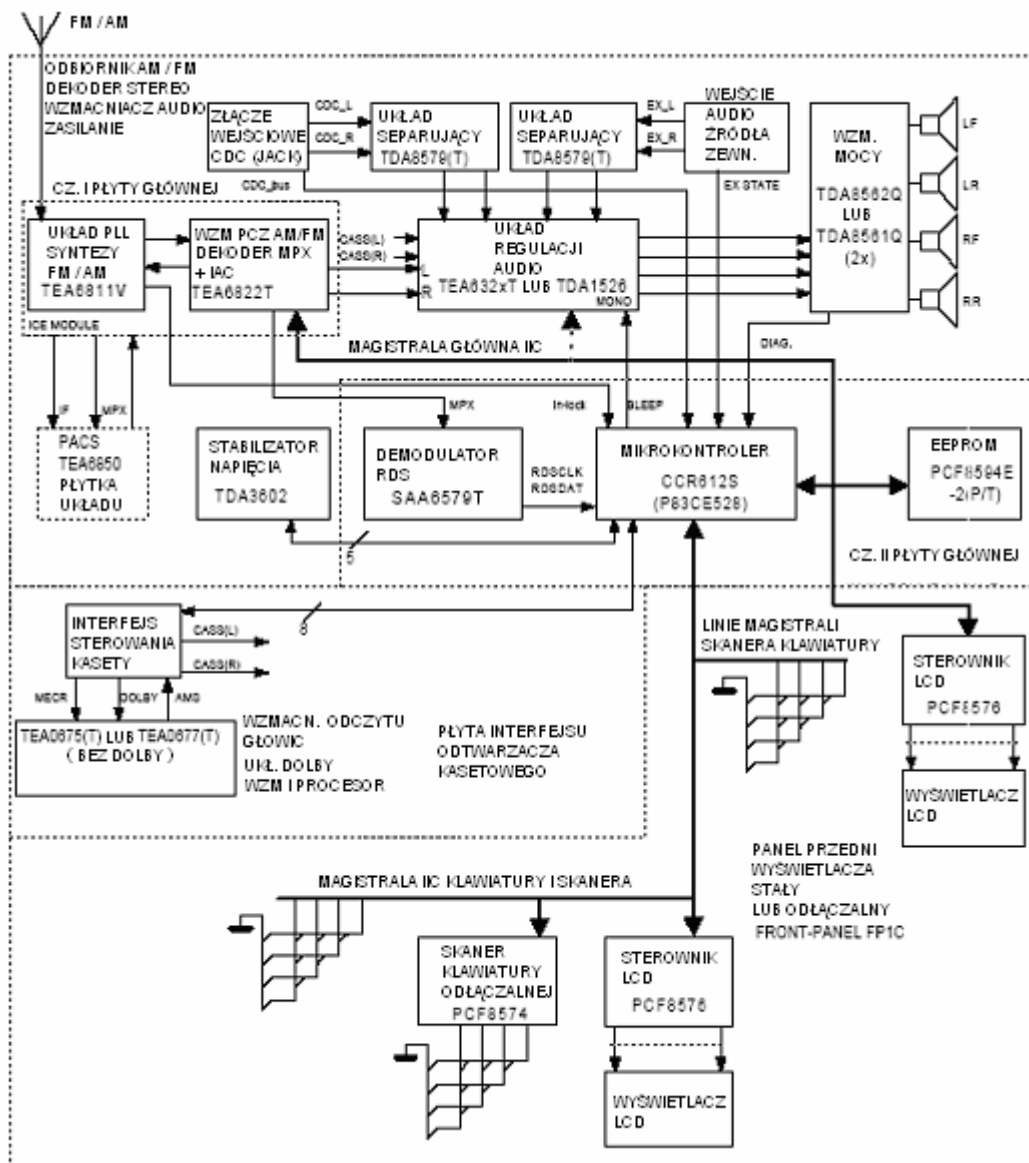
W odbiornikach samochodowych wyższych klas stosuje się omówione wyżej procesory SAA7705, SAA7706 lub podobne, które pełnią również funkcje interfejsu odtwarzacza kasetowego i (lub) odtwarzacza CD.

Rysunek poniżej przedstawia schemat blokowy mikroprocesora P80CE528/P83CE528/P89CE528 (trzy wykonania), często stosowanego w odbiornikach radiowych konstrukcji firmy Philips. W zależności od oprogramowania odbiornika i ilości obsługiwanych procesorów (głowica, dekodery RDS, DSP itp.), stosowane jest wykonanie o mniejszej lub większej pamięci. Oprócz pamięci wewnętrznej stosuje się w odbiornikach o rozbudowanych funkcjach dodatkową pamięć zewnętrzną. Mikroprocesor P83CE528 przystosowany specjalnie do sterowania układami odbiornika radiowego jest oznaczony symbolem CCR612S.



Rys. 9.15. Schemat blokowy mikroprocesorów P8xCE528

Na rysunku poniżej przedstawiono schemat blokowy rozbudowanego radiodbiornika samochodowego wysokiej klasy sterowanego przez mikrokontroler CCR612S.

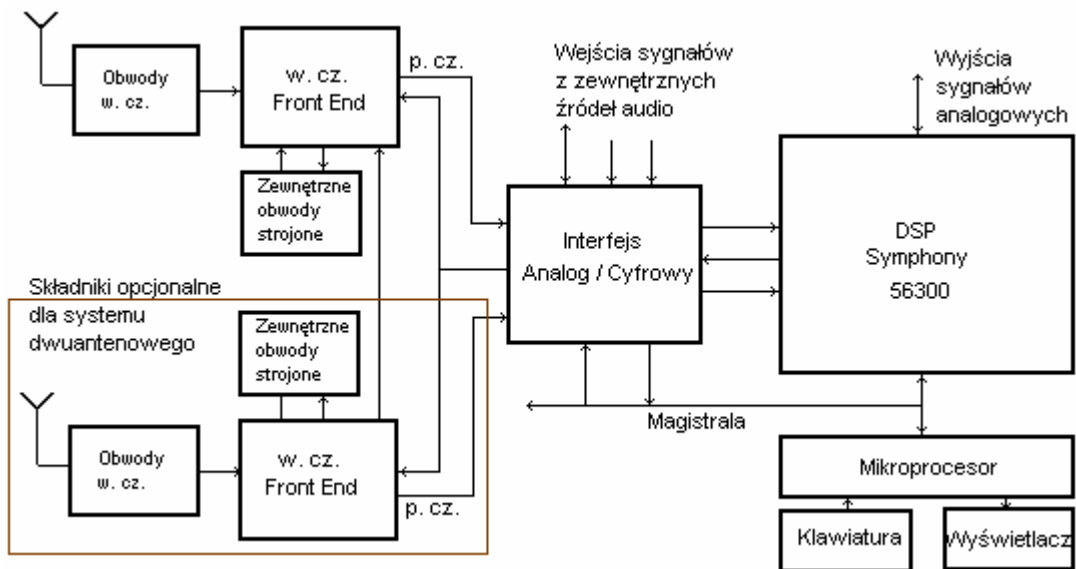


Rys. 9.16. Schemat blokowy rozbudowanego odbiornika samochodowego wysokiej klasy.

Przedstawione wyżej (w rozdziałach V, VII i VIII materiały dotyczące odbiorników samochodowych pochodzą z internetowego katalogu firmy „**Philips Semiconductors**”.

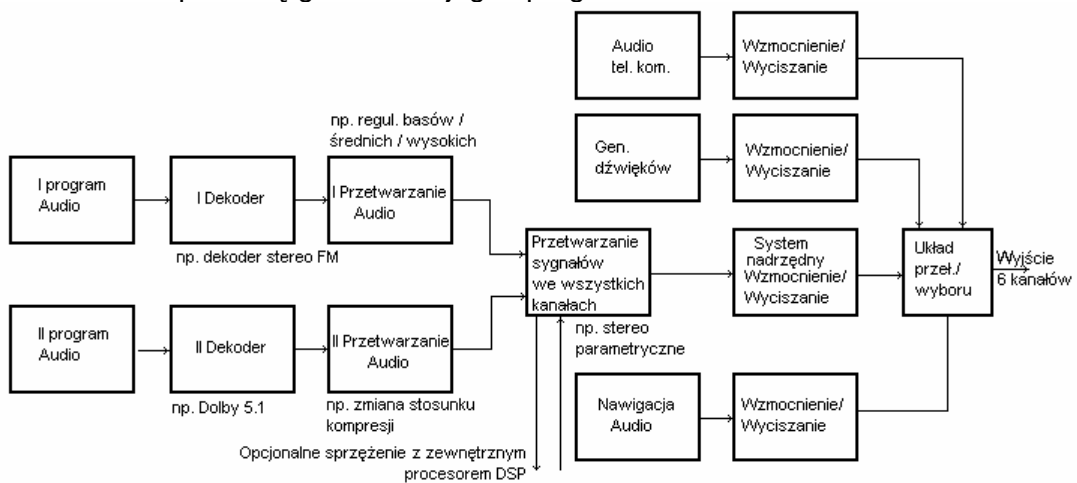
Inny układ odbiornika samochodowego przedstawia koncepcja oparta o procesor DSP 563xx „Symphony” firmy Motorola. Jest to odbiornik AM/FM, w którym zastosowano przetwarzanie analogowego sygnału pośredniej częstotliwości z wyjścia odbiornika Front End na sygnał cyfrowy, a następnie cyfrowy sygnał jest przetwarzany przez procesor dźwięku. Na wyjściu procesora sygnał przetwarzany jest ponownie na analogowy w celu wysterowania analogowego wzmacniacza mocy. Dzięki cyfrowej obróbce dźwięku poprawia się znacznie jakość i zasięg odbioru zarówno na zakresie FM jak i AM. Układ umożliwia również zastosowanie dwóch tunerów przełączanych automatycznie lub działających jednocześnie. W tym wypadku sygnały wyjściowe z obydwu tunerów podlegają odpowiedniej obróbce fazowej zgodnie z odpowiednim oprogramowaniem.

W oparciu o omawiany układ DSP można skonstruować uniwersalny odbiornik stacjonarny lub ruchomy do odbioru sygnałów analogowych i cyfrowych różnych formatów.



Rys. 9.17. Konfiguracja samochodowego odbiornika radiowego z cyfrowym procesorem audio 563xx firmy Motorola.

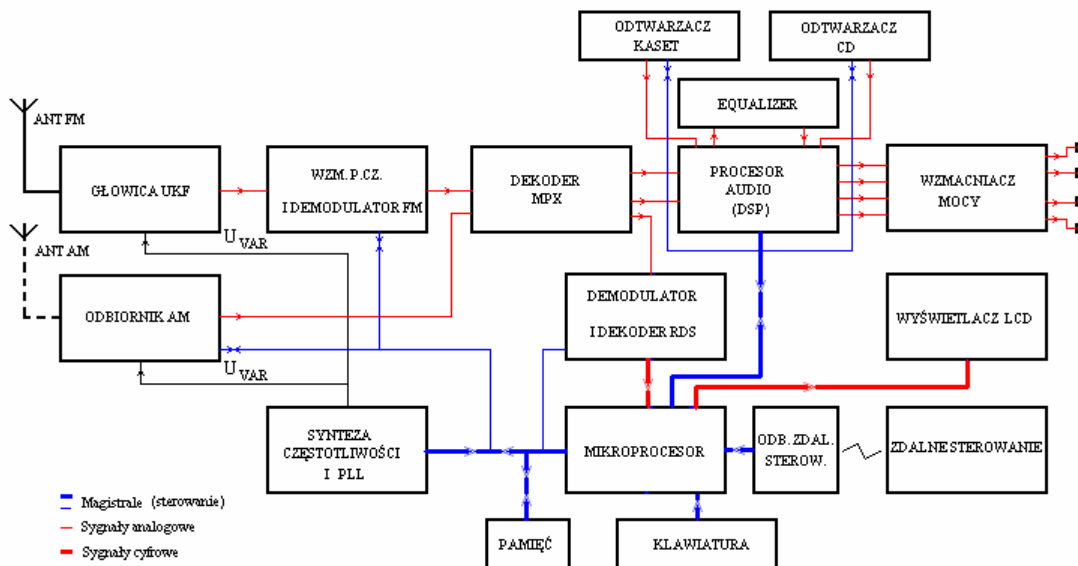
Działanie układu 563xx opiera się głównie na jego oprogramowaniu.



Rys. 9.18. Funkcjonalne przedstawienie oprogramowania układu DSP 563xx.

Na załączonym w formacie **PDF** fragmencie instrukcji serwisowej przedstawiono **schemat blokowy i ideowy** samochodowego odbiornika radiowego KD-S611 firmy JVC. Odbiornik jest wyposażony w odtwarzacz płyt CD. Na schemacie ideowym **amplitunera** można prześledzić tor sygnału od wejścia antenowego do wyjść głośnikowych, natomiast na schemacie ideowym płyty **odtwarzacza CD** pokazano obwody układów scalonych odtwarzacza, a schemat ideowy płyty **panelu frontowego** przedstawia obwody klawiatury i obwody sterowania wyświetlacza. **Schemat blokowy** przedstawia układ połączeń pomiędzy wszystkimi układami.

Poniżej przedstawiono na schemacie blokowym jedną z wielu możliwych konfiguracji układów scalonych tworzących stacjonarny odbiornik radiowy wysokiej klasy. W odbiorniku można wyróżnić część radiową AM i FM, tor audiofoniczny (małej częstotliwości) oraz układy strojenia, programowania i sterowania. Tory radiowe UKF i AM mogą być oddzielne lub zintegrowane. Dekoder RDS może być zintegrowany z procesorem dźwięku lub stanowić oddzielny układ scalony. Do procesora dźwięku mogą być dołączone dodatkowe urządzenia audio, takie jak korektor graficzny (equalizer), magnetofon lub odtwarzacz kasetowy oraz odtwarzacz płyt CD lub DVD Audio.



Rys. 9.19. Schemat blokowy stacjonarnego odbiornika radiowego wysokiej klasy.

Pod względem konstrukcji mechanicznych stosuje się również wiele rozwiązań jak w przypadku rozwiązań układowych. W przypadku odbiorników uniwersalnych (stacjonarno – przenośnych) wszystkie moduły układu łącznie z głośnikami są umieszczane we wspólnej obudowie. W układzie takim nie można uzyskać bardzo wysokiej jakości odtwarzania ze względu na trudności związane z wyeliminowaniem zakłóceń elektromagnetycznych wytwarzanych przez różne układy.

Nieco lepsze rozwiązanie stanowi wspólna obudowa typu wieża kompakt, z możliwością dołączenia zewnętrznych kolumn głośnikowych. Najwyższą jakość można osiągnąć w konstrukcji wieży złożonej z oddzielnych modułów, takich jak tuner lub amplituner, wzmacniacz mocy, korektor graficzny, magnetofon kasetowy i odtwarzacz płyt CD. Niektóre z tych modułów bywają umieszczane we wspólnej obudowie (np. wzmacniacz mocy i equalizer). Obudowy modułów wykonywane są z metalu lub z tworzyw sztucznych. W tym drugim przypadku wewnętrzne powierzchnie ścianek obudowy wykłada się folią aluminiową, która jest połączona galwanicznie z masą układów elektronicznych.

W załączonym pliku w formacie **PDF** umieszczono kompletną **instrukcję serwisową** wysokiej klasy stereofonicznego tunera ST-GT650 z syntezą częstotliwości firmy Technics. Na **schemacie ideowym** tunera można prześledzić tor sygnału od wejść antenowych do wyjść audio. Na **schemacie ideowym** płyty sterownika i klawiatury można prześledzić obwody współpracy poszczególnych układów za pośrednictwem mikrokontrolera, natomiast na **schemacie blokowym** można prześledzić wzajemne połączenia poszczególnych układów i tory sygnałów. **Schemat połączeń** poszczególnych płyt umożliwi śledzenie przejść sygnałów przez złącza pomiędzy płytami.

Osiągnięciem konstruktorów sprzętu audiofonicznego ostatnich lat są tak zwane centra muzyczne (Music Center). Sercem tych konstrukcji są procesory dźwięku dookólnego (Surround Sound) pracujące w technice analogowej lub cyfrowej. Urządzenia te są przeznaczone do odtwarzania nagrań dokonywanych techniką wielokanałową (Surround). W urządzeniach tych odbiornik radiowy bywa tylko dodatkiem, i to nie najwyższej klasy. Równorzędne pod względem jakościowym urządzenie radiowe w tych układach może stanowić cyfrowy odbiornik radiowy, którego konstrukcje już istnieją i są wdrażane do produkcji masowej. Główną przeszkodą w rozpowszechnieniu cyfrowej techniki radiowej stanowi jeszcze brak rozległych sieci naziemnych nadajników cyfrowych.

W zestawach kina domowego (rozbudowanych urządzeniach przeznaczonych do odtwarzania obrazu i dźwięku wysokiej jakości) stosuje się jako źródła dźwięku doskonałej jakości nagrania płytowe CD (**Dolby Surround**, Dolby Surround Pro Logic i Dolby Surround Pro Logic II – nagrania analogowe i analogowe procesory dźwięku) oraz nagrania na płytach DVD (Dolby Digital i Dolby Digital EX – nagrania cyfrowe w formacie AC-3), a także nagrania na płytach Laserdisc (cyfrowy system DTS – Digital Theater Systems – nagrania cyfrowe). System Tri-Field Cinema DSP umożliwia odtwarzanie każdego z wymienionych wyżej nośników dźwięku.

Należy wspomnieć również o roli głośników (kolumn głośnikowych, zestawów głośnikowych) na jakość odtwarzania audycji radiowych, a przede wszystkim na jakość dźwięku uzyskiwanego w systemach dźwięku wielokanałowym, np. 5.1, 7.1 i DTS.

Dokładniejsze omówienie centrów muzycznych oraz własności głośników wykracza poza ramy niniejszego opracowania. Więcej informacji na temat technik Surround oraz innych urządzeń elektroakustycznych można znaleźć m.in. na stronie **Zespołu Szkół Policealnych w Chojnicach**.

X. Odbiorniki cyfrowe.

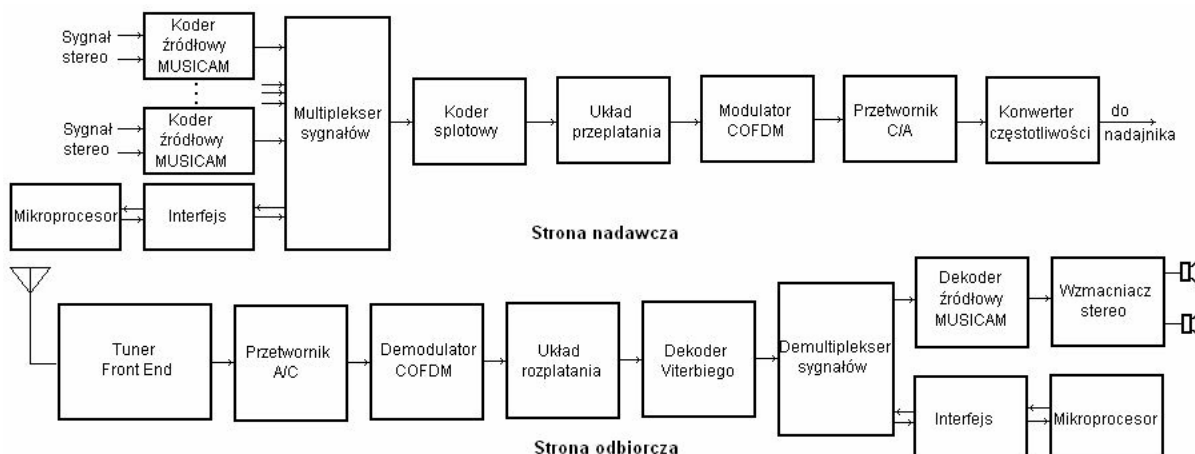
Na temat perspektyw rozwoju radiofonii i telewizji cyfrowej w Polsce wypowiedziała się Krajowa Rada Radiofonii i Telewizji w czerwcu 2003 roku w opublikowanych „Wstępnych założeniach strategii rozwoju naziemnej radiofonii i telewizji cyfrowej w Polsce”.

W Europie, a także niemal na całym świecie, z wyjątkiem USA i Japonii rozwija się systemy radiofonii cyfrowej w oparciu o program *Eureka 147 DAB* (Digital Audio Broadcasting) oparty na formacie MPEG-1 Layer 2, nad którym trwają prace już od początku lat 90 XX w. Podstawę systemu Eureka 147/DAB stanowi norma europejska zatwierdzona jako ETS 300 401 (DAB), w lutym 1995 r. Najbardziej zaawansowane sieci DAB istnieją we Francji, w Wielkiej Brytanii i w Niemczech oraz we Włoszech.

Prowadzona w Polsce (w Warszawie) emisja próbna programów cyfrowych DAB w ramach programu Eureka 147 na częstotliwości 100,8 MHz w paśmie II została przerwana ze względu na brak kompatybilności elektromagnetycznej z nadajnikami FM. Obecnie została wznowiona emisja próbna programów Polskiego Radia na terenie Warszawy i Wrocławia w przyznanym Polsce kanale 10B w paśmie III. Większa ilość radiowych programów cyfrowych nadawana jest na częstotliwościach podnośnych towarzyszących testowym cyfrowym programom telewizyjnym nadawanym za pośrednictwem satelitów (DVB-S).

Zgodnie z dyrektywą EBU systemy radiofonii i telewizji analogowej powinny być w pełni zastąpione systemami cyfrowymi do 2015 roku.

Poniżej przedstawiono schematy funkcjonalne nadajnika i odbiornika DAB, które pozwolą na zrozumienie procesów zachodzących po stronie nadawczej i odbiorczej systemu radiofonii cyfrowej.



Rys. 10.1. Uprozczone schematy funkcjonalne nadajnika i odbiornika cyfrowych programów radiowych w formacie Eureka 147 DAB.

Proces przetwarzania sygnału analogowego na cyfrowy nazywamy *digitalizacją*.

W procesie przetwarzania sygnału analogowego na postać numeryczną ilość wytwarzanych danych w jednostce czasu zależy od *częstotliwości próbkowania* (sampling rate) i *długości słowa* (word size, bit depth, resolution) (ilości bitów, *rozdzielczości*), w jakim zapisujemy te dane. W większości tradycyjnych cyfrowych systemów audio stosuje się próbkowanie 44,1 lub 48 próbek na sekundę (sps - samples per second) (lub w uproszczeniu odpowiednio 44,1 lub 48 kHz). Oznacza to, że sygnał jest mierzony i zamieniany na postać cyfrową (zapisywany cyfrowo) 44100 lub 48000 razy w czasie każdej sekundy. Podwojenie częstotliwości próbkowania podwaja ilość danych. Zwiększenie ilości kanałów dźwiękowych również proporcjonalnie zwiększa częstotliwość próbkowania. Zgodnie z teorią Nyquista najwyższa częstotliwość obecna w sygnale może mieć wartość połowy częstotliwości próbkowania. Oznacza to, że próbkowanie z częstotliwością 48 kHz (sps) zapewnia przeniesienie sygnału o częstotliwości do 24 kHz w jednym kanale.

Długość słowa w jakim zapisujemy wartość próbki wyznacza dokładność (precyzję, rozdzielczość) przetwarzania sygnału. Najmniej znaczący bit wyznacza najmniejszą różnicę pomiędzy dwoma wartościami sygnału. Im dłuższe słowo, tym bardziej dokładne przetwarzanie. Długość słowa stanowi także o poziomie szumów kwantyzacji, które nakładają się na naturalny szum zawarty w przetwarzanym sygnale analogowym.

W praktyce stosuje się typowo zapis 16 – bitowy lub 24 – bitowy. W zapisie takim najmniej znaczący bit ma wartość odpowiadającą maksymalnej wartości sygnału podzielonej odpowiednio przez 2^{15} i 2^{23} . Wartości te wyrażone w decybelach oznaczają jednocześnie maksymalną wartość dynamiki sygnału po przetworzeniu go w odbiorniku na sygnał analogowy.

Ilość danych wytwarzanych w procesie przetwarzania wyraża się iloczynem częstotliwości próbkowania i długości słowa. Jednocześnie jest to częstotliwość sygnału potrzebna do przesłania cyfrowego sygnału w takiej postaci przez kanał transmisyjny. Iloczyn częstotliwości próbkowania i długości słowa nazywamy *szybkością transmisji bitów* (bitrate, Bit Rate). W przypadku częstotliwości próbkowania równej 44,1 kHz i 24 – bitowego zapisu każdej próbki otrzymamy konieczną wartość szybkości transmisji równą $44100 \cdot 24 = 1058400$ bps (bitów na sekundę) (1,0584 Mbps). W przypadku, gdy częstotliwość próbkowania ma wartość 48 kHz, przy takiej samej długości zapisu wymagana szybkość transmisji wyniesie 1,152 Mbps. Zgodnie z czerwoną księgą stanowiącą normę dla przetwarzania i transmisji dźwięku stereo o jakości CD, przetwarzane są dwa kanały z częstotliwością próbkowania 44,1 sps i ilością bitów równą 16. W tym przypadku wymagana szybkość transmisji wyniesie: $2 \cdot 44100 \cdot 16 = 1,4112$ Mbps. Dzieliąc wartość szybkości transmisji przez 8 otrzymujemy wartość wyrażoną w bajtach na sekundę (176,4kBps). Ze względu na ograniczone zasoby częstotliwości możliwych do wykorzystania w radiofonii, jest to częstotliwość zbyt wysoka, nie nadająca się do przesyłania informacji cyfrowych na duże odległości drogą radiową, a tym bardziej drogą kablową lub łączami telefonicznymi. Z tego względu stosuje się różne metody kompresji danych.

W celu zmniejszenia koniecznego do transmisji pasma częstotliwości sygnał audio poddawany jest po digitalizacji procesowi kompresji. Istnieje wiele metod kompresji danych. Do najczęściej stosowanych należą: kompresja bezstratna, adaptacyjna różnicowa modulacja impulsowo - kodowa (ADPCM) oraz kodowanie percepcyjne (MUSICAM). Oparte na kodowaniu percepcyjnym najnowsze kodery MPEG ACC (Advanced Audio Coding – zaawansowane kodowanie audio), znane jako MPEG-4 lub MP4, pozwalają na uzyskanie nieosiągalnej jakości dźwięku przy stosowaniu tradycyjnych metod kompresji już przy szybkości transmisji 128 kbps sygnału stereofonicznego. Jakość odtwarzania bliską jakości zapisu CD uzyskuje się przy tej szybkości transmisji z kompresją 16 : 1.

Format MPEG jest wykorzystywany w systemach cyfrowej radiofonii naziemnej, satelitarnej i kablowej, umożliwiając transmisję stereo (DAB) oraz wielodrożną w systemie 5.1 lub 7.1.

Zamieszczone poniżej informacje pozwolą zapoznać się czytelnikowi z technikami redukcji szybkości transmisji bitów (bitrate) oraz sposobami digitalizacji (przetwarzania na postać numeryczną) analogowych sygnałów dźwiękowych, bez których nie może się obejść radiofonia cyfrowa.

Przegląd metod redukcji częstotliwości próbkowania

Przy dzisiejszych racjonalnie umiarkowanych cenach dysków twardych powszechnie stosuje się zapis dźwięku w formie „surowej” (inaczej, zapis liniowy, bez kompresji), na przykład w formacie wav. Jeśli jednak strumień dźwiękowy ma być przesyłany drogą kablową, radiową lub, tym bardziej przez łącza telefoniczne sieci Internet, koszt transmisji byłby nieracjonalnie wysoki, lub transmisja byłaby zgoła niemożliwa technicznie. W tych wypadkach konieczne jest zastosowanie jakiejś formy kompresji danych.

Naturalny i najprostszy sposób zmniejszenia ilości transmitowanych danych polega na ograniczeniu pasma częstotliwości (związanej z pasmem częstotliwości próbkowania) lub zmniejszeniu precyzji przetwarzania (długości słowa). Oba te sposoby związane są z pogorszeniem jakości sygnału na wyjściu. Jednak w szczególnych przypadkach metody te należy brać pod uwagę. Jeśli próbkowanie z częstotliwością 48 kHz i 24-bitowym przetwarzaniem jest celowe w przypadku zapisu dźwięku na płytach CD, to w przypadku transmisji radiowych stereo zadowalającą jakość można zapewnić stosując niższe częstotliwości próbkowania i mniejszą ilość bitów. Ograniczając np. częstotliwość próbkowania do 24 kHz i stosując 16-bitowy zapis, obniżymy prędkość transmisji do 384 kbps na kanał w stosunku do wymaganych 1152 kbps na kanał dla jakości CD, a więc czterokrotnie, obniżając znacznie koszty transmisji, pogarszając jedynie minimalnie subiektywne wrażenia dotyczące jakości dźwięku (przenosimy pasmo częstotliwości do ponad 10 kHz z dynamiką 90 dB).

Ograniczenie wyjściowej ilości danych jest także celowe z punktu docelowej szybkości transmisji danych, ponieważ duża ilość danych wyjściowych komplikuje układy kompresji konieczne do jej uzyskania.

Metoda rzeczywistego kodowania bezstratnego.

Wiele plików danych komputerowych charakteryzuje się znaczną nadmiarowością informacji, zwaną redundancją. Istnieje wiele algorytmów redukcji nadmiarowości umożliwiających odtworzenie tych danych do postaci pierwotnej bez żadnych strat. Należą do nich metody kompresji stosowane w programach Winrar™, Winzip™, PK-Zip™ i podobnych. Niestety, zapis danych audio zawiera stosunkowo mało informacji

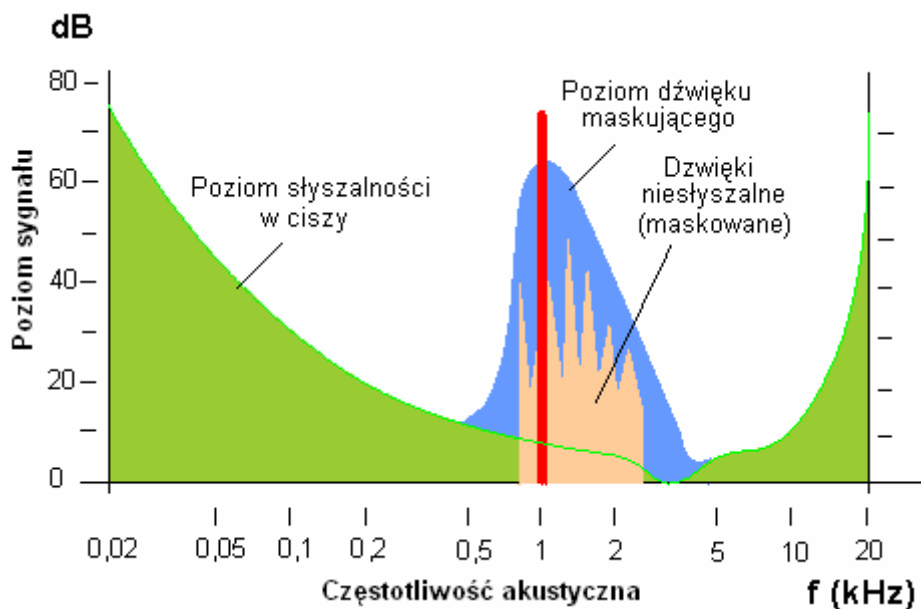
nadmiarowej, tzn. ma dużą entropię. Można się o tym przekonać dokonując kompresji pliku z rozszerzeniem „WAV”, który stanowi format naturalnego zapisu audio (podobnie jak format „bitmap” jest naturalnym zapisem grafiki lub „AVI” naturalnym zapisem obrazów ruchomych). Zauważymy, że stopień kompresji plików dźwiękowych „WAV” za pomocą wymienionych wyżej pakierów jest bardzo niski. Metoda kompresji bezstratnej daje typowo zmniejszenie prędkości transmisji poniżej 2 : 1. Pomimo niewielkiej efektywności tej metody, jest ona stosowana jako wstępna przed zastosowaniem metod stratnych, ułatwiając ich stosowanie. Metody kompresji bezstratnej i stratnej uzupełniają się wzajemnie.

Kodowanie ADPCM (Adaptive Delta Pulse Code Modulation – Adaptacyjna Różnicowa Modulacja Impulsowo - Kodowa; w skrócie: delta-modulacja).

Większość sygnałów dźwiękowych charakteryzuje się znacznie mniejszą różnicą wartości kolejnych próbek od średniej wartości różnych próbek między sobą. W metodzie ADPCM bierze się pod uwagę dwie kolejne wartości próbek. Jeśli wartości te różnią się więcej niż o ustaloną wielkość minimalną, fakt ten zapisuje się bitem o wartości 1. Jeśli natomiast różnica jest mniejsza od ustalonej wartości, wartość bitu wynosi 0. W celu zwiększenia kompresji strumienia danych stosuje się zmienną wartość różnicy poziomów sygnału. W tym celu stosuje się odpowiedni algorytm przewidywania wielkości różnicy wartości kolejnych próbek i w zależności od przewidywanej wartości tej różnicy dobiera się odpowiedni krok próbkowania. W przypadku fragmentów o dużej dynamice (szybkich zmianach wartości sygnału) krok próbkowania jest odpowiednio mały (częstotliwość próbkowania wzrasta), natomiast we fragmentach o małej dynamice krok próbkowania jest odpowiednio duży. W metodzie ADPCM stosuje się najczęściej podział pasma częstotliwości na podzakresy, w których proces kodowania prowadzi się niezależnie. Zgodnie z międzynarodowym standardem G.772 pasmo akustyczne dzieli się na podzakresy o szerokości 7 kHz i stosuje się rodzinę algorytmów APT-X. W wyniku zastosowania metody delta-modulacji uzyskuje się kompresję danych 4 : 1. Fakt ten ogranicza zakres stosowania tej metody. Dla przykładu transmisja z szybkością 384 kbps danych zapisanych w kodzie ADPCM umożliwia przesyłanie sygnału stereofonicznego o szerokości pasma do 20 kHz.

Kodowanie oparte na własnościach psychofizycznych zmysłu słuchu (kodowanie percepcyjne).

Zastosowanie metod kodowania percepcyjnego stanowiło przełom w metodach kompresji dźwięku (i, oczywiście, ruchomych obrazów) i pozwoliło na bardzo efektywne zmniejszenie szybkości transmisji przy zachowaniu wysokiej jakości i wierności odtwarzania. Metody te opierają się na wynikach badań psychologicznych dotyczących własności zmysłu słuchu, (i wzroku) z których większość była znana już od lat. Podstawowe zjawisko notowane w psychologii słuchu, to tak zwane maskowanie. Zmysł słuchu ignoruje pewne informacje dźwiękowe docierające do mózgu lub do uszu słuchacza. Nie ma wśród badaczy pełnej zgody co do zjawisk prowadzących do maskowania pewnych informacji. Częściowo zjawisko maskowania związane jest z pewnością z własnościami ucha jako przetwornika dźwięku na impulsy nerwowe, część natomiast związana jest z przesiewaniem informacji przez procesy przebiegające w mózgu. W każdym razie własności zmysłu słuchu pozwoliły na skonstruowanie algorytmów kompresji danych w oparciu o (przybliżony) model tego zmysłu. Analogicznie wykorzystano własności zmysłu wzroku do konstrukcji percepcyjnych algorytmów kompresji obrazów ruchomych. Dodatkowo, różne techniki wykorzystujące naturalną nadmiarowość informacji występującą w sygnale stereofonicznym, pozwalają na polepszenie wrażeń słuchowych przy odtwarzaniu sygnałów z kompresją percepcyjną. Typowy format kodowania percepcyjnego nosi nazwę MUSICAM (Masking Pattern Universal Subband Integrated Coding And Multiplexing – Uniwersalny Wzór Maskowania Zintegrowany z Kodowaniem i Multipleksowaniem Subpasmowym)



Rys. 10.2. Ilustracja zjawiska maskowania.

Maskowanie dźwięków polega na tym, że ucho ludzkie nie odbiera sygnałów o poziomie mniejszym o określoną wartość od sygnału o największym poziomie, zwanego maskerem. Maskowaniem jest objęte pewne pasmo częstotliwości wokół częstotliwości sygnału maskującego. Oprócz maskowania w sferze częstotliwości występuje także maskowanie w sferze czasu. Rozróżnia się maskowanie uprzedzające (występujące jeszcze przed momentem pojawienia się maskera) i maskowanie występujące po momencie pojawienia się sygnału maskującego.

Wyrafinowane systemy kodowania wykorzystujące model psychofizyczny zmysłów człowieka (należą do nich formaty MPEG) pozwalają na uzyskanie kompresji rzędu 10 : 1 przy stracie informacji nie większej niż 10%. Bez tej technologii nie byłoby możliwe przesyłanie strumieni dźwiękowych (i graficznych) przez łącza ISDN, a tym bardziej drogą radiową i przez telefoniczną sieć internetową.

Przedstawione wyżej poglądy co do zbędności pewnych informacji ze względu na zjawisko maskowania nie są tak oczywiste. Pomimo, że „maskowane” dźwięki nie są odbierane świadomie, mogą być jednak notowane przez podświadomość (odczuwane), wpływając na emocje słuchacza. Powszechnie wiadomo, że słuchanie muzyki na żywo w sali koncertowej lub w filharmonii czy na stadionie dostarcza znacznie bogatszych wrażeń niż słuchanie tej samej muzyki za pomocą aparatury nawet najwyższej jakości. Znany jest powszechnie eksperyment z dziedziny odbioru wrażeń wzrokowych polegający na wyświetlaniu w czasie projekcji filmu bardzo krótkich, nie notowanych przez oko, migawek reklamujących prażoną kukurydzą. Pomimo, że widzowie nie byli świadomi faktu wyświetlania tych reklam, ilość sprzedawanej kukurydzy po zakończeniu seansu znacząco wzrastała. Podobne zjawiska na poziomie podświadomości mogą zachodzić w przypadku odbioru dźwięków. Wyeliminowanie z naturalnego widma częstotliwości informacji „maskowanej” może zubażać przeżycia i emocje towarzyszące słuchaniu muzyki czy innych audycji dźwiękowych.

Z drugiej strony, wyćwiczony zmysł słuchu bywalca filharmonii lub uczestnika żywych koncertów potrafi uzupełnić lub odtworzyć brakujące informacje, nawet przy znacznie ograniczonym przez kanał transmisyjny widmie dźwiękowym.

Do najbardziej wydajnych systemów kompresji należy opracowany we wrześniu 2004 system *aacPlus* (MPEG2/4 + **SBR** – **Spectral Band Replication** -**Replikacja (odtworzenie) spektrum częstotliwości** (oznaczany także jako MPEG-4).

Spectral Band Replication (SBR) Odtwarzanie spektrum (widma częstotliwości) pasma.

Skrót *aacPlus™*, inaczej AAC+ SBR + SP (MPEG-4) (Spectral Band Replication – odtwarzanie widma pasma oraz stereo parametryczne) przewija się ostatnio w wiadomościach i publikacjach poświęconych radiofonii cyfrowej. System oznaczony tym skrótem jest nie tylko stosowany jako wolnodostępny algorytm kodowania dla celów transmisji przez producentów kodeków, ale został także wybrany do stosowania przez komercyjną sieć Radio XM w Ameryce Północnej oraz przez Digital Radio Mondiale (DRM) i stanowi międzynarodowy standard transmisji cyfrowego dźwięku stereofonicznego na falach długich, średnich i krótkich. Analogicznie, format *mp3PRO™* (będący połączeniem MP3 – MPEG layer 3 i SBR) staje się popularnym formatem wymiany plików audio, z tego względu jest wszechobecny w oprogramowaniu w wielu zorientowanych na konsumenta produktach software, takich jak np. Music Match Jukebox.

System SBR jest najnowszym osiągnięciem na polu redukcji szybkości transmisji informacji. System

został opracowany przez organizację Coding Technologies. Zastosowanie tej techniki wraz z kodowaniem percepcyjnym pozwala na dalsze ograniczenie szybkości transmisji strumienia audio o 30%. SBR stosuje się, jak wspomniano wyżej, wraz kompresją mp3 jako mp3PRO™ (MPEG Layer 3 + SBR) oraz z kompresją MP4 jako aacPlus™.

Jak wykazano wyżej, zmniejszenie pasma częstotliwości o połowę redukuje wymaganą szybkość transmisji w takim samym stosunku. Problem polega na tym, że zmniejszenie szerokości pasma eliminuje wysokie częstotliwości, pogarszając znacznie jakość odtwarzanego dźwięku.

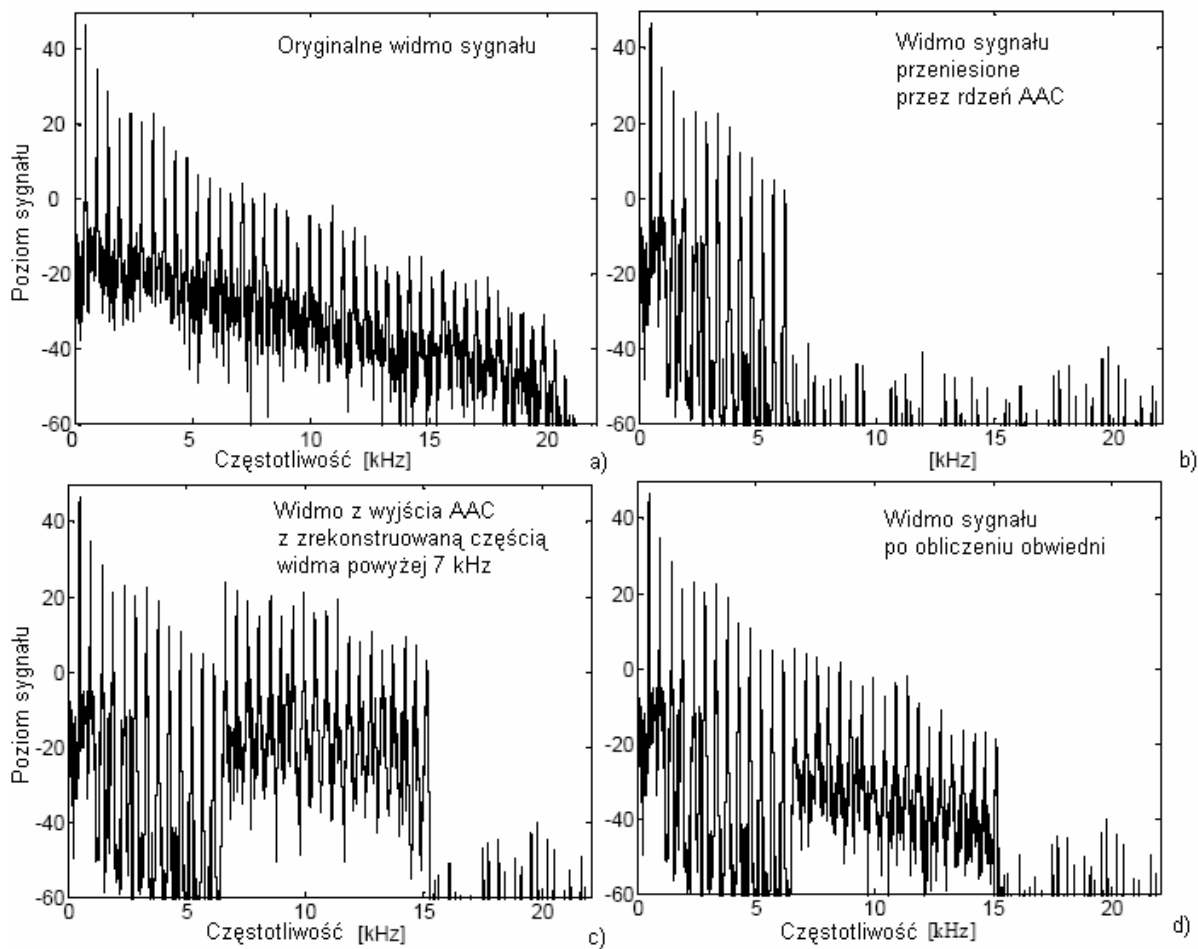
Dokładna analiza widma częstotliwości akustycznych pozwala zauważyć pewne stałe proporcje występujące pomiędzy prążkami częstotliwości podstawowych i prążkami ich harmonicznymi. Wiadomo, że dźwięk wytwarzany przez każdy instrument muzyczny jak również dźwięk wytwarzany przez struny głosowe człowieka i zwierząt (przez każde źródło dźwięku) można opisać za pomocą częstotliwości podstawowej, decydującej o jego wysokości, oraz widmem częstotliwości harmonicznymi decydujących o barwie. Zespół tych częstotliwości i wzajemne stosunki ich amplitud są charakterystyczne dla każdego naturalnego źródła dźwięku. Stosując zasadę superpozycji można wykazać, że związki takie istnieją w każdym sygnale dźwiękowym złożonym z wielu różnych dźwięków występujących jednocześnie. Wyznaczając te stosunki w każdej kolejnej próbie sygnału można ograniczyć pasmo przenoszonych częstotliwości, a następnie po stronie odbiorczej odtworzyć brakującą część widma w oparciu o zapisane stosunki pomiędzy częstotliwością podstawową i harmonicznymi. Na tym właśnie polega metoda SBR. Pasma częstotliwości akustycznych ogranicza się do 7 kHz, dzięki czemu uzyskuje się przepływność (szybkość transmisji) równą 20,6 kbps. Równocześnie oblicza się dodatkową informację o związkach występujących między prążkami pasma poniżej 7 kHz i powyżej 7 kHz (do 15 kHz). Przesłanie tych informacji wymaga przepływności ok. 1 kbps. Łączna wymagana szybkość transmisji wynosi więc 21,6 kbps. Informacje dodatkowe przesyłane są w ramach dodatkowych danych formatu SBR, dzięki czemu zachowuje się pełną kompatybilność formatów acc i accPlus.

Oczywiście w przypadku, gdy częstotliwość podstawowa danego źródła dźwięku leży powyżej 7 kHz, dźwięk taki zostanie bezpowrotnie utracony. Niemniej jednak informacja o tych składowych może być przeniesiona do dekodera SBR w odbiorniku.

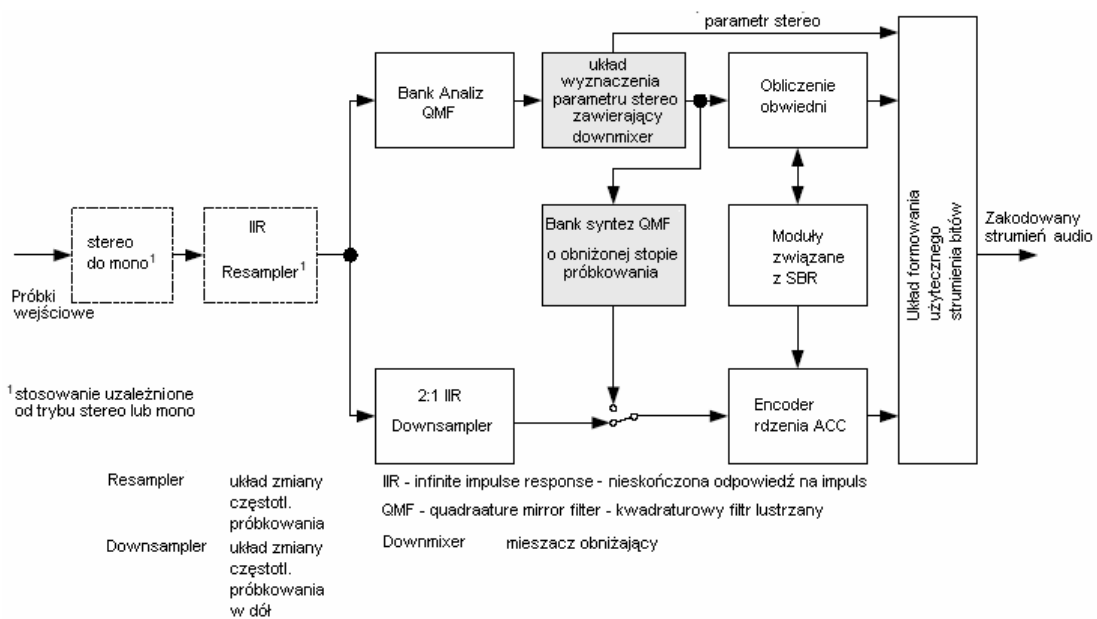
Zmniejszenie szybkości transmisji uzyskuje się również dzięki zastosowaniu parametrycznego formatu sygnału stereo (aacPlus v2.). Obecnie istnieje już ulepszona wersja aacPlus v3. W formacie tym przesyła się sygnał monofoniczny (będący sumą kanałów lewego i prawego) oraz niewielką ilość dodatkowej informacji (tzw. parametry), która pozwala w dekodерze odbiornika odtworzyć dwa kanały.

Testy porównawcze różnych metod kompresji sygnału dźwiękowego wykazują, że obecnie format aacPlus v2 (z parametrycznym stereo) (oznaczany inaczej jako MP4 lub MPEG-4) daje najmniejszą różnicę w jakości odtwarzania w stosunku do sygnału zawierającego pełne widmo (bez kompresji lub z kompresją bezstratną) spośród wszystkich używanych metod kompresji stratnej, przy najmniejszej szybkości transmisji. Stosowany powszechnie test EBU (European Broadcasting Union) lub MUSHRA daje w przypadku aacPlus v2 wynik większy od 80 punktów na 100 punktów możliwych. Wynik taki jest uznawany za bardzo dobry. Większość organizacji zajmujących się wykorzystaniem układów kompresji w praktyce, zaadaptowało ten system do swoich układów kodeków audio i AV.

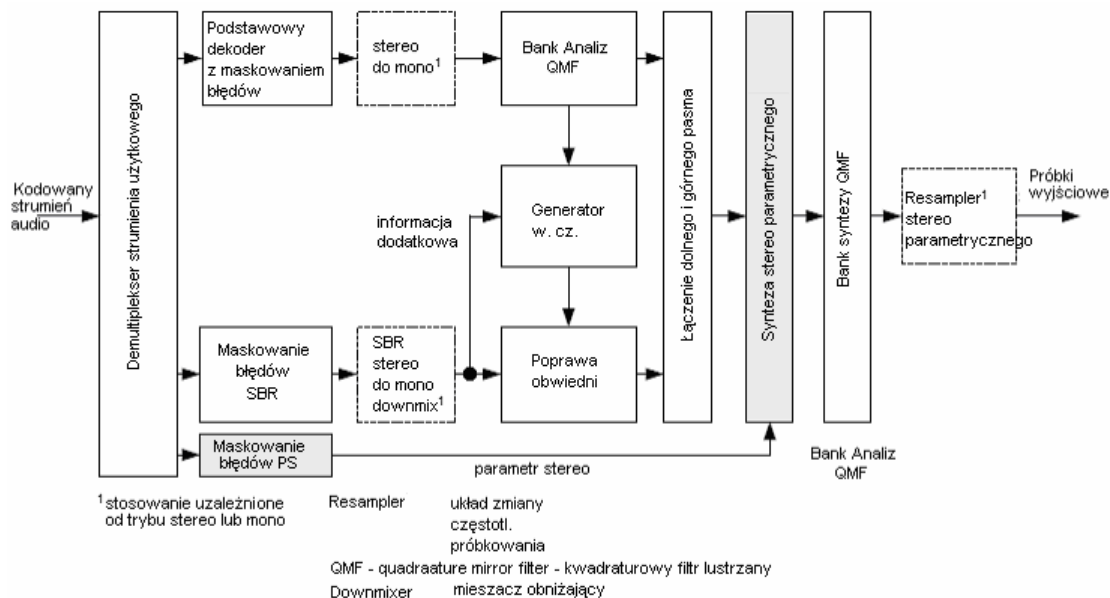
Na rysunku poniżej przedstawiono zasadę odtwarzania pasma oraz uproszczone schematy blokowe układów koderów i dekodera SBR.



Rys. 10.3. Kształtowanie widma w systemie aacPlus. Na rysunkach a) do d) pokazano kolejne fazy rekonstrukcji widma sygnału.



Rys. 10.4. Układ kodera aacPlus



Rys. 10.5. Układ dekodera aacPlus

W wyniku użycia różnych, omówionych wyżej metod kompresji, można uzyskać następujące prędkości transmisji (Bit Rate), uznane za standardowe minimum:

Audio

- 4 kb/s — minimum konieczne do zachowania zrozumiałości mowy (z użyciem specjalnych kodeków mowy)
- 8 kb/s — jakość telefoniczna (w praktyce stosuje się 64 kb/s)
- 32 kb/s — jakość odpowiadająca radiowej transmisji AM
- 96 kb/s — jakość odpowiadająca radiowej transmisji FM (48kb/s na kanał)
- 128 kb/s — typowa, akceptowalna jakość muzyczna
- 256 - 320 kb/s — jakość bliska nagraniom CD (Near CD quality). Płyty CD są nagrywane w formacie CDDA z szybkością 1,4Mb/s.

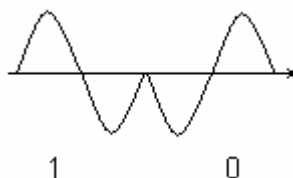
Video

- 16 kb/s — minimum konieczne do zachowania akceptacji użytkowników dla obrazów "gadających głów" (jakość wideofoniczna)
- 128 - 384 kb/s — system o jakości akceptowalnej przez uczestników wideokonferencji oraz w telewizji internetowej
- 1 Mbit/s — jakość odpowiadająca nagraniom VHS
- 5 Mbit/s — jakość odpowiadająca nagraniom DVD
- 15 Mbit/s — jakość odpowiadająca emisji HDTV (telewizja wysokiej rozdzielczości)

Dodanie bitów korekcyjnych, koniecznych do zabezpieczenia informacji przed zakłóceniami, wiąże się z koniecznością dwukrotnego zwiększenia szybkości transmisji, a więc i dwukrotnego zwiększenia szerokości pasma przenoszenia. Ograniczenie pasma przenoszenia uzyskuje się przez zastosowanie kodowania kanałowego, o którym będzie mowa poniżej.

Do cyfrowej transmisji radiowej stosuje się często kodowanie danych w formacie *S/PDIF* (Sony and Philips Digital Interconnect Format), opisany w normie IEC958. Jest to format opracowany i wdrożony do produkcji przez firmy Sony i Philips. W formacie tym można przysyłać dwa kanały danych dźwiękowych i dane informacyjne (np. nazwę stacji, nazwę i czas trwania utworu itp., a więc dane analogiczne jak RDS w stereofonicznym sygnale analogowym). Dwa kanały stereofoniczne mogą być próbkowane z częstotliwością do 96 kpsps (samples per second - próbek na sekundę), tzn. 48 kHz na kanał, z rozdzielczością do 24 bps (bitów na próbkę). Odbiornik (dekoder) sygnału w formacie *S/PDIF* może z łatwością dostosowywać się do odbioru sygnałów o mniejszej częstotliwości próbkowania i mniejszej rozdzielczości. Typowy sygnał przesyłany w formacie *S/PDIF* jest próbkowany z częstotliwością 44,1 kpsps

na kanał z rozdzielczością 16 bitów. Ponieważ najbardziej znaczący bit znajduje się w przesyłanych ramkach zawsze w tym samym miejscu, informacja o większej precyzji zostanie pozbawiona bitów mniej znaczących, a w przypadku informacji o mniejszej liczbie bitów wolne miejsca zostają wypełnione zerami.



Rys. 10.5a. Kodowanie bifazowe

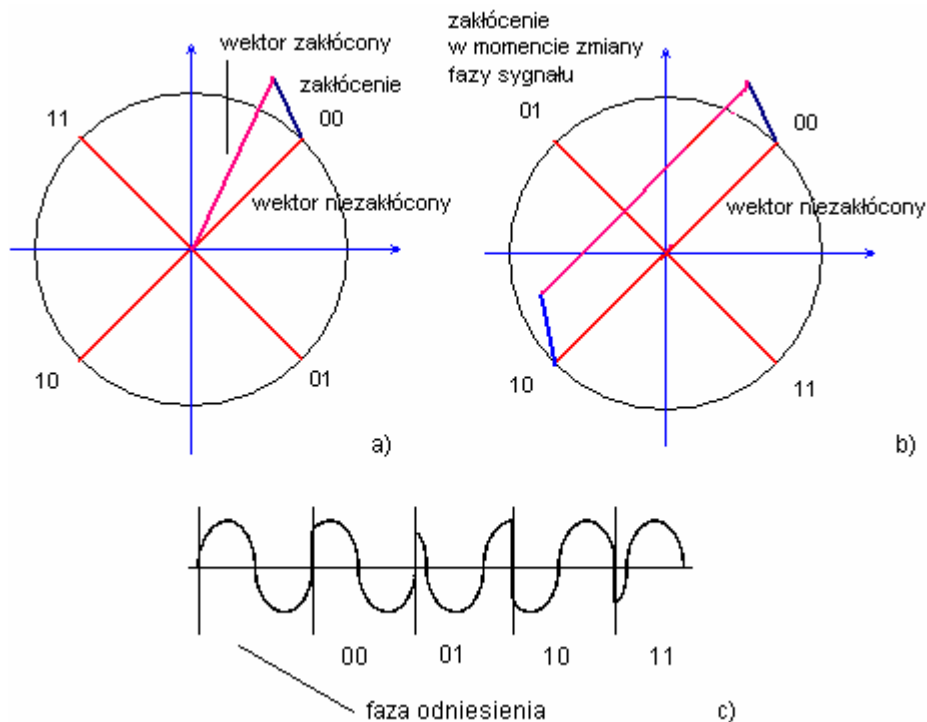
Do przesłania sygnału S/PDIF przez kanał fizyczny stosuje się dwufazowy kod Manchester BMC (Biphase Manchester Code), pozwalający na odtworzenie częstotliwości zegara. *Kod bifazowy* jest najbardziej odpornym na zakłócenia kodem kanałowym, ale jednocześnie wymagającym najszerszego pasma częstotliwości.

W przypadku kodów kanałowych mówimy o szybkości przesyłania *symboli*. W przypadku *modulacji bifazowej (BPSK)* szybkość transmisji symboli równa jest szybkości transmisji bitów. Inne stosowane w praktyce sposoby kodowania kanałowego pozwalają na wielokrotne zmniejszenie szybkości transmisji symboli w stosunku do szybkości transmisji bitów.

Do najczęściej stosowanych kodów kanałowych należą: QPSK, QAM (16QAM, 32QAM, 64QAM, 128QAM i 256 QAM) oraz COFDM. W przypadku modulacji QPSK jeden symbol zawiera dwa bity, w przypadku modulacji 16QAM na jeden symbol przypada 4 bity, i odpowiednio w przypadku 32QAM - 5 bitów, 64QAM - 6 bitów, 128QAM - 7 bitów a w przypadku 256QAM - 8 bitów. Przy założonej szybkości transmisji bitów (Bit Rate) *szybkość transmisji symboli (Symbol Rate)* jest odpowiednio dla QPSK - 2 oraz dla QAM 4, 5, 6, 7 i 8 razy mniejsza. Odpowiednio zmniejsza się szerokość kanału konieczna do przesłania danej informacji cyfrowej o określonej przepływności wyrażonej w bitach na sekundę. Z parametrem Symbol Rate wiąże się odporność na zakłócenia wyrażana tak zwaną stopą błędów (Bit Error Rate) lub inaczej, współczynnikiem ilości błędów (jest to stosunek średniej ilości błędnych bitów występujących w ciągu bitów o określonej długości wyrażony w zapisie eksponencjalnym - np. $3 \cdot 10^{-9}$ lub $3 \cdot E-9$). Im większa wartość Symbol Rate, tym mniejsza odporność na zakłócenia przesyłanego sygnału w kanale transmisyjnym, a tym samym większa wartość stopy błędów. Wszystkie wymienione wyżej rodzaje modulacji kanałowej umożliwiają odtworzenie częstotliwości zegara po stronie odbiorczej. **[Więcej ...]**

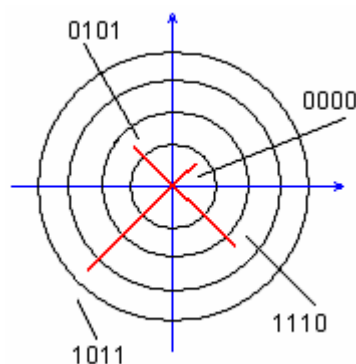
W przypadku modulacji QPSK amplituda sygnału nośnego lub podnośnej pozostaje stała, zmienia się natomiast skokowo faza nośnej lub podnośnej, która może przyjmować cztery wartości: 0° dla kolejnych bitów 00, 90° dla pary bitów 01, 180° dla bitów 10 i 270° dla bitów 11.

Sygnał nośny (podnośny) zmodulowany fazowo (QPSK) można przedstawić jako wektor (lub punkt na który wskazuje strzałka wektora) wirujący wokół środka współrzędnych z prędkością kątową równą $2\pi f$, który na początku każdej kolejnej pary bitów przyjmuje jedno z czterech położen pokazanych na poniższym rysunku.



Rys. 10.6. Zasada modulacji QPSK.

Pod wpływem zakłóceń w kanale przesyłowym zarówno położenie (faza) jak i amplituda sygnału ulega zmianom. Zmiany te, ze względu na rodzaj zakłóceń, dzielimy na przypadkowe i systematyczne. Jeśli zakłócenie nie powoduje przemieszczenia wektora do sąsiedniej ćwiartki wykresu, nie ma ono wpływu na sygnał na wyjściu dekodera w odbiorniku, ponieważ zarówno faza jak i amplituda zachowają właściwe wartości i zostaną odtworzone właściwe wartości dwóch bitów. Fakt ten uzasadnia dużą odporność modulacji QPSK na zakłócenia występujące w trakcie transmisji. Jednak nawet niewielkie zakłócenie może spowodować błąd, jeżeli wystąpi ono w momencie zmiany fazy sygnału, jak pokazano na rysunku b) powyżej. Przykładowo, przy zmianie fazy z 0° na 180° faza sygnału może być zinterpretowana jako 90° . Są to jednak zdarzenia stosunkowo rzadkie.



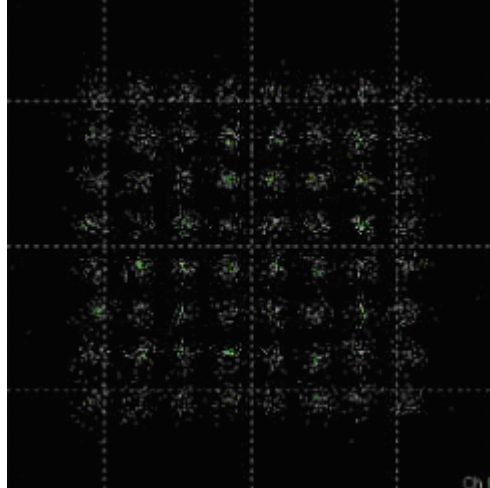
Rys. 10.7. Przykład modulacji 16QAM dla czterech wartości wektorów spośród 16-tu możliwych.

W przypadku modulacji QAM zmienia się zarówno faza sygnału nośnego jak i amplituda. Np. w przypadku modulacji 16QAM do wyrażenia wszystkich wartości ciągu czterech bitów należy zastosować cztery różne fazy i cztery różne wartości amplitudy. Łącznie otrzymamy 16

czterobitowych symboli. Kombinacja jednej z czterech faz i jednej z czterech wartości amplitudy sygnału wyraża jedną z szesnastu wartości liczby czterobitowej, jak na rysunku poniżej. Jak pokazano na rysunku, odporność na zakłócenia jest w tym przypadku znacznie mniejsza w porównaniu do modulacji QPSK.

Jeśli zastosujemy modulację 32QAM lub wyższą (64QAM, 128QAM, 256QAM) odległości między punktami sąsiednich wartości wektorów zmniejszą się jeszcze bardziej, a więc odporność na zakłócenia drastycznie maleje ze wzrostem ilości bitów objętych kodowaniem kanałowym (jednym symbolem).

Ze względu na dużą odporność na zakłócenia modulacja QPSK znalazła zastosowanie głównie w systemach radiofonii i telewizji satelitarnej (DAB-S, DVB-S), w przypadku których poziom odbieranego sygnału jest niewiele większy od poziomu szumów.



Rys. 10.7a. Konstelacja 64QAM widoczna na ekranie przyrządu pomiarowego.

Modulację QAM stosuje najczęściej w systemach transmisji kablowej (DAB-C, DVB-C). Zakłócenia występujące w kablu są niewielkie, powodowane głównie odbiciami na złączach i w rozgałęźnikach. Dlatego też instalacja kablowa winna być wykonana bardzo starannie.

Punkty końców wektorów przedstawione we współrzędnych prostokątnych tworzą tak zwaną *konstelację* danego formatu modulacji kanałowej. Na rysunku obok przedstawiono konstelację formatu 64QAM uzyskaną na ekranie oscyloskopu cyfrowego lub komputera za pomocą odpowiedniego oprogramowania.

Do emisji pakietu programów na dany teren objęty zasięgiem naziemnego nadajnika DAB lub DVB najlepiej nadaje się sposób kodowania kanałowego noszący nazwę *COFDM* (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex – Multiplex z kodowaniem z ortogonalnym podziałem częstotliwości). Jest to w zasadzie sposób pakietyzacji wielu sygnałów cyfrowych wcześniej zakodowanych jednym z wyżej wymienionych kodów kanałowych. W metodzie tej stosuje się podział częstotliwościowo – czasowy kanału transmisyjnego, jak pokazano na rysunku b).

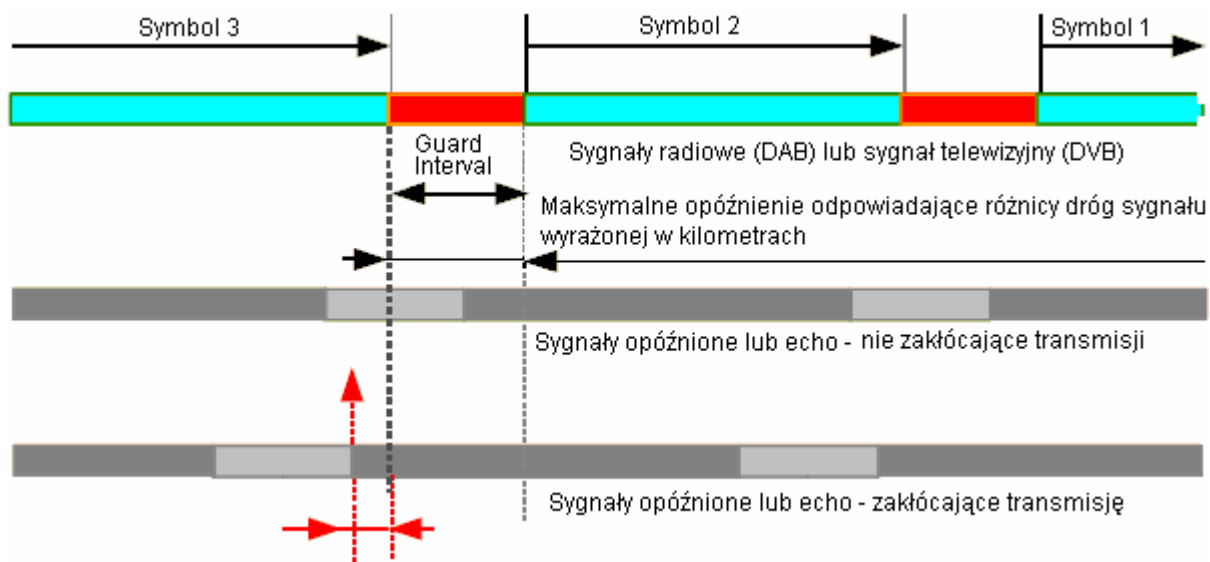


Rys. 10.8. Porównanie sposobów emisji a) tradycyjnego z podziałem częstotliwościowym zakresu i b) z podziałem częstotliwościowo – czasowym

Pasmo o częstotliwości 1,536 MHz podzielone jest na 1536 subpasm (w modzie I) o szerokości 1kHz. Ilość częstotliwości nośnych nosi nazwę *modu operacyjnego* (Operating Mode). W każdym z subpasm umieszczona jest jedna częstotliwość podnośna niosąca część informacji danego programu. Widmo częstotliwości każdego z programów pakietu przeznaczonego do danego nadajnika rozmieszczone jest równomiernie w całym paśmie w sposób pokazany na rysunku b). Każde z subpasm pakietu ma swoje okienko czasowe, w którym emitowane są jego wszystkie części składowe. Całe pasmo umożliwia transmisję od czterech do siedmiu programów stereofonicznych lub 8 do 14 programów monofonicznych.

W przypadku transmisji COFDM rozkład wektorów przypomina rozkład charakterystyczny dla QPSK lub QAM, przy czym symbol składa się w przypadku transmisji sygnałów audio z 1536 bitów. Jak pokazano na rysunku, transmisja COFDM zapewnia jednak znacznie lepszą ochronę przed zniekształceniami interferencyjnymi w stosunku do emisji programu na jednej częstotliwości nośnej (porównaj rysunek a)). Dzięki nadmiarowości informacji w sygnale docierającym do odbiornika (odbicia i rozproszenie fal radiowych) zakłócenia interferencyjne można w drodze cyfrowej obróbki sygnału niemal zupełnie wyeliminować. Ponadto zakłócenie zniekształci tylko niewielki fragment danych.

W formacie COFDM stosuje się dodatkowy parametr, zwany *okresem lub odstępem (interwałem) ochronnym* (Guard Interval). Jest to odstęp czasowy występujący pomiędzy kolejnymi transmitowanymi symbolami, jak pokazano na poniższym rysunku.



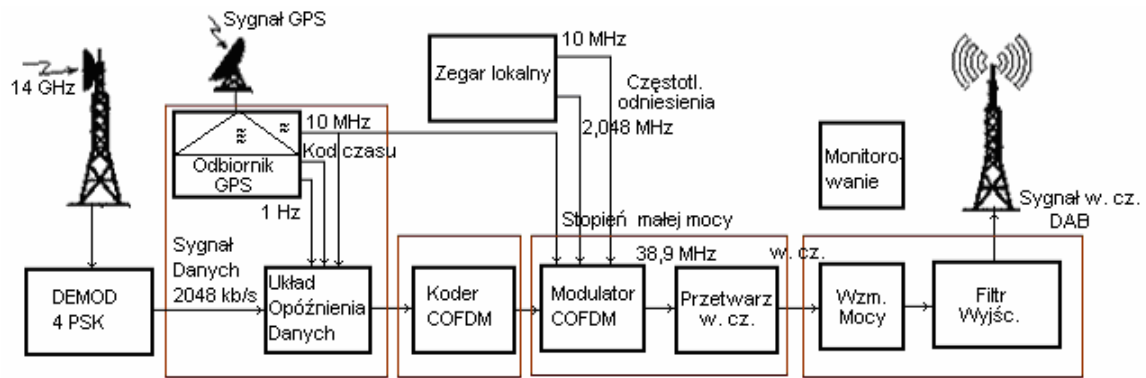
Rys. 10.9. Okres ochronny w transmisji COFDM.

Gdy sygnał odbity jest opóźniony w stosunku do sygnału właściwego o czas większy od okresu ochronnego, a jego amplituda jest odpowiednio duża, dany symbol przyjmie inną fazę niż właściwa. W ten sposób zakłócenie obejmie cały ciąg bitów tworzących ten symbol. Poprawny odbiór w miejscu, gdzie takie odbicia lub opóźnienia występują, jest praktycznie niemożliwy. Właściwy dobór interwału ochronnego do ukształtowania terenu pokrytego zasięgiem nadajnika jest bardzo ważny. Przyjęta wartość okresu ochronnego określa maksymalną odległość między nadajnikami pracującymi synchronicznie.

Pakiet programów dociera do lokalnego nadajnika ze studiów nadawczych za pośrednictwem łącza radiowego. Podział czasowy kanału transmisyjnego wymaga bardzo dokładnej synchronizacji na każdym etapie kodowania i modulacji. Wykorzystuje się do tego celu częstotliwość odniesienia z satelitów GPS, z której otrzymuje się sygnał zegarowy 10 MHz i przebieg 1 Hz.

Zakodowany pakiet programów wraz z informacjami dodatkowymi służy do modulacji częstotliwości pośredniej 38,9 MHz, a następnie podlega przemianie na częstotliwość nośną nadajnika i po wzmocnieniu zostaje wyemitowany przez antenę nadawczą. Tłumienie sygnału na krańcach pasma emitowanego przez nadajnik wynosi 71 dB. Poniżej pokazano strukturę blokową nadajnika DAB.

Jak wspomniano wyżej, kanały stereofoniczne mogą być kodowane w formacie AC-3.



Rys. 10.10. Schemat blokowy lokalnego nadajnika DAB.



Rys. 10.11. Antena stacjonarnego odbiornika DAB-T



Rys. 10.12. Tuner Mitsumi DAB7-E01 przystosowana do odbioru sygnałów w formacie DAB w pasmach III i L.

Parametry tunera:

Zakres częstotliwości: Pasma 3: 174.928~239.2MHz; Pasma L: 1452.96~1490.624MHz

Impedancja wejściowa: 50Ω

Czułość: Band-3 : -98 dBm (typ.) L-Band : -95 dBm(typ.)

Maksymalny poziom wejściowy: 0dBm

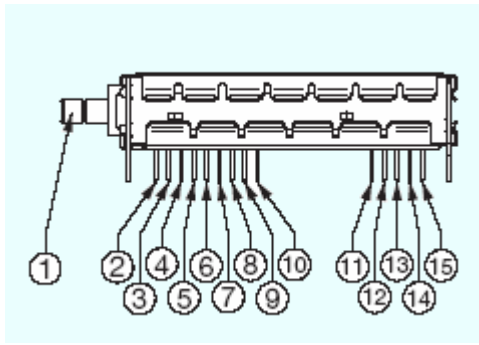
Gniazdo wejściowe w. cz.: Złącze SMB

Środkowa wartość p. cz.: 2.048MHz

Interfejs: I²C

Napięcia zasilania: 3.3V, 8.2V

Wymiary: 53,2 x 33,6 x 13,5(max.)



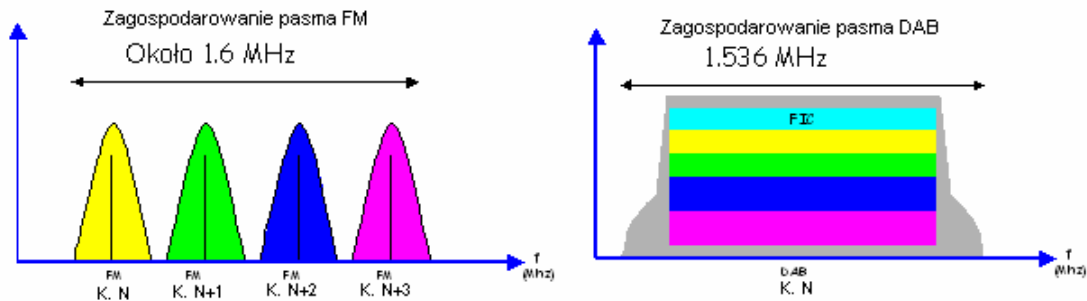
- 11. WY P. CZ.
- 12. ARW P. CZ.
- 13. 3,3V
- 14. GND
- 15. 8,2V

Opis wyprowadzeń:

- 1. WE W. CZ.
- 2. POMOCNICZE
- 3. ARW
- 4. RESET
- 5. GND
- 6. GND
- 7. GND
- 8. DANE
- 9. ZEGAR
- 10. PASMO L

Rys. 10.12a. Widok zewnętrzny tunera.

Poniżej pokazano sposoby zagospodarowania spektrum częstotliwości w systemach FM i DAB.

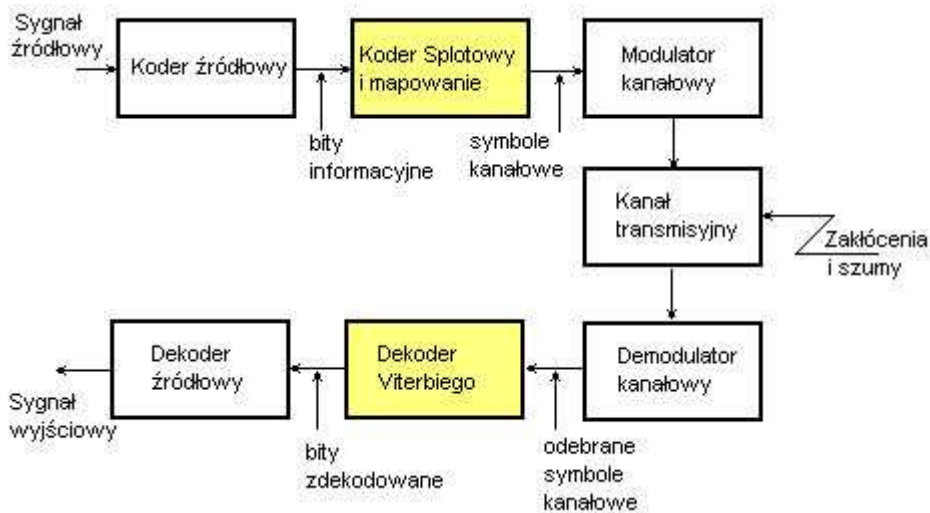


Jedna częstotliwość nośna służy do:

- | | |
|---|---|
| <ul style="list-style-type: none"> - transmisji jednej analogowej audycji FM stereo lub mono - cztery do pięciu programów analogowych stereo lub mono z sygnałem RDS - oddzielny nadajnik dla każdego programu | <ul style="list-style-type: none"> - około sześciu programów cyfrowych stereo lub mono - innych danych cyfrowych - sześć programów cyfrowych stereo lub mono z informacją RDS - inne dane cyfrowe |
|---|---|
- W paśmie ok. 1,6 MHz można przestać:
- Urządzenia:
- jeden nadajnik dla wszystkich programów i danych

Rys. 10.13. Zagospodarowanie częstotliwości w systemie analogowym FM i cyfrowym systemie DAB

Jak wspomniano wyżej, transmisja satelitarna i naziemna, ze względu na niski poziom sygnałów, charakteryzuje się dużą ilością zakłóceń. Dlatego też w przypadku modulacji QPSK i COFDM do sygnału binarnego wprowadza się dodatkowe bity, zwane bitami korekcyjnymi. Pozwalają one w dekoderyze po stronie odbiorczej określić występowanie błędów (przekłamań) w odbieranym strumieniu bitów oraz wykonać odpowiednie procedury korekcyjne (o ile to możliwe). Im więcej bitów korekcyjnych dodawanych jest do sygnału, tym większa jest możliwość otrzymania na wyjściu dekodera poprawnie skorygowanego sygnału, jednakże oznacza to równocześnie zmniejszanie ilości przesyłanych bitów informacji lub zwiększenie szerokości kanału transmisyjnego. W przypadku omawianych formatów wprowadza się bity korekcyjne, których ilość określona jest parametrem Code Rate (CR - *wskaźnik kodu*, *sprawność kodu*), nazywanym też *współczynnikiem korekcji Viterbiego* (od nazwy obwodu korekcyjnego w koderze nadajnika). W praktyce stosuje się następujące wskaźniki kodu: 1/2 (jeden bit korekcyjny na jeden nadawany bit sygnału), 2/3 (jeden bit korekcyjny na dwa bity sygnału) oraz 3/4 (jeden bit korekcyjny na trzy bity sygnałowe). Po stronie odbiorczej odpowiedni obwód korekcyjny nosi nazwę *korekcji Viterbiego*. Ogólny schemat blokowy toru transmisyjnego z korekcją Viterbiego oraz usytuowanie kodera i dekodera w torze transmisyjnym przedstawia schemat blokowy zamieszczony poniżej.



Rys. 10.14. Schemat blokowy toru transmisyjnego z korekcją Viterbiego.

| Kod oryginalny | | | Wskaźnik kodu (CR) | | | | | | | | | |
|----------------|--------------------|--------------------|--|----------------|--|----------------|--|----------------|--|----------------|--|----------------|
| Parametry | | | 1/2 | | 2/3 | | 3/4 | | 5/6 | | 7/8 | |
| L | G ₀ | G ₁ | Wzór | d _f | Wzór | d _f | Wzór | d _f | Wzór | d _f | Wzór | d _f |
| 7 | 171 _{oct} | 133 _{oct} | X=a Y=a I=X ₁ Q=Y ₁ | 10 | X=ab Y=aa I=X ₁ Y ₂ Y ₃ Q=Y ₁ X ₃ Y ₄ | 6 | X=aba Y=aab I=X ₁ Y ₂ Q=Y ₁ X ₃ | 5 | X=abab Y=aaba I=X ₁ Y ₂ Y ₄ Q=Y ₁ X ₃ X ₅ | 4 | X=ababa ba Y=aaaa bab I=X ₁ Y ₂ Y ₄ Y ₆ Q=Y ₁ X ₃ X ₅ X ₇ | |

a - bit

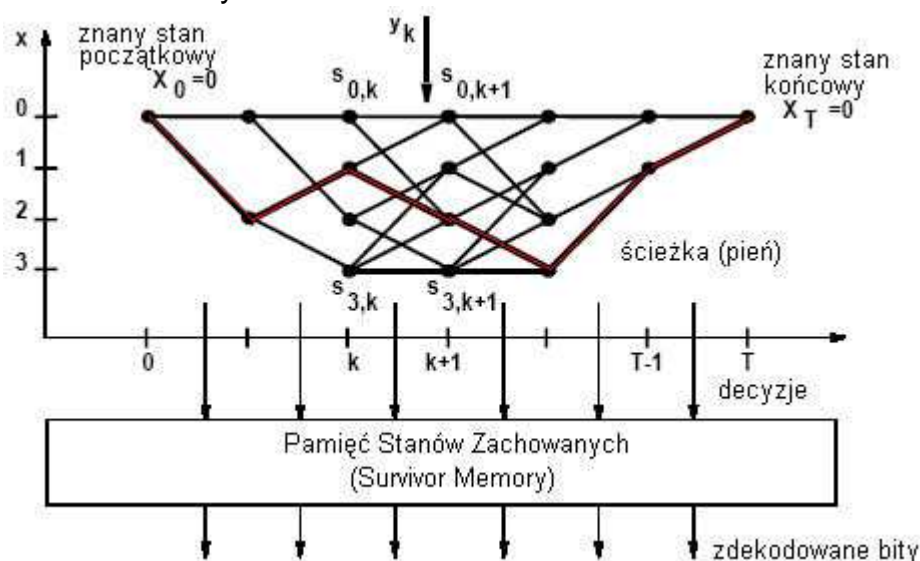
Uwag transmitowany

a: b - bit

nietransmitowany

d_f - metryka kodu

I, Q - ciągi bitów po dziurkowaniu



Korekcja Viterbiego zawodzi w przypadku błędów obejmujących długi łańcuch bitów następujących po sobie (wyładowania atmosferyczne, iskrzenia w sieci, zakłócenia od pracujących spawarek, a także uszkodzenia nośnika sygnału na dużej powierzchni, lub zaników sygnału). Zakłócenia tego typu noszą nazwę "burst errors". W celu zwiększenia odporności sygnału na zakłócenia tego typu stosuje się tak zwane przeplatanie (interleaving). Przeplatanie polega na odpowiednim rozmieszczeniu ramek sygnału w większym bloku w taki sposób, aby fragmenty długiego łańcucha bitów sygnału pojawiały się w odpowiednio dużych

odstępach czasowych.

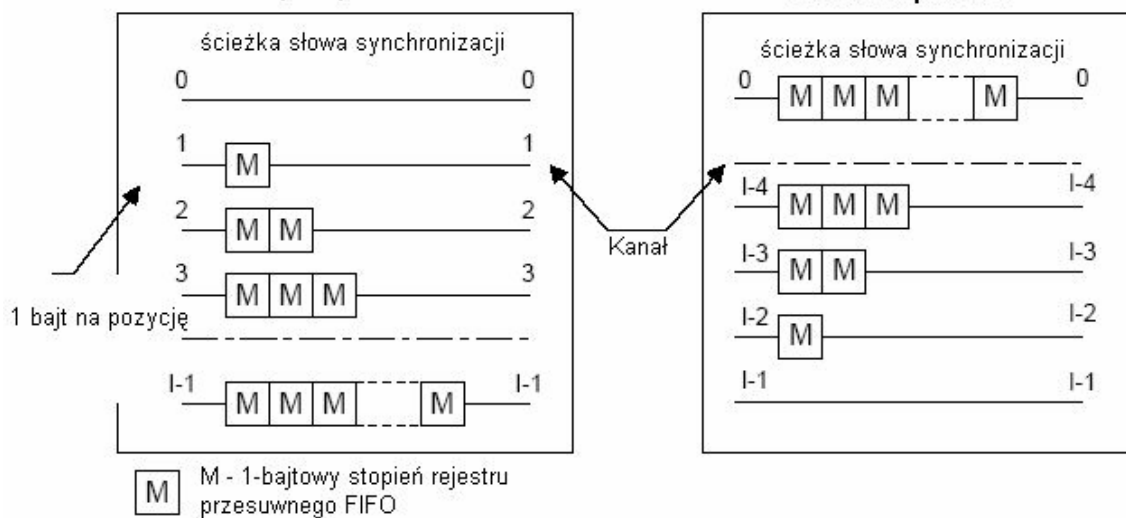
Zasadę przeplatania wyjaśnia poniższy przykład i rysunek.

Sygnal przed przeplataniem: aaaabbbbccccddddeeeeffffgggg
Sygnal po przeplataniu: abcdefgabcdefgabcdefgabcdefg
Transmisja zakłócona "burst error": abcdefgabcd----bcdefgabcdefg
Odebrany sygnal zakłócony po wykonaniu odwrotnego przeplatania:
aa-abbbbccccdddde-eef-ffg-gg



Rys. 10.18). Przykład przeplatania ramek pomiędzy dwoma pakietami.
Źródło: Wikipedia

Dokładniej zasadę działania układu przeplatania i rozplatania ilustruje rysunek poniżej.



Rys. 10.19a. Zasada przeplatania i rozplatania bajtów sygnału.

| | | | | | | | |
|---|----------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|---|
| ↓ | 0 | 8 | 16 | 14 | 32 | .. | → |
| | 1 | 9 | 17 | 25 | 33 | .. | |
| | 2 | 10 | 18 | 26 | 34 | .. | |
| | 3 | 11 | 19 | 27 | 35 | .. | |
| | 4 | 12 | 20 | 28 | 36 | .. | |
| | 5 | 13 | 21 | 29 | 37 | .. | |
| | 6 | 14 | 22 | 30 | 38 | .. | |
| | 7 | 15 | 23 | 31 | 39 | .. | |

Rys. 10.19b. Zasada przeplatania i rozplatania bajtów sygnału.

Pierwszy po synchronizacyjnym bajt trafi do pierwszego rejestru ostatniej ($l - 1$) gałęzi, natomiast ostatni bajt trafi do ostatniego rejestru pierwszej gałęzi. Rozplatanie po stronie odbiorczej odbywa się w odwrotnej kolejności.

W przypadku transmisji DAB ramka składa się z 255 bajtów (ze względu na zastosowaną korekcję Reeda - Solomona). Aby zachować cykliczność, stosuje się ilość gałęzi $l = 8$ złożonych z 8-miu 1-bajtowych rejestrów przesuwanych FIFO. Bajt synchronizacji nie podlega przeplataniu i jest zawsze kierowany do gałęzi nr 0. Pozostałe 254 bajty są przeplatane zgodnie ze schematem pokazanym powyżej.

Gdy poziom zakłóceń typu "burst" jest tak duży, że przeplatanie nie daje pożądanego efektów, w celu dalszego zmniejszenia wskaźnika BER stosuje się dodatkowo przed przeplataniem korekcję w układzie *Reeda - Solomona*.

W przypadku modulacji QAM stosowanej w transmisji kablowej stosuje się jedynie korekcję Reeda - Solomona.

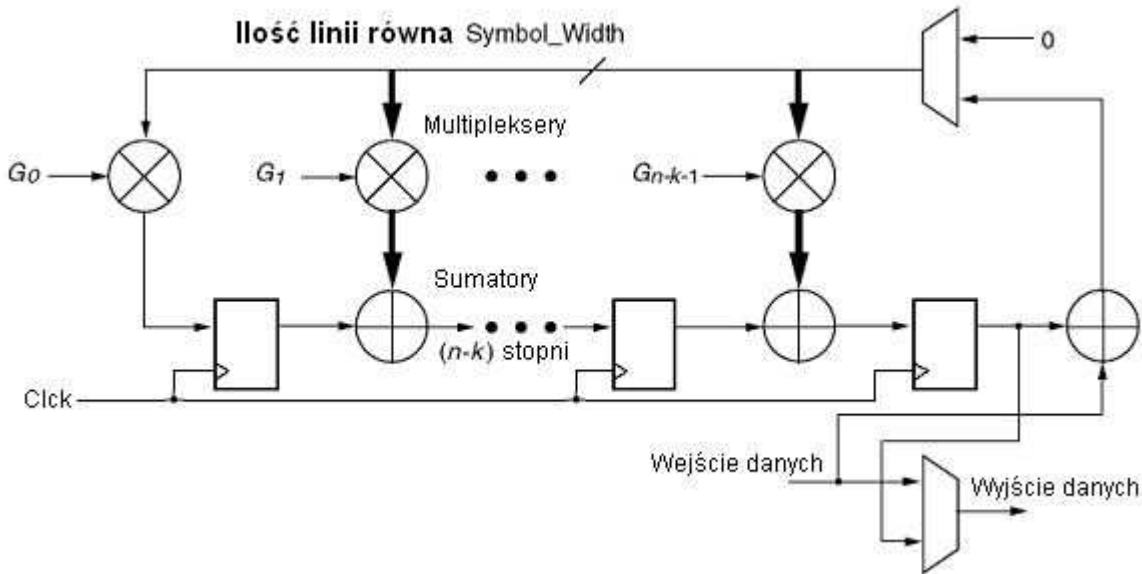
Po stronie nadawczej strumień danych uzyskany na wyjściu kodera Viterbiego modyfikuje się zgodnie z ustalonym algorytmem, który na końcu danego ciągu bitów dodaje odpowiednią ilość dodatkowych bajtów, zwanych bajtami parzystości.



Irving S. Reed and Gustave Solomon

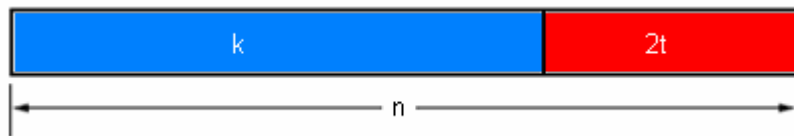
Zasada działania enkodera polega na wytworzeniu takiego słowa kodowego zawierającego n bajtów (w tym r bajtów korekcyjnych), które dzieli się bez reszty przez pewien znany wielomian. Wartości bajtów korekcyjnych zależą od wartości współczynników określonych wielomianów. Dany kod Reeda - Solomona określają dwa wielomiany: wielomian pola $f(x)$ i wielomian generatora kodu $g(x)$. Poniższy rysunek przedstawia uproszczony schemat funkcjonalny enkodera Reeda Solomona. Wielkości $G_0, G_1, \dots, G_{n-k-1}$ przedstawione na tym schemacie są współczynnikami wielomianu $g(x)$. Obliczenia wykonuje się dla ciągu bajtów zwanego *symbolem* (nie należy mylić ze znaczeniem symbolu używanego w przypadku modulacji

kanalowej). Ilość bajtów s tworzących symbol nazywana jest szerokością symbolu (Symbol Width). Pomiedzy długością słowa kodowego i szerokością symbolu istnieje związek: $n = 2^s - 1$.



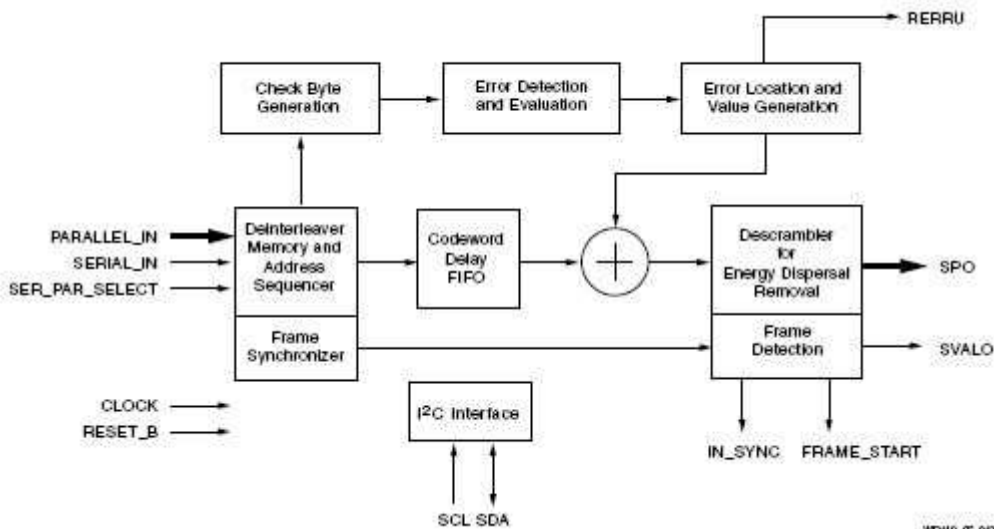
Rys. 10.20. Uproszczony schemat funkcjonalny enkodera Reeda Solomona firmy Xilinx.

Jak wspomniano wyżej, słowo kodowe otrzymywane na wyjściu enkodera (Code Word) składa się z n bajtów, z których k to bajty danych (informacyjne), natomiast $r = 2t$, bajty korekcyjne dołączane na końcu. Symbole korekcyjne są obliczone w taki sposób, aby wielomian $c(x)$ odpowiadający słowu kodowemu dzielił się bez reszty przez wielomian $g(x)$. Oznacza to, że obydwa wielomiany mają takie same miejsca zerowe.



Rys. 10.21. Struktura słowa kodowego (Code Word) na wyjściu enkodera RS.

W odbiorniku umieszcza się (w przypadku odbiornika stacji naziemnej lub satelitarnej - po korekcji Viterbiego) dekodery Reeda Solomona. Poniżej przedstawiono uproszczony schemat blokowy.



Rys. 10.22. Uproszczony schemat funkcjonalny dekodera Reeda Solomona firmy Xilinx realizowany jako rdzeń FPGA.

Obecnie używana technologia kodowania RS z odpowiednio dobranymi parametrami, stosowana w specjalnych przypadkach, umożliwia korektę nawet 4000 kolejnych bitów.

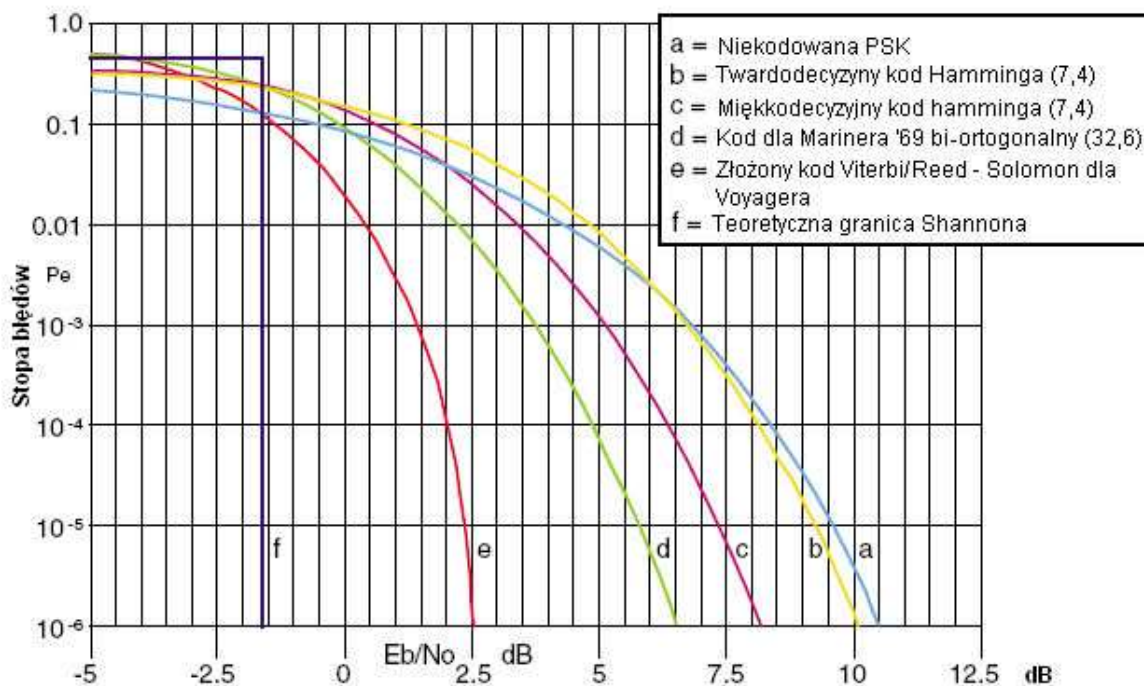
W układzie wykonuje się operację dzielenia wielomianu $c(x)$ przez wielomian $g(x)$. Jeżeli reszta z dzielenia wynosi zero, oznacza to, że w dekodowanym słowie nie ma bajtów zawierających błędy. W przeciwnym przypadku reszta służy do obliczenia (zlokalizowania) miejsc w których wystąpiły błędy, a następnie do ich korekty. W praktyce stosuje się prostsze algorytmy obliczeń, wykorzystujące własności rachunku macierzowego i właściwości liczb w zapisie binarnym. Schemat działania *dekodera Reeda* -

Solomona pokazano na rysunku 10.22. Dekoder Reeda - Salomona może wyeliminować błąd seryjny (burst error) obejmujący nie więcej niż $t = r/2 = (n - k)/2$ bajtów. Jeśli ciąg błędnych bajtów przekracza wartość t , fakt ten jest sygnalizowany na odpowiednim wyjściu dekodera. W przypadku odbiorników radiowych (a także telewizyjnych) nie przerywa to dalszego przetwarzania strumienia bitów. Można natomiast zastosować metody aproksymacji lub wyciszenia.

Zgodnie ze specyfikacją obowiązującą dla systemu DAB enkodery i dekodery RS charakteryzują się następującymi parametrami technicznymi:

- szerokość symbolu s 8 bitów
- długość słowa kodowego n 255 bajtów
- ilość bajtów korekcyjnych k 32
- ilość bajtów informacyjnych 223
- zdolność poprawy błędów 16 symbolów
- wielomian pola $f(x)$ $x^8 + x^7 + x^2 + x + 1$
- wielomian generatora $g(x)$ $(x + a^{120})(x + a^{121}) \dots (x + a^{120 + (2t - 1)})$, gdzie $a = 2$ w zapisie heksadecymalnym.

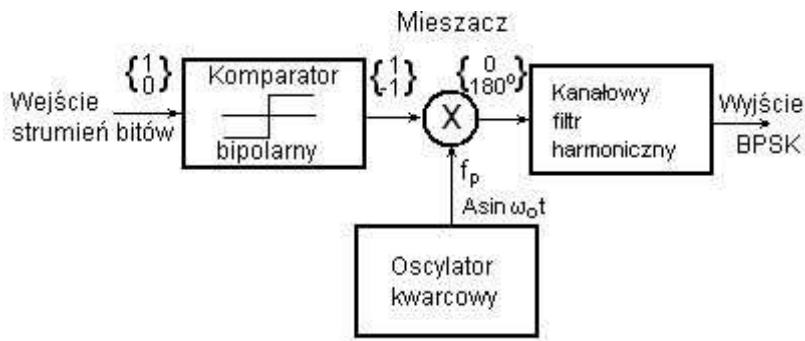
Dzięki zastosowaniu operacji korekcji błędów (możliwej przez wprowadzenie nadmiarowej informacji) uzyskujemy znaczny wzrost czułości odbiorników cyfrowych. Na poniższym rysunku przedstawiono kilka wykresów zależności stopy błędów BER od poziomu sygnału wejściowego (energii bitów) w stosunku do szumu jednostkowego.



Rys. 10.23. Porównanie poziomów stosunku energii sygnału cyfrowego z zastosowaniem różnych kodów korekcyjnych do energii szumu koniecznych do zapewnienia wymaganej stopy błędów.

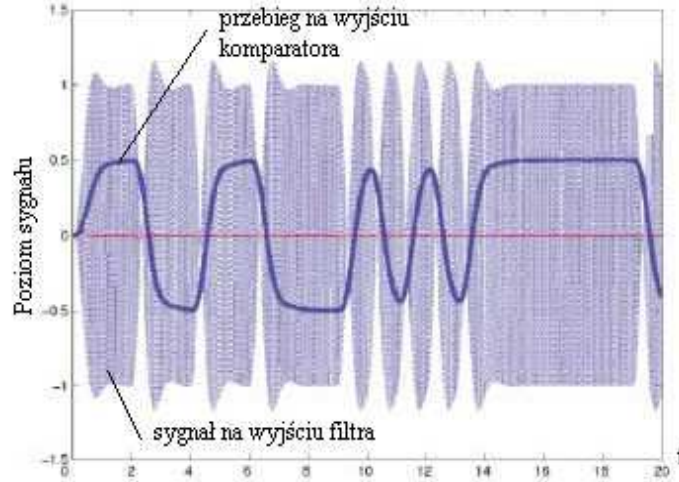
Na rysunku powyżej E_b oznacza średnią moc bitu, natomiast N_0 jest gęstością widmową szumu (energiją szumu w paśmie 1 Hz). Dla transmisji o szybkości równej r_b oraz dwuwstęgowej emisji radiowej i przy założeniu, że sygnał binarny jest wydzielany idealnym filtrem o górnej częstotliwości równej $0,5 r_b$, pomiędzy wielkościami S/N i E_b/N_0 istnieje zależność: $S/N = 2E_b/N_0$.

Jak wspomniano wyżej, po zastosowaniu w nadajniku kodowania umożliwiającego zmniejszenie stopy błędów wniesionych do sygnału w kanale transmisyjnym, stosuje się modulację kanałową. Poniżej przedstawiono układy koderów i dekodekerek kanałowych oraz opisano zasadę ich działania. W przypadku często stosowanej w cyfrowych transmisjach modulacji BPSK bipolarnej (np. stosowanej w przypadku S/PDIF), stosuje się modulator fazowy, którego schemat blokowy przedstawia poniższy rysunek.



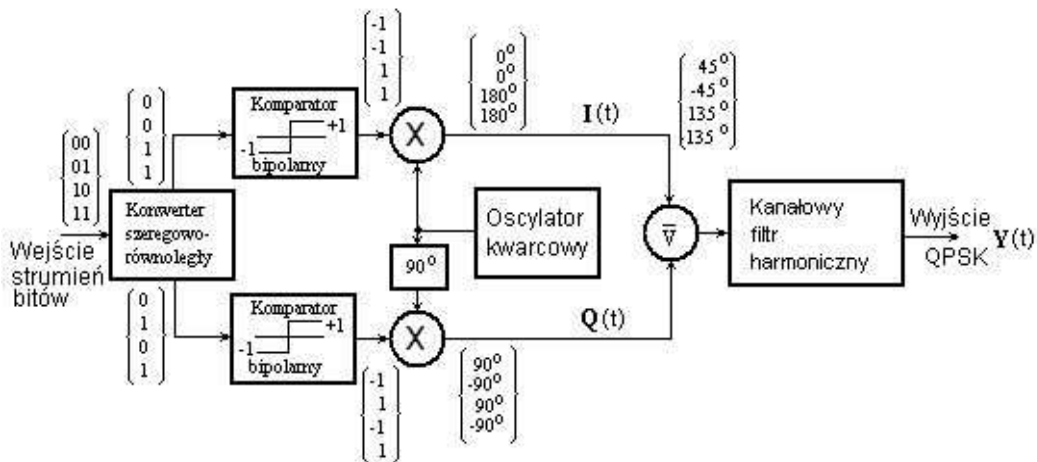
Rys. 10.24. Schemat blokowy modulatora BPSK.

Na wyjściu modulatora otrzymuje się przebieg jak na rysunku poniżej.



Rys. 10.25. Przebiegi sygnałów w układzie modulatora BPSK.

Typowym układem modulatora kanałowego stosowanego do modulacji QPSK i QAM jest modulator kwadraturowy, którego schemat przedstawiono na rysunku zamieszczonym poniżej.



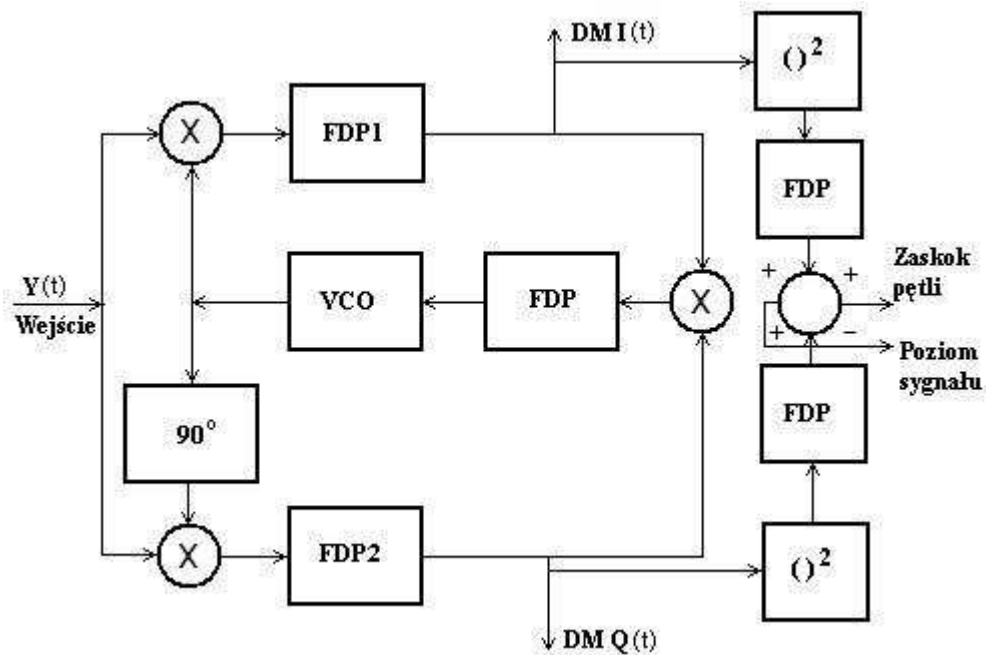
Rys. 10.26. Schemat blokowy modulatora QPSK.

Wejściowy strumień binarny jest rozdzielany w konwerterze na dwa strumienie: bitów nieparzystych (1, 3, 5, ...) i bitów parzystych (2, 4, 6, ...). Na wyjściach konwertera znajdują się bipolarne konwertery zamieniające zerowe bity na napięcie o ujemnej wartości. Bity o wartości 1 zamieniane są na napięcie o dodatniej wartości. Ciągi impulsów wyjściowych z konwerterów są wprowadzane na iloczynowe modulatory X. Do modulatora znajdującego się w górnej gałęzi układu doprowadza się sygnał nośny bezpośrednio z oscylatora kwarcowego, natomiast do modulatora umieszczonego w dolnej gałęzi doprowadza się sygnał nośny przesunięty w fazie o 90°. Na wyjściach modulatorów otrzymujemy, w zależności od wartości bitów, przebiegi o fazie 0° lub 180° (sygnał I(t)) oraz o fazie 90° lub -90° (sygnał Q(t)). Przebiegi te są następnie

sumowane wektorowo tworząc wypadkowy sygnał $Y(t)$. W wyniku sumowania sygnał wyjściowy przyjmuje w zależności od wartości dwóch kolejnych bitów na wejściu jedną z czterech faz: 45° , -45° , 135° lub -135° , tworząc konstelację QPSK, jak na **rysunku 10.6** (otwórz Więcej ...). Sygnał ten poddawany jest następnie filtracji za pomocą filtra pasmowego, aby odfiltrować ewentualne składowe harmoniczne powstające w procesie modulacji oraz ograniczyć szybkość narastania amplitudy w momencie zmiany fazy. przebieg wyjściowy ma wygląd podobny do pokazanego dla modulacji BPSK (zmiany fazy trudno zauważyć). Sygnał wyjściowy z modulatora może modulować częstotliwość nośną nadajnika lub być sumowanym z innymi sygnałami w modulatorze CODFM, którego sygnał wyjściowy będzie służył do modulacji częstotliwości nośnej.

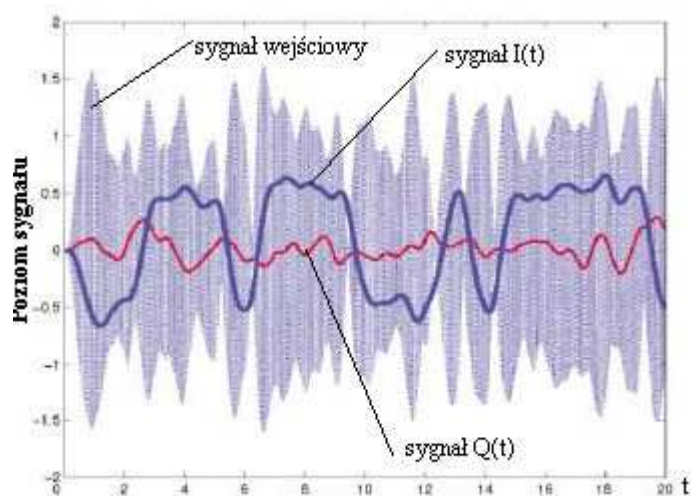
Zasada działania modulatora QAM jest bardzo podobna do zasady działania omówionego wyżej modulatora QPSK. Na wejściu modulatora znajduje się konwerter szeregowo - równoległy o pojemności rejestru odpowiadającej długości symbolu dla danej konstelacji. Dodatkowo w układzie znajdują się bloki zmiany amplitudy sygnału i odpowiednie układy przesunięcia fazy.

Istnieje kilka metod demodulacji sygnałów zmodulowanych fazowo i amplitudowo - fazowo. Do najczęściej stosowanych należy demodulator z *pętlą fazową Costasa*. Poniżej przedstawiono schemat blokowy typowego demodulatora sygnałów modulowanych fazowo - PSK (BPSK, QPSK).



Rys. 10.27. Schemat blokowy demodulatora QPSK z pętlą Costasa.

Sygnały na wejściu i wyjściu demodulatora w przypadku sygnału z modulacją BPSK mogą wyglądać jak na rysunku poniżej (porównaj z sygnałami w układzie **modulatora**).



Rys. 10.28. Sygnały w układzie demodulatora BPSK z pętlą Costasa.

W przypadku demodulacji sygnału BPSK na wyjściu I otrzymuje się przebieg zbliżony do prostokątnego, w którym napięcie dodatnie oznacza bit o wartości 1, a napięciu ujemnemu odpowiada bit o wartości 0.

Natomiast na wyjściu Q sygnał ma wartość bliską zero.

W przypadku modulacji QPSK również na wyjściu Q otrzymamy przebieg prostokątny. Skojarzenie znaków tych dwóch napięć pozwala na pobranie z pamięci pary bitów odpowiadających tym napięciom.

W przypadku modulacji 16QAM sygnały wyjściowe I oraz Q będą miały również zmieniające się poziomy amplitud. Skojarzenie znaków i amplitud sygnałów pozwala na odtworzenie właściwego czterobitowego symbolu. Układy demodulatorów 32QAM, 64QAM, 128QAM i 256 QAM działają na podobnej zasadzie, ale są znacznie bardziej rozbudowane. Ponieważ działanie układu demodulatora polega na wykonywaniu operacji mnożenia i filtrowania sygnałów, może on być zrealizowany zarówno układowo jak i programowo. **[Wiecej ...]**

Poniżej zostaną przedstawione matematyczne podstawy działania pętli Costasa.

Sygnał zmodulowany bifazowo można opisać wyrażeniem:

$$b_F(t) = B_F \cos(2\pi f_0 t + (-1)^{p(t)} \cdot \pi/2) \quad (1),$$

gdzie $b_F(t)$ – wartość chwilowa sygnału, B_F – amplituda sygnału nośnego, f_0 – częstotliwość sygnału nośnego, p jest wartością bitu (0 lub 1). Transfer bitów (Bit Rate) musi być znacznie mniejszy od częstotliwości nośnej.

Powyższe wyrażenie jest tożsame z wyrażeniem:

$$b_{F_n}(t) = (-1)^{p(t)} \cdot B_{F_n} \cos 2\pi f_0 t \quad (2)$$

W celu odzyskania przebiegu impulsowego stanowiącego ciąg symbolów (w przypadku BPSK symbole odpowiadają bitom) stosuje się demodulator synchroniczny. Przebieg o częstotliwości f_0 otrzymuje się na wyjściu generatora VCO.

Mnożąc w górnej gałęzi demodulatora (I) sygnał o przebiegu opisanym wzorem (2) przez przebieg $A \cos 2\pi f_0 t$ z generatora VCO, otrzymamy:

$$b_{F_{oI}}(t) = (-1)^{p(t)} B_{F_o} \cos 2\pi f_0 t \cdot A \cos 2\pi f_0 t = k \cdot (-1)^{p(t)} \cos^2 2\pi f_0 t, \quad (3)$$

gdzie k jest współczynnikiem proporcjonalności.

Stosując zależność: $\cos \alpha \cdot \cos \beta = \frac{1}{2} (\cos(\alpha + \beta) + \cos(\alpha - \beta))$, ponieważ $\alpha = \beta = 2\pi f_0 t$, otrzymamy:

$$b_{F_{oI}}(t) = (k/2)(-1)^{p(t)} \cdot \cos 0 + (k/2)(-1)^{p(t)} \cdot \cos 2(2\pi f_0 t) = (k/2)(-1)^{p(t)} + (k/2)(-1)^{p(t)} \cdot \cos 2(2\pi f_0 t) \quad (4)$$

W wyniku demodulacji synchronicznej otrzymujemy sumę dwóch sygnałów: przebieg impulsowy odpowiadający ciągowi bitów (wartości +1 i -1) oraz przebieg modulowany fazowo o podwojonej częstotliwości nośnej.

Jeżeli sygnał zostanie przepuszczony przez filtr dolnoprzepustowy, otrzymamy na jego wyjściu sygnał impulsowy odpowiadający wartościom ciągu bitów $(-1)^{p(t)}$.

$$DMI(t) = FDP_I[(k/2)(-1)^{p(t)} + (k/2)1^p \cdot \cos 2(2\pi f_0 t)] = K \cdot (-1)^{p(t)}, \quad (5)$$

gdzie K jest amplitudą sygnału.

Zgodnie z teorią del Shannona, aby nie występowały zniekształcenia intermodulacyjne sygnału, filtr dolnoprzepustowy winien mieć prostokątną charakterystykę, o górnej częstotliwości równej połowie szybkości transmisji bitów.

W dolnej gałęzi (Q) demodulatora sygnał odbierany (2) mnożony jest przez sygnał z generatora VCO przesunięty o 90° w stosunku do przebiegu podawanego do demodulatora w górnej gałęzi. Sygnał na wyjściu demodulatora:

$$b_{F_{oQ}}(t) = (-1)^{p(t)} B_{F_o} \cos 2\pi f_0 t \cdot A \sin 2\pi f_0 t = k \cdot (-1)^{p(t)} \cdot \cos 2\pi f_0 t \cdot \sin 2\pi f_0 t, \quad (6)$$

Korzystając z zależności: $\cos \alpha \cdot \sin \beta = \frac{1}{2} (\sin(\alpha + \beta) + \sin(\alpha - \beta))$, ponieważ $\alpha = \beta = 2\pi f_0 t$, otrzymamy:

$$b_{F_{oQ}}(t) = \frac{1}{2} k \cdot (-1)^{p(t)} \cdot (\sin 2(2\pi f_0 t) + \sin 0) = \frac{1}{2} k \cdot (-1)^{p(t)} \cdot \sin 2(2\pi f_0 t) \quad (7)$$

Jeżeli częstotliwość generatora VCO jest idealnie równa częstotliwości nośnej sygnału BPSK, na wyjściu demodulatora w gałęzi Q otrzymuje się sygnał wielkiej częstotliwości o podwojonej częstotliwości nośnej. Po przepuszczeniu sygnału przez filtr dolnoprzepustowy o identycznych własnościach jak w przypadku filtra w gałęzi I, na wyjściu otrzymamy składową stałą równą zero.

$$DMQ(t) = FDP_Q[(k/2)(-1)^{p(t)} \sin 0 + (k/2)(-1)^{p(t)} \cdot \sin 2(2\pi f_0 t)] = 0 \quad (8)$$

Jeżeli przebieg z generatora VCO ma częstotliwość i fazę nieco różną od częstotliwości nośnej f_0 , na wyjściach filtrów dolnoprzepustowych w gałęziach I oraz Q otrzymamy odpowiednio (dla uproszczenia pominiemy amplitudy sygnału):

$$b_{F_{oI}}(t) = (k/2)(-1)^{p(t)} \cdot \cos(\omega_{vco} t + \varphi_{er} - \omega_0 t) + (k/2)(-1)^{p(t)} \cdot \cos(\omega_{vco} t + \varphi_{er} + \omega_0 t)$$

$$b_{F_{oQ}}(t) = (k/2)1^{p(t)} \cdot \cos[(\omega_{vco} - \omega_0)t + \varphi_{er}] + (k/2)1^{p(t)} \cdot \cos(\omega_{vco} + \omega_0)t + \varphi_{er}, \quad (9)$$

gdzie φ_{er} jest błędem fazowym wnoszonym przez tor transmisyjny.

Po filtrze FDP1 otrzymamy:

$$DMI(t) = K \cdot (-1)^{p(t)} \cdot \cos[(\omega_{vco} - \omega_0)t + \varphi_{er}] \quad (10)$$

Analogicznie w gałęzi Q:

$$b_{F_{oQ}}(t) = \frac{1}{2} k \cdot (-1)^{p(t)} \cdot \sin[(\omega_{vco} - \omega_0)t + \varphi_{er}] + (k/2)(-1)^{p(t)} \cdot \sin(\omega_{vco} + \omega_0)t + \varphi_{er} \quad (11)$$

oraz po filtrze DPF2:

$$DMQ(t) = K \cdot (-1)^{p(t)} \cdot \sin[(\omega_{vco} - \omega_0)t + \varphi_{er}] \quad (12)$$

Sygnały $DMI(t)$ i $DMQ(t)$ są następnie mnożone na stopniu mieszacza:

$$M(t) = DMI(t) \cdot DMQ(t) = K \cdot (-1)^{p(t)} \cdot \cos[(\omega_{vco} - \omega_0)t + \varphi_{er}] \cdot K \cdot (-1)^{p(t)} \cdot \sin[(\omega_{vco} - \omega_0)t + \varphi_{er}]$$

$$M(t) = K^2 \cdot ((-1)^{p(t)})^2 \cdot \cos[(\omega_{vco} - \omega_0)t + \varphi_{er}] \cdot \sin[(\omega_{vco} - \omega_0)t + \varphi_{er}] \quad (13)$$

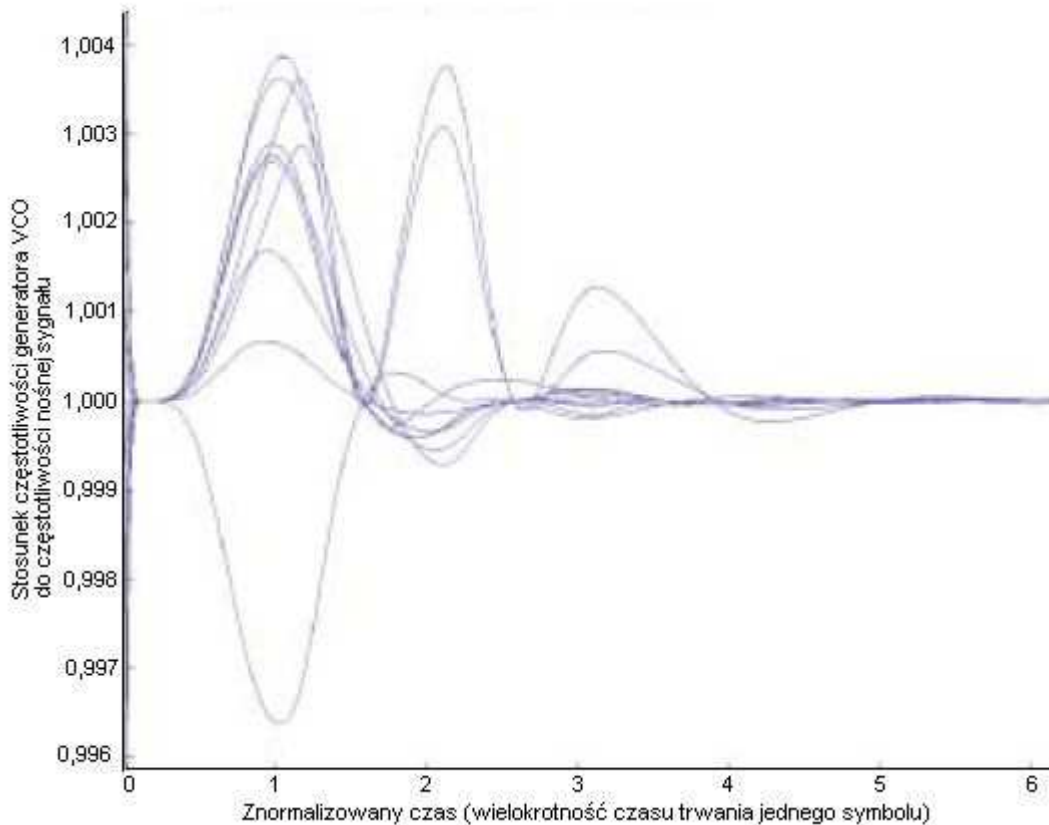
Amplituda sygnału na wyjściu mieszacza ma stałą wartość, a faza sygnału nie zmienia się $(\pm 1)^2 = 1$.

Przekształcając iloczyn $\cos\alpha \cdot \sin\beta$, otrzymamy:

$$M(t) = \frac{1}{2}A\{\sin 2[(\omega_{VCO} - \omega_0)t + \varphi_{er}] + \sin 0\} = a \sin 2[(\omega_{VCO} - \omega_0)t + \varphi_{er}] \quad (14)$$

Jeśli sygnał na wejściu demodulatora ma amplitudę B_{F0} , to po uwzględnieniu wszystkich przekształceń, amplituda wyjściowa sygnału błędów na wyjściu filtra FDP przed generatorem VCO wyniesie $a = -B_{F0}/8$. Wartość amplitudy nie ma jednak praktycznego znaczenia.

Na wyjściu filtra FDP otrzymujemy składową wolnozmienną o częstotliwości $f_{VCO} - f_0$ o fazie początkowej równej błędowi fazy wnoszonemu przez cały tor transmisyjny. Przebieg częstotliwości generatora w trakcie synchronizowania wynika z przypadkowych wartości różnicy częstotliwości generatora VCO i początkowej różnicy faz między przebiegiem odbieranym i generatora VCO w momencie włączenia odbiornika. Na rysunku poniżej pokazano kilka możliwych przebiegów sygnału błędów po włączeniu układu.



Rys. 10.28. Przebiegi częstotliwości generatora VCO w czasie synchronizowania pętli Costasa.

Pętla Costasa powoduje, że częstotliwość i faza generatora nadąża za częstotliwością i fazą sygnału odbieranego, podobnie jak w przypadku klasycznej pętli PLL. Różnica polega na fakcie, że w przypadku pętli PLL synchronizacja występuje gdy $\Delta\varphi = 90^\circ$, natomiast w przypadku pętli Costasa, gdy $\Delta\varphi = 0$. Ponieważ błąd na wyjściu filtra FDP zmienia się z podwójną różnicą częstotliwości, synchronizacja pętli występuje w punktach: dla $\Delta\varphi = 0$ oraz dla $\Delta\varphi = \pm 2n \cdot 180^\circ$, $n = 1, 2, 3 \dots$. Dzięki tej właściwości, generator VCO jest synchronizowany zarówno fazowo jak i częstotliwościowo.

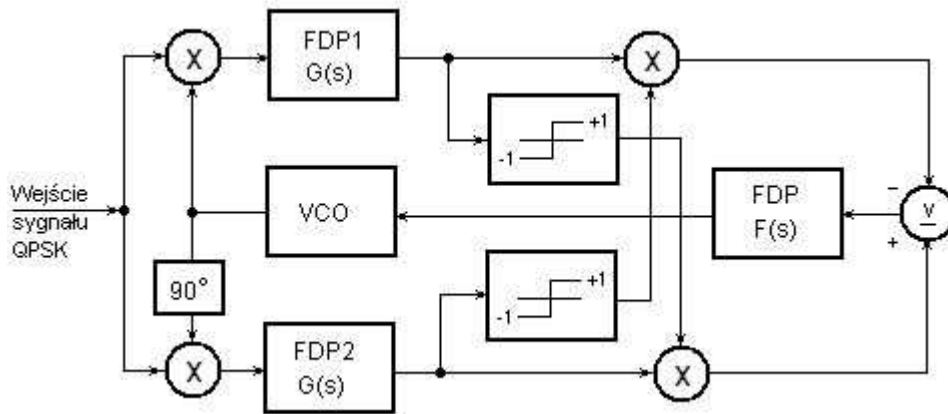
Można z łatwością wykazać, że suma podniesionych do kwadratu sygnałów DMI(t) i DMQ(t) może służyć do wysterowania wskaźnika poziomu sygnału i do automatycznej regulacji wzmocnienia tunera, natomiast różnica podniesionych do kwadratu sygnałów może służyć jako wskaźnik zaskoku pętli Costasa (różnica ta dąży do zera w przypadku synchronizacji).

Ten sam układ demodulatora, przedstawiony wyżej na rys. 10.27. może służyć do demodulacji sygnałów QPSK i 16QAM. W tym przypadku sygnał DMI(t) jest opisany wyrażeniem (5), gdzie p jest wartością pierwszego bitu symbolu (0 lub 1), natomiast sygnał:

$DMQ(t) = FDP_Q[(k/2)(-1)^{q(t)} \sin 90^\circ + (k/2)(-1)^{q(t)} \cdot \sin 2(2\pi f_0 t + 90^\circ)] = (k/2) \cdot (-1)^{q(t)}$, gdzie q jest wartością drugiego bitu symbolu (0 lub 1).

Można łatwo wykazać, że iloczyn DMI(t) · DMQ(t) również w tym przypadku dąży do zera.

Polepszenie własności pętli Costasa można uzyskać modyfikując układ przez wprowadzenie ograniczników amplitudy, jak na rysunku. Układ taki nosi nazwę pętli Costasa z twardym ograniczaniem.



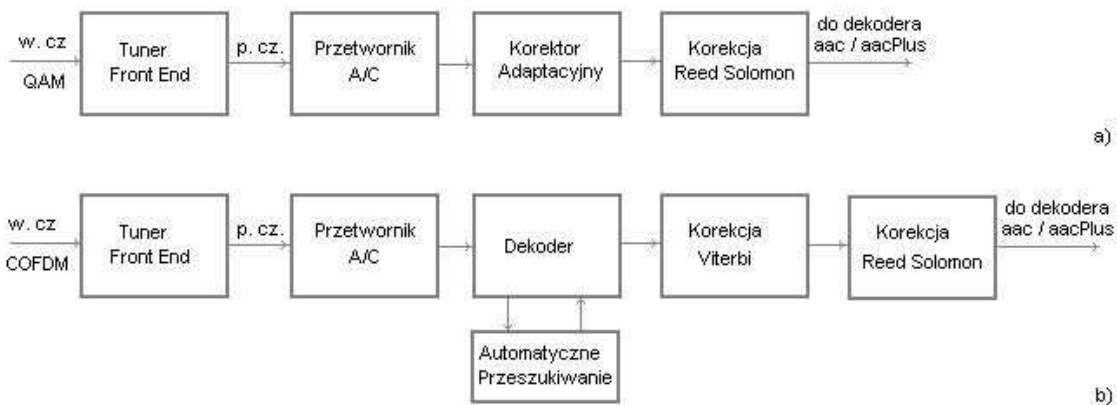
Rys. 10.29. Układ zmodyfikowanej pętli Costasa (z twardym ograniczeniem) w demodulatorze QPSK.

W zmodyfikowanym układzie znajdują się dwa Układy mnożenia sygnałów $DMI(t) \cdot DMQ(t)$, w których jeden z sygnałów ma ograniczoną amplitudę. Następnie od iloczynu z gałęzi Q odejmuje się iloczyn z gałęzi I. Czytelnik z łatwością wykona samodzielnie odpowiednie działania matematyczne i wyciągnie wnioski dotyczące poprawy działania układu.

W przypadku sygnału 16QAM również amplitudy przebiegów $DMI(t)$ oraz $DMQ(t)$ będą się zmieniać w zależności od wartości trzeciego i czwartego bitu symbolu. Nie można w tym przypadku stosować ograniczników, jak w przypadku demodulatora QPSK.

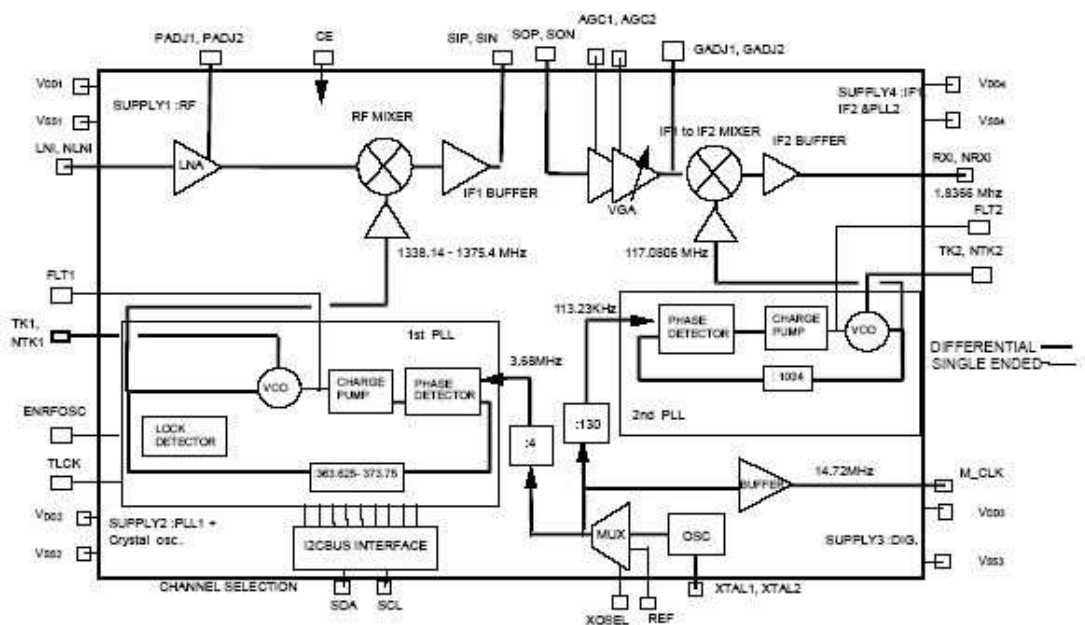
Dalsze, dość złożone układy, których omówienie pominiemy, służą do odzyskania z ciągu symbolów z wyjść demodulatora impulsów czasowych, koniecznych do dalszego przetwarzania sygnałów.

Poniżej przedstawiono zasadniczy schemat blokowy odbiornika radiofonii kablowej (a) i naziemnej lub satelitarnej (b).



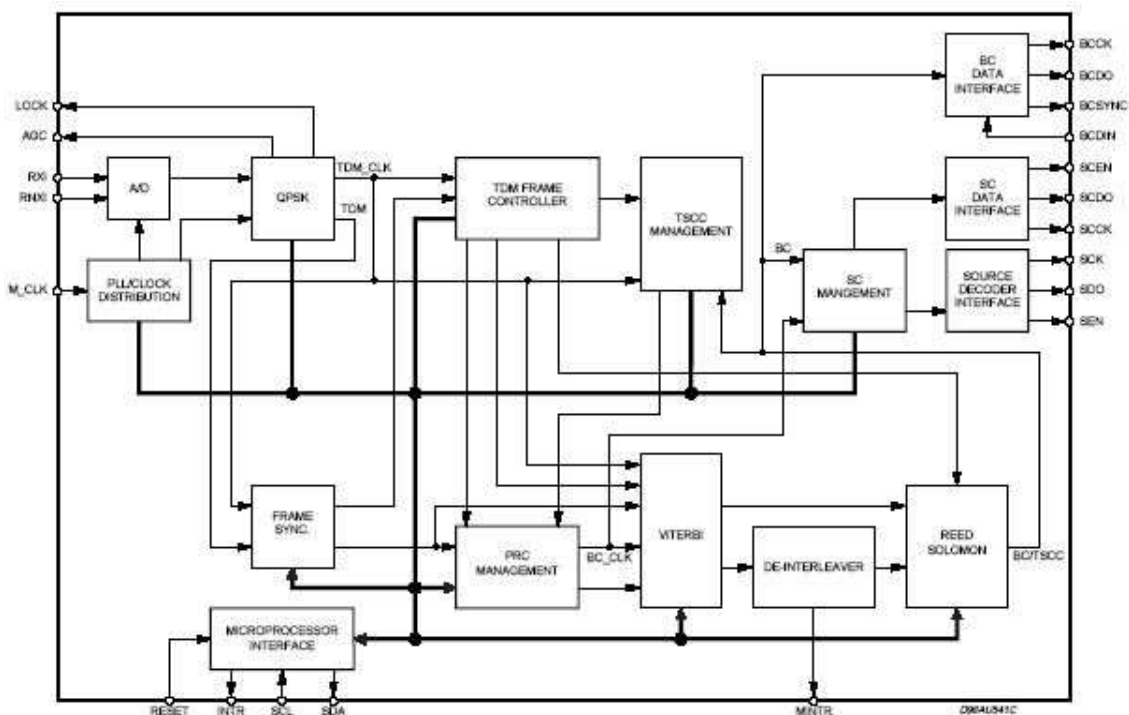
Rys. 10.30b). Zasadniczy schemat blokowy odbiornika radiofonii kablowej (a) oraz radiofonii naziemnej i satelitarnej (b).

Cyfrowy odbiornik radiowy w wersji b) można zbudować w oparciu o trzy podstawowe układy scalone: układ zawierający część odbiorczą w. cz. (tuner front end), układ dekodera kanałowego i układ dekodera źródłowego. Przykład tunera stanowi układ scalony STA001, którego schemat blokowy przedstawiono poniżej.



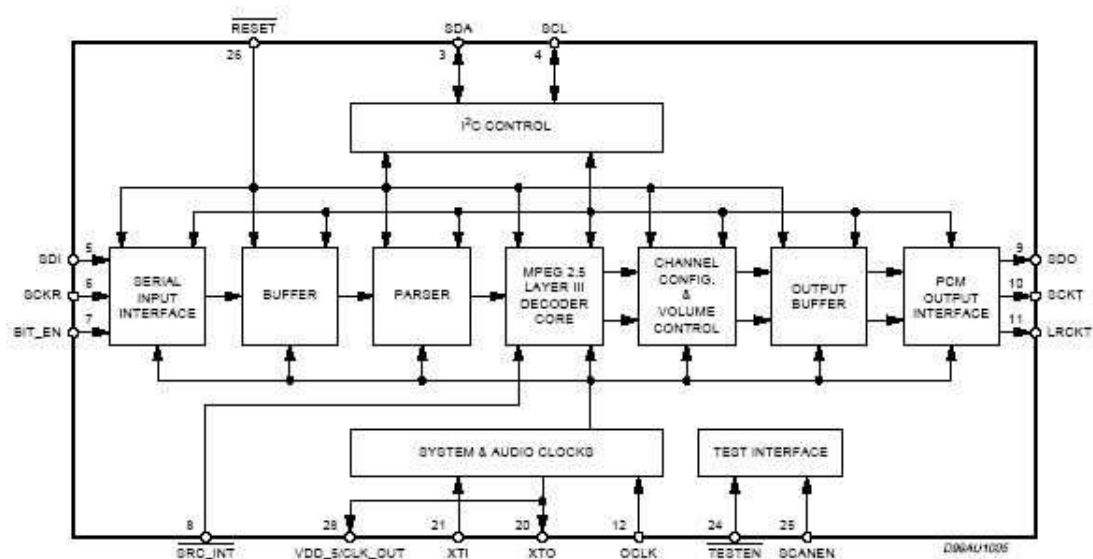
Rys. 10.31. Schemat blokowy tunera STA001 do odbioru satelitarnych programów cyfrowych audio.

Poniżej przedstawiono schemat blokowy dekodera kanałowego zawierającego wszystkie układy omówione wyżej. Jest to procesor STA002 firmy STARMAN™. Układ zawiera dekodery QPSK, układ korekcji Viterbiego, układ odwrotnego przeplatania i dekodery Reeda Solomona.



Rys. 10.32. Schemat blokowy dekodera kanałowego STA002

Układ scalony STA003 jest dekoderym źródłowym. Rolą dekodera źródłowego jest przekształcenie informacji skompresowanej w systemie mp2 lub innym na ciągi impulsów PCM, które za pomocą przetworników C/A (DAC) mogą być przekształcone na sygnały audio.



Rys. 10.33. Dekoder źródłowy na układzie scalonym STA003.

Na podstawie własności omówionych wyżej systemów cyfrowej transmisji dźwięku łatwo zauważyć przewagę systemu DAB z zastosowaniem modulacji COFDM nad systemami radiofonii analogowej zarówno w aspekcie wykorzystania spektrum częstotliwości jak i w aspekcie ekonomicznym. Zamiana istniejącej sieci analogowych nadajników FM na mniejszą ilość nadajników cyfrowych w systemie DAB wymaga jednak nowego rozdziału spektrum częstotliwości. Dlatego też format DAB stosuje się w pasmach III oraz L. Dotychczasowy zakres UKF CCIR po likwidacji stacji UKF FM będzie sukcesywnie przekazywany służbom publicznym.

Zakresy i mody częstotliwości objętych programem DAB Eureka 147

- Zakres III: DAB – pasmo częstotliwości 174–240 MHz
 - 5A 174.928 MHz
 - 5B 176.640 MHz
 - 5C 178.352 MHz
 - 5D 180.064 MHz
 - 6A 181.936 MHz
 - 6B 183.648 MHz
 - 6C 185.360 MHz
 - 6D 187.072 MHz
 - 7A 188.928 MHz
 - 7B 190.640 MHz
 - 7C 192.352 MHz
 - 7D 194.064 MHz
 - 8A 195.936 MHz
 - 8B 197.648 MHz
 - 8C 199.360 MHz
 - 8D 201.072 MHz
 - 9A 201.928 MHz
 - 9B 204.640 MHz
 - 9C 206.352 MHz
 - 9D 208.064 MHz
 - 10N 210.096 MHz
 - 10A 209.936 MHz
 - 10B 211.648 MHz
 - 10C 213.360 MHz
 - 10D 215.072 MHz
 - 11A 216.928 MHz
 - 11N 217.088 MHz
 - 11B 218.640 MHz
 - 11C 220.352 MHz
 - 11D 222.064 MHz
 - 12A 223.936 MHz
 - 12N 224.096 MHz
 - 12B 225.648 MHz
 - 12C 227.360 MHz
 - 12D 229.072 MHz

- 13A 230.784 MHz
- 13B 232.496 MHz
- 13C 234.208 MHz
- 13D 235.776 MHz
- 13E 237.488 MHz
- 13F 239.200 MHz
- Zakres L: DAB – pasmo częstotliwości 1452–1492 MHz
 - T-DAB (naziemne)
 - LA 1452.960 MHz
 - LB 1454.672 MHz
 - LC 1456.384 MHz
 - LD 1458.096 MHz
 - LE 1459.808 MHz
 - LF 1461.520 MHz
 - LG 1463.232 MHz
 - LH 1464.944 MHz
 - LI 1466.656 MHz
 - LJ 1468.368 MHz
 - LK 1470.080 MHz
 - LL 1471.792 MHz
 - LM 1473.504 MHz
 - LN 1475.216 MHz
 - LO 1476.928 MHz
 - LP 1478.640 MHz
 - S-DAB (satelitarne)
 - LQ 1480.352 MHz
 - LR 1482.064 MHz
 - LS 1483.776 MHz
 - LT 1485.488 MHz
 - LU 1487.200 MHz
 - LV 1488.912 MHz
 - LW 1490.624 MHz

Tabela parametrów opisujących mody emisji DAB:

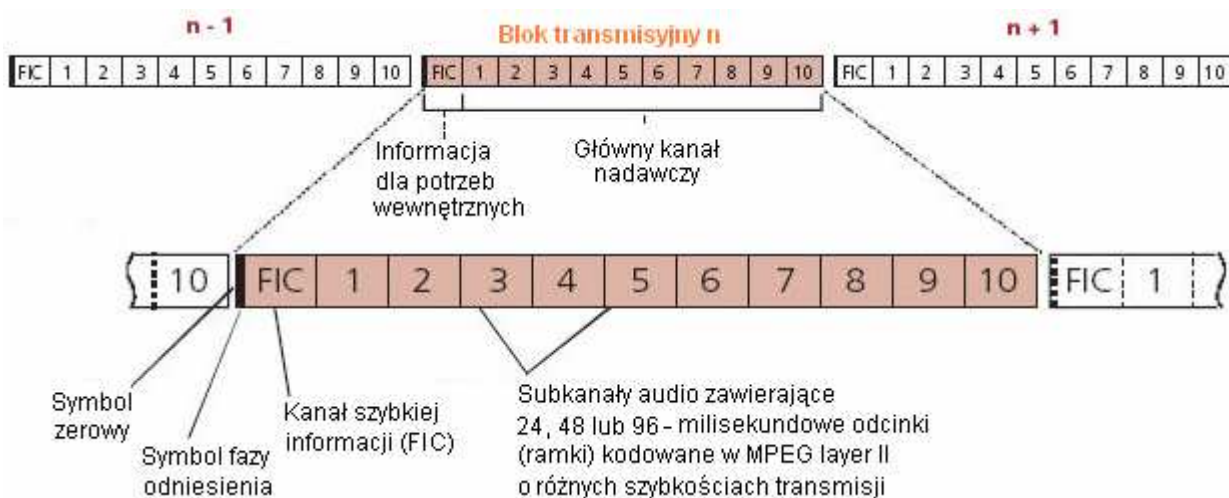
| Parametry | | Mod | | | |
|----------------|--|---------------|----------|----------|------|
| | | I | II | III | IV |
| S | Ilość symbolów w ramce | 76 | 76 | 15 3 | 76 |
| K | Ilość podnośnych na symbol | 15 36 | 38 4 | 19 2 | 768 |
| N | Wielkość (ilość punktów) FFT (szybkiej transformaty Fouriera) | 20 48 | 51 2 | 25 6 | 1024 |
| T _s | Całkowity czas trwania symbolu [μs] | ~1 24 6 | ~3 12 | ~1 56 | ~623 |
| T _u | Czas trwania symbolu użytkowego [μs] | 10 00 | 25 0 | 12 5 | 500 |
| T _g | Interwał ochronny [μs] | ~2 46 | ~6 2 | ~3 1 | ~123 |
| T _F | Czas trwania ramki [ms] | 96 | 24 | 24 | 48 |

Mody DAB I, II, III i IV: są modami specyficznymi dla danego obszaru. Jeśli odbiornik jest przeznaczony do użytku na całym świecie, musi być wyposażony we wszystkie 4 mody:

- Mod I dla zakresu III, stacje naziemne
- Mod II dla zakresu L, stacje naziemne i satelitarne
- Mod III dla częstotliwości poniżej 3 GHz, stacje naziemne i satelitarne
- Mod IV dla zakresu L, stacje naziemne i satelitarne

Pasmo L nie nadaje się do transmisji do szybkich obiektów ruchomych, ponieważ przy szybkości około 100 km/h i powyżej występuje efekt Dopplera uniemożliwiający prawidłowy odbiór. To samo dotyczy pasma S przy znacznie mniejszych prędkościach.

Poniżej przedstawiono strukturę bloku sygnału DAB. W zależności od modu transmisji poszczególne odcinki czasowe mają wartości podane w powyższej tabeli.



Struktura bloku sygnału DAB

Na ilustracjach poniżej pokazano wygląd urządzeń zewnętrznych i aparatury nadawczej wewnątrz pomieszczenia nadajnika DAB-T nadającego pakiet programów cyfrowych w miejscowości Penegal w południowym Tyrolu w Niemczech. Dynamiczną prezentację tego nadajnika i kilku innych można zobaczyć na stronie sieci [RAS](#).



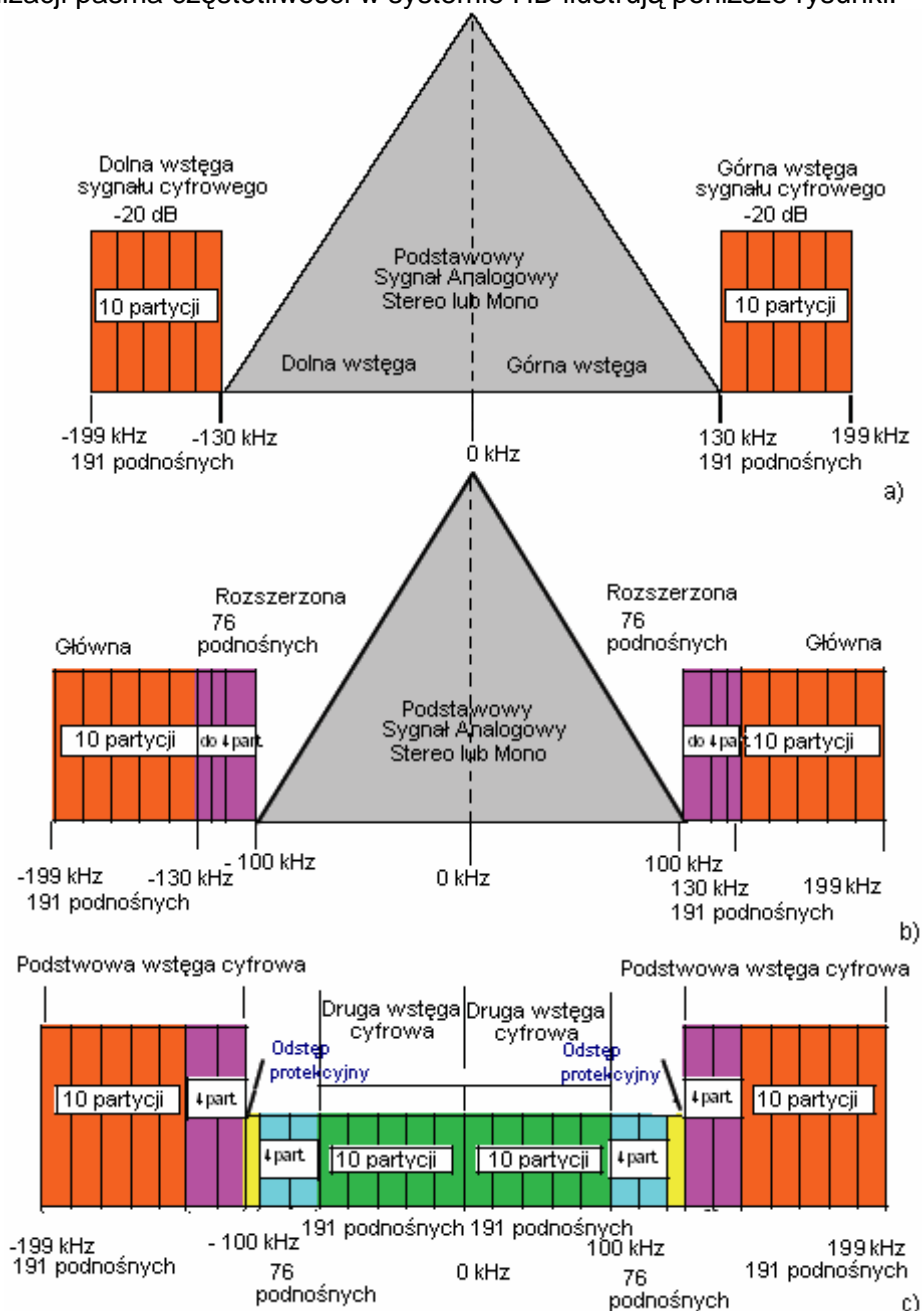
Rys. 10.34. Aparatura nadawcza jednej z cyfrowych stacji radiowych nadających w formacie DAB-T należących do sieci RAS (Rundfunk-Anstalt Südtirol) w Penegal w Południowym Tyrolu w Niemczech.

W 1991 roku w USA powstał program uruchomienia radiofonii cyfrowej nazwany IBOC HD Radio (In-Band On-Channel High Definition Radio, czyli - Pasmowo - Kanałowe Radio Wysokiej Rozdzielczości).

W 2000 roku powstało konsorcjum iBiquity Digital Corporation, które opracowało system radiofonii HD Radio, zaakceptowany przez Federalny Komitet Komunikacji USA (Federal Communications Commission - F.C.C.). Wdrożenie programu przewidziano w dwóch etapach. W pierwszym etapie system HD Radio umożliwia równoległe nadawanie programu analogowego stereo lub mono i programów cyfrowych z towarzyszącą informacją tekstową lub graficzną na wspólnej częstotliwości nośnej. System taki nosi nazwę *simulcast*. W etapie tym można zastosować dwie wersje systemu: podstawową i rozszerzoną.

W drugim etapie w miejsce likwidowanego programu analogowego wprowadza się kolejne pasmo programów cyfrowych. System pozwala na użytkowanie istniejących odbiorników analogowych aż do ich naturalnego (lub moralnego) zużycia.

Zasadę organizacji pasma częstotliwości w systemie HD ilustrują poniższe rysunki.



Rys. 10.35. Organizacja pasma częstotliwości w systemie HD.

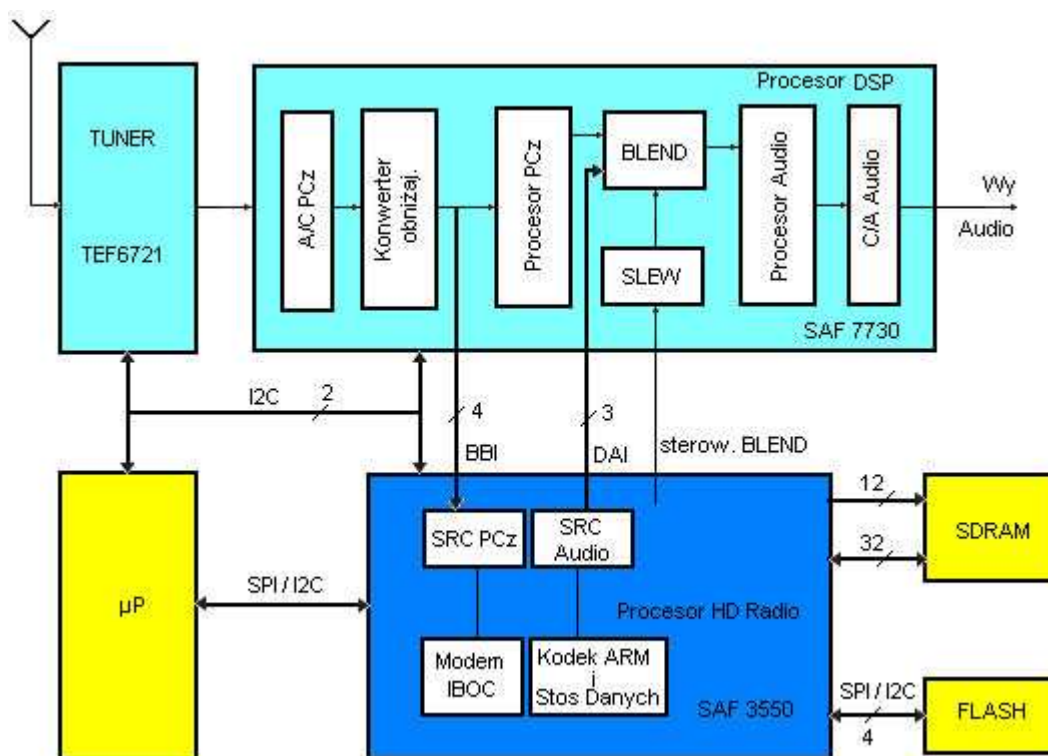
W 2002 roku firma Broadcast Electronics Inc. rozpoczęła produkcję sprzętu nadawczego, a w ciągu następných dwóch lat rozwinął się rynek odbiorników radiowych wyposażonych w dekodery HD Radio.

System HD Radio jest systemem uniwersalnym, zapewniającym kompatybilność z analogowymi odbiornikami UKF. Jest to system bardzo elastyczny. Odpowiednie sformatowanie cyfrowych partycji umożliwia nadawanie programów radiowych we wszystkich istniejących formatach oraz dowolnych danych cyfrowych. Główną przeszkodę w jego wdrożeniu w krajach europejskich stanowi konieczność nowego rozdziału spektrum częstotliwości na zakresach UKF, ponieważ istniejący odstęp między kanałami sąsiednich stacji wynoszący obecnie 300 kHz należałoby zwiększyć do 400 kHz.

Praktyczną realizację HD Radio przedstawia konstrukcja firmy Philips oparta o procesor SAF3550.

Odbiornik wyposażony w wymieniony procesor, współpracujący z procesorem DSP typu SAF7730, zapewnia odbiór cyfrowych programów AM i FM, umożliwiając nadawcy jednoczesną emisję programu w wersji analogowej i cyfrowej.

Poniżej przedstawiono uproszczony schemat blokowy odbiornika HD Radio Procesor SAF3550 jest oparty na jądrze znanego mikroprocesora Philipsa, ARM946.



Rys. 10.36. Uproszczony schemat blokowy odbiornika HD Radio.

Na świecie wdrożono ponadto kilka innych systemów radiofonii cyfrowej, takich jak XMS Radio w USA, wspomniany wyżej Digital Radio Mondiale - **DRM** (o światowym zasięgu) opracowany w Instytucie Fraunhoffera w Niemczech i Deutsche Welle, **WorldSpace**, Media Star i inne.

System DRM w Europie obejmuje duże obszary Austrii, Niemiec, Francji i Wielkiej Brytanii, sięgając wybrzeży Skandynawii. Zasięg nadajników, dzięki wykorzystaniu pasma fal krótkich (do 30 MHz), jest bardzo duży, np. nadajnik zlokalizowany w Austrii jest dobrze słyszalny nawet w Norwegii.

Wdrożenie tych systemów wystawiło na krytykę założenia systemu DAB Eureka 147, gdyż niektóre z nich umożliwiają wielokrotnie lepsze wykorzystanie spektrum częstotliwości i wielokrotne obniżenie kosztów ponoszonych przez właścicieli programów radiowych. Przykładowo, we wprowadzonym w USA systemie XMS Radio do systemu DAB wprowadzono omówiony wcześniej **format aacPlus**. Dlatego też trwają prace mające na celu modernizację systemu Eureka 147 DAB.

Poniżej przedstawiono wygląd typowego odbiornika DAB-S przystosowanego do odbioru programów cyfrowych satelitarnej sieci XM Satellite Radio w USA.



w samochodzie



w domu



na wczasach



Rys. 10.37. Wygląd i możliwości użytkowania odbiornika satelitarnej sieci XM Satellite Radio Różne wykonania odbiorników XM Radio

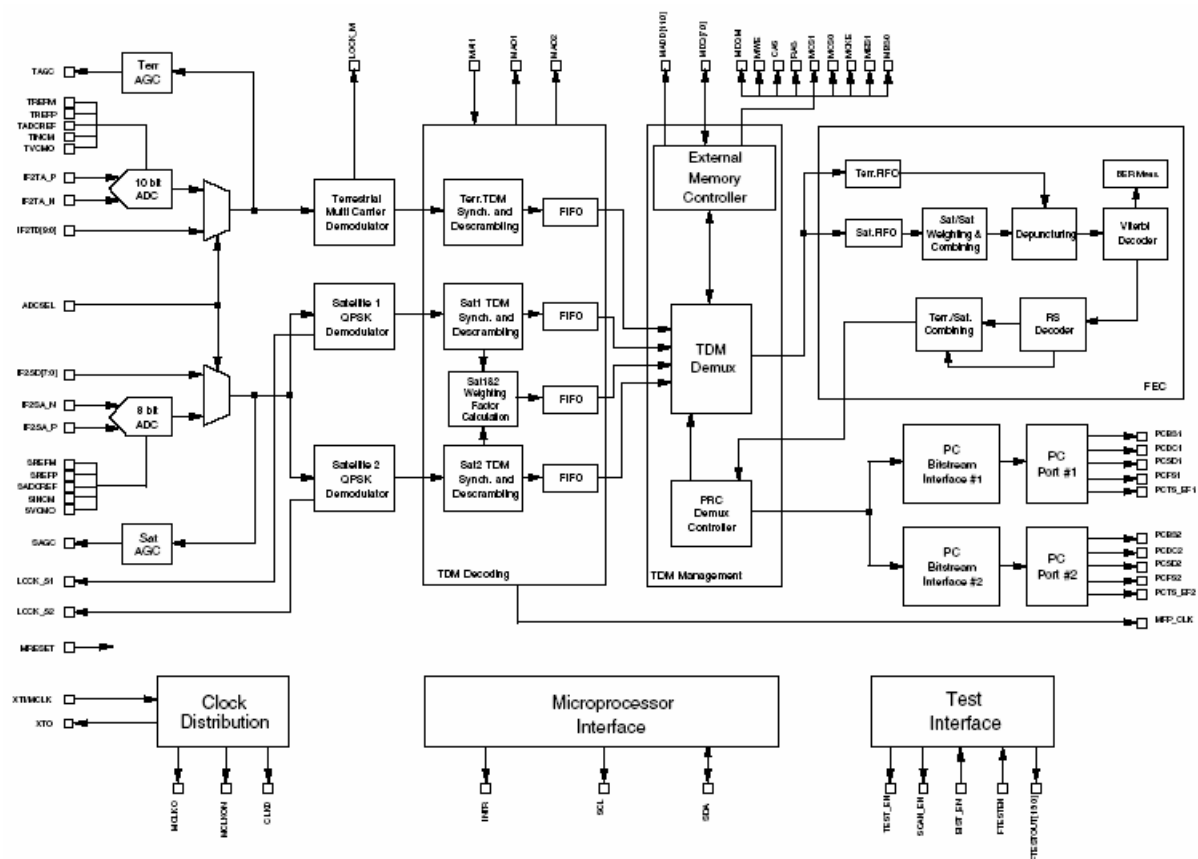
System XM Radio pracuje w oparciu o dwa geostacjonarne satelity i uzupełniającą sieć nadajników naziemnych, które dostarczają sygnał w obszarach, w których sygnał satelitarny jest zbyt słaby lub występują miejsca zacienione, szczególnie w wielkich aglomeracjach.

Do dekodowania sygnału w formacie accPlus stosuje się komplet dekodowników kanałowy i źródłowy. W układach odbiorników pracujących w sieci XM Radio zastosowano komplet przetworników STA400A i STA450A, których schematy blokowe przedstawiono poniżej. Obecnie stosuje się nowsze wersje tych przetworników STA800 i STA850.

Układ STA400A (STA 800) jest dekodownikiem kanałowym sygnałów odbieranych z dwóch satelitów i z nadajnika naziemnego. Po ich przemianie na wyjściu części w. cz. odbiornika stanowiącego układ Front End, w układzie STA400A wykonywane są następujące operacje:

- przetwarzanie A/C
- demodulacja sygnałów satelitarnych i naziemnych
- automatyczna regulacja wzmocnienia (ARW) sygnałów satelitarnych i naziemnych w dalszych stopniach odbiornika
- synchronizacja ramek i demultipleksowanie kanałów
- dekodowanie w układzie Viterbi
- wykonywanie działań kombinacyjnych na różnicach i przerwach w sygnałach odbieranych z różnych źródeł
- dekodowanie i rozplatanie z korekcją błędów w układzie Reeda Salomona
- demultipleksowanie kanału pierwszego znaczenia (PRC – Prime rate channel)
- wybór kanału użytecznego (PC – Payload Channel)

Na wyjściu układu STA400A otrzymuje się, za pośrednictwem interfejsu strumienia użytecznego PC, konfigurowalny strumień danych szeregowych przejmowany do dalszej obróbki przez dekodownik usługowy / źródłowy STA450A .



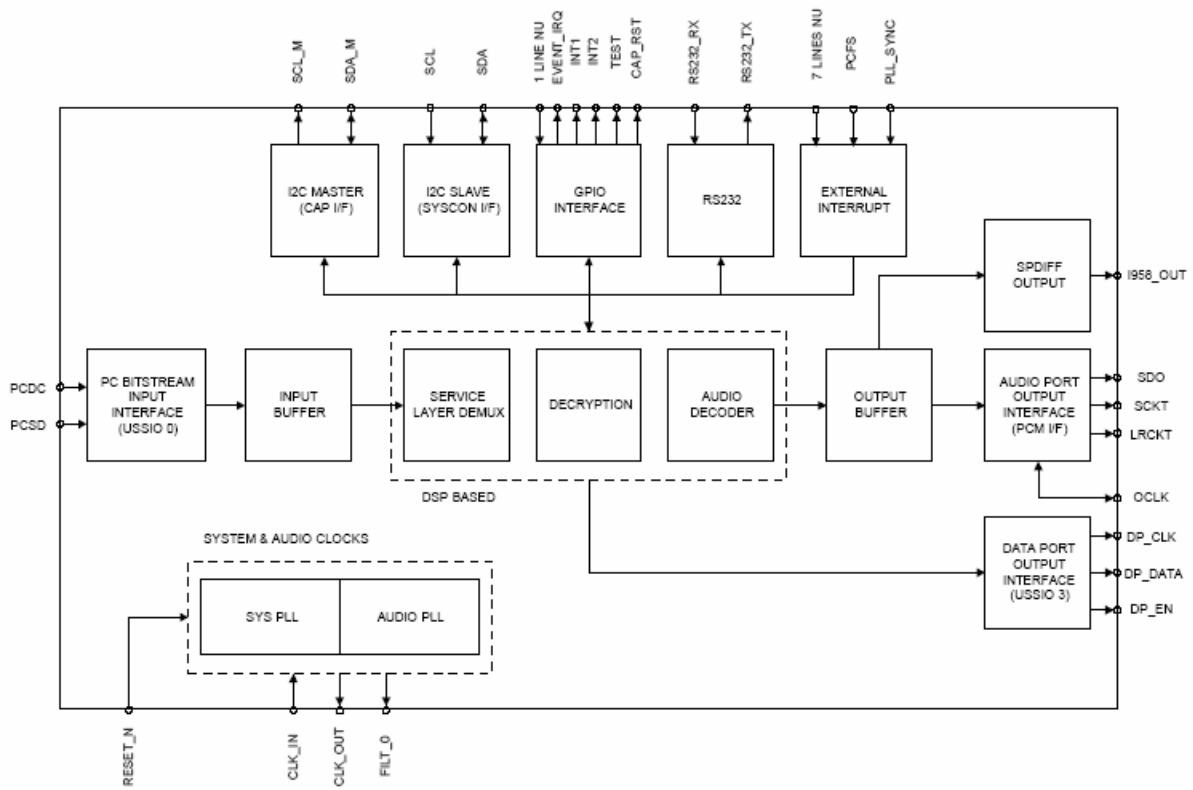
Rys. 10.38. Dekoder kanałowy systemu aacPlus STA400A

W układzie STA450A (STA850) wykonywane są następujące operacje konieczne do obsługi warstwy usługowej, przenoszącej treść programu (Service Layer) i dekodowania źródłowego (Source Decoding):

- synchronizacja strumienia bitów
- demultipleksowanie warstwy usługowej, tzn. przenoszącej programy (SL)
- zarządzanie danymi pomocniczymi (Auxiliary Data)
- sterowanie dostępem warunkowym (CAC)
- wyodrębnianie danych usługowych (SCE)
- dekodowanie danych usługowych
- dekodowanie sygnałów dźwiękowych i głosowych

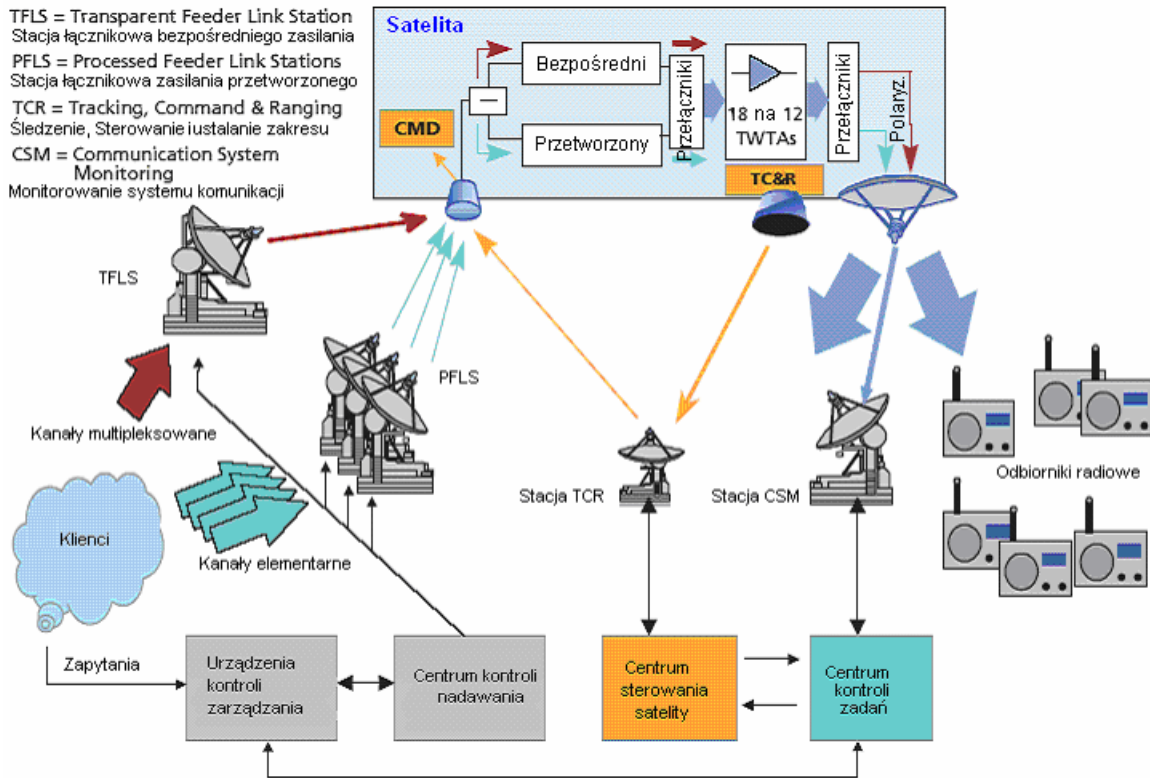
Wyodrębnione dane są dostępne poprzez kilka różnych interfejsów:

- wyjście I²S
- wyjście S/PDIF
- port wyjściowy danych



R
ys. 10.39. Schemat blokowy dekodera źródłowego sygnału aacPlus STA450A.

Poniżej przedstawiono poglądowo architekturę systemu radiofonii cyfrowej WorldSpace. W sieci tej, podobnie jak w XMS Radio, stosuje się sygnały kodowane w formacie aacPlus.

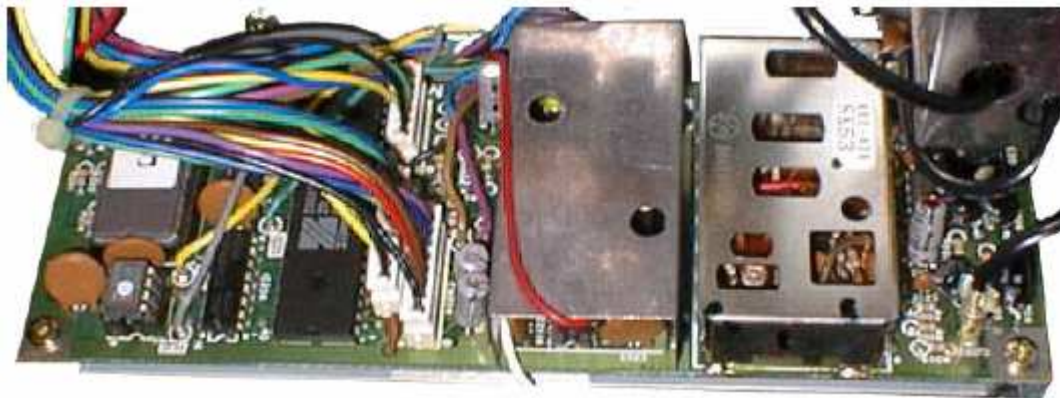


Rys. 10.40. Architektura systemu radiofonii cyfrowej DAB-S WorldSpace

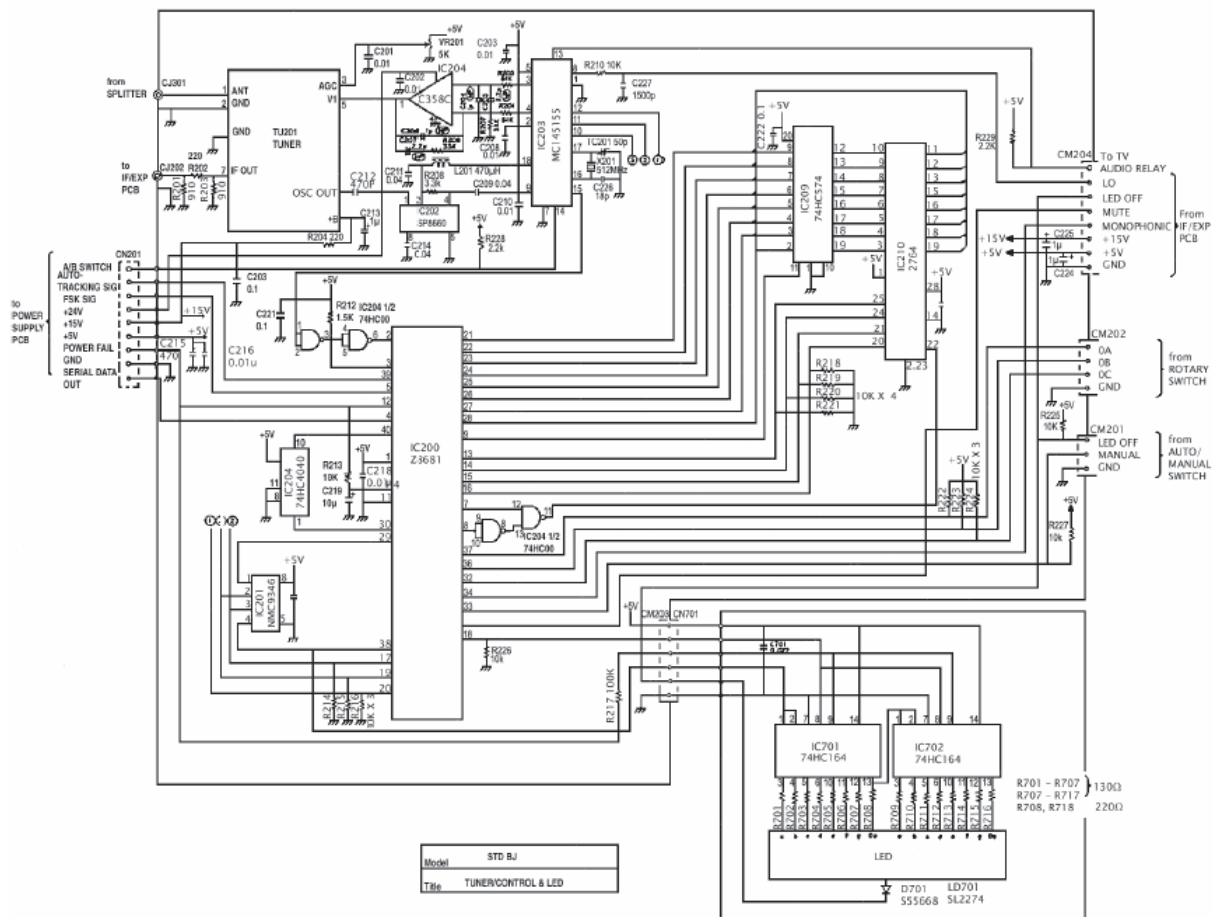


Rys. 10.41. Odbiorniki cyfrowe satelitarnej sieci WorldSpace

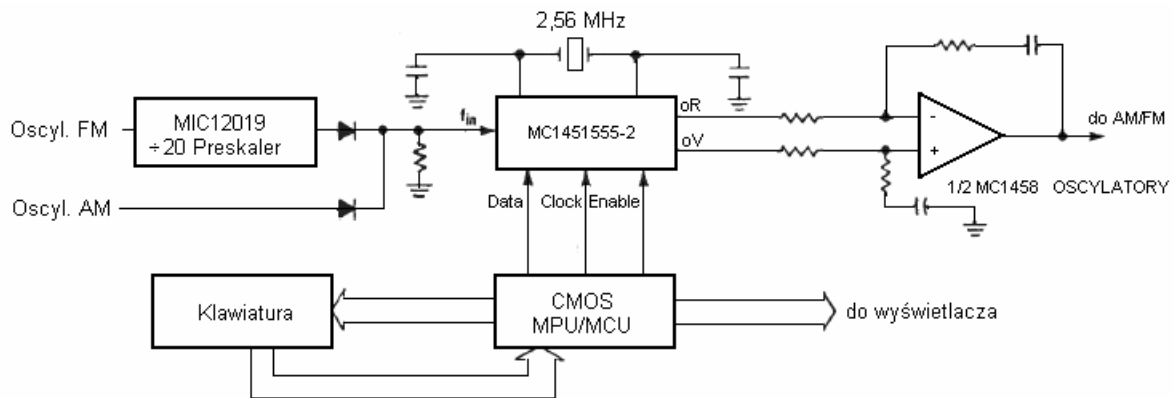
Poniżej przedstawiono płytę główną i schemat ideowy odbiornika DAB firmy **Alltronics**.



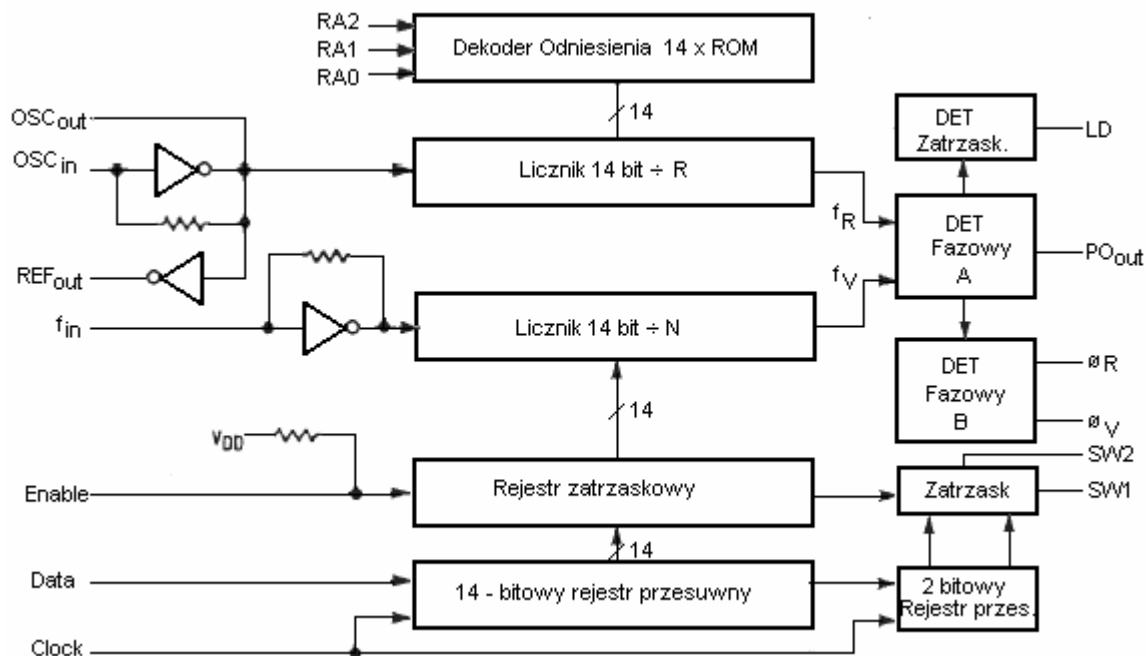
Rys. 10.42. Płyta główna odbiornika DAB



Rys. 10.43. Schemat ideowy tunera (części radiowej) odbiornika DAB



Rys. 10.44. Zasada działania układu syntezy częstotliwości odbiornika DAB



Rys. 10.45. Schemat blokowy i zasada działania mikrokontrolera MC145155-2 zastosowanego w omawianym odbiorniku DAB

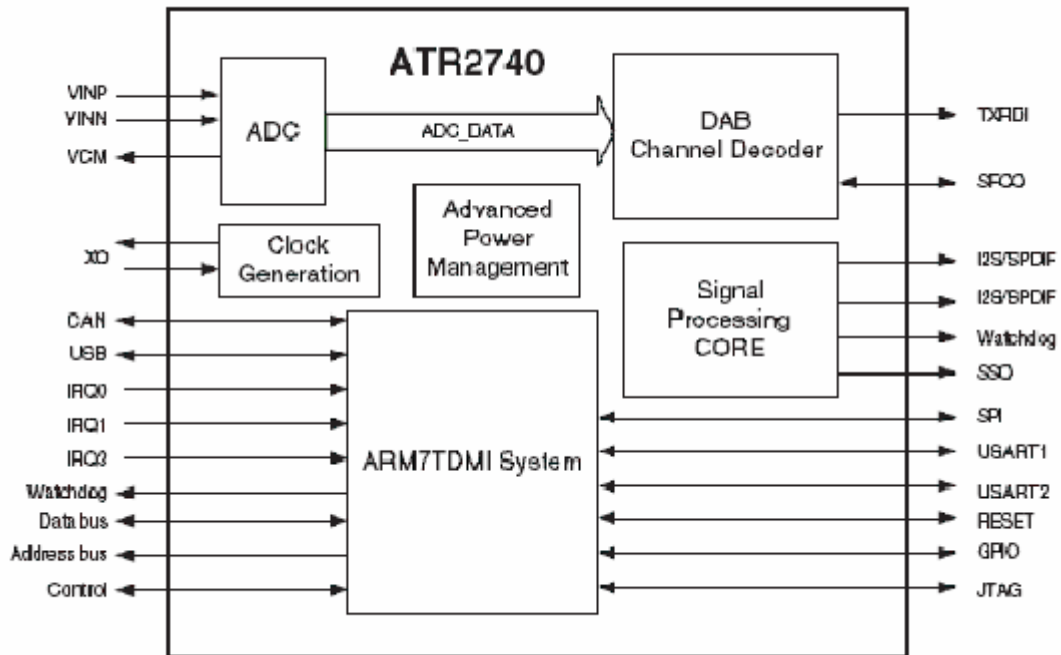
Przedstawiony wyżej moduł jest przeznaczony do odbioru sygnałów radiowych w zakresie od 50 do 150 MHz. Na wyjściu otrzymuje się częstotliwość pośrednią 10,7 MHz. Układ wielkiej częstotliwości stanowi głowica Mitsumi 407-A26. Przestrajanie modułu odbywa się za pomocą programowanego układu syntezy częstotliwości na układzie scalonym MC145155 programowanym za pomocą mikroprocesora Z8681 pracującego z pamięcią zewnętrzną 2716.

Moduł głowicy Mitsumi 407-A26 jest strojony waraktorami. Sygnał oscylatora lokalnego wytwarzany w module głowicy jest dzielony przez układ preskalera SP8660 i doprowadzany do MC145155. Napięcie przestrajania diod pojemnościowych jest przetwarzane w układzie MCC9346 i po wzmacnieniu przez wzmacniacz prądu stałego doprowadzane do końcówki V1 głowicy. Układy MC145155 i MCC9346 są programowane trzybitowym słowem doprowadzanym do końcówek 10, 11 i 12.

Mikroprocesor monitoruje pracę trójfazowego enkodera przesuwającego (przełącznik obrotowy, sygnał śledzenia ścieżki i pozycja przełącznika Auto/Manual). Mikroprocesor służy także do sterowania wyświetlacza diodowego, wyjścia danych szeregowych (sterowanie układów na pozostałych płytach) i modułu IF/Expander (układ wzmacniacza p. cz. dekodery).

Sygnał p. cz. jest wyprowadzany z wyjścia 7 głowicy.

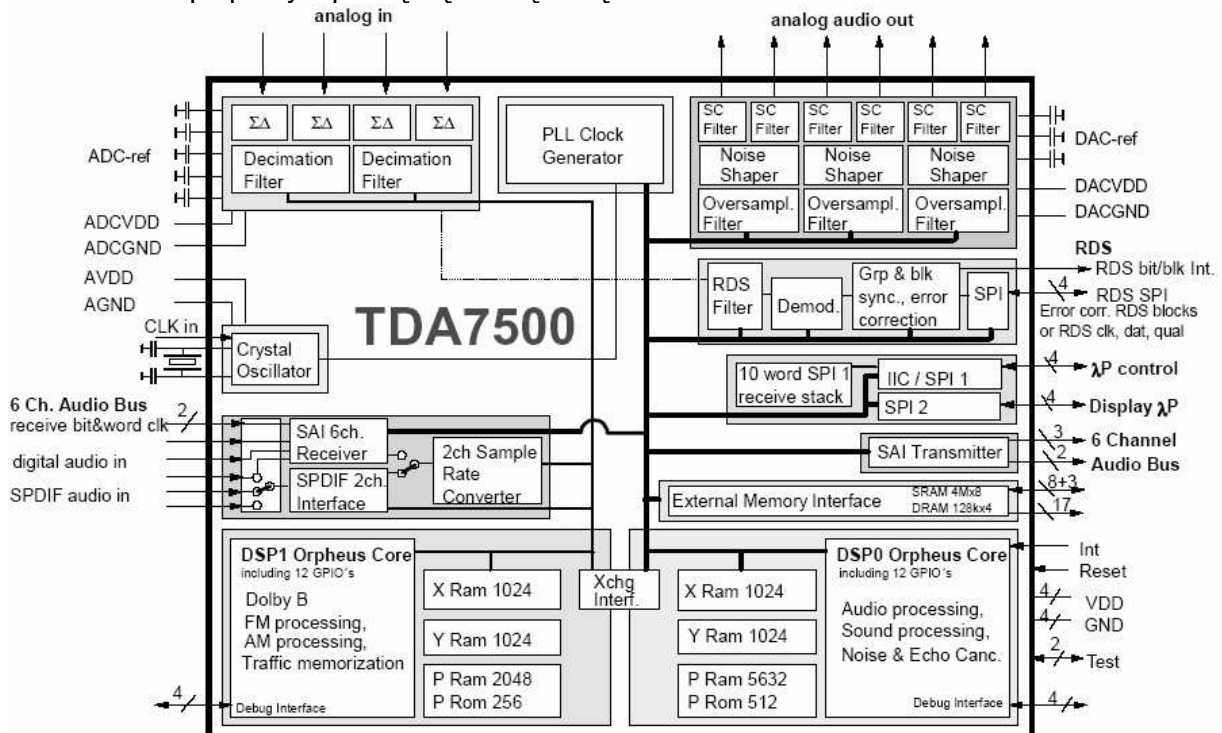
Mikroprocesor sygnałowy ATR2740 wyposażony w dekodery kanałowy DAB może stanowić następny stopień dołączony do wyjścia p. cz. odbiornika.



Rys. 10.38a). Mikroprocesor sygnałowy z dekodерem kanałowym DAB.

Układ scalony TDA7500, którego schemat blokowy przedstawiono poniżej, jest bardzo szybkim cyfrowym procesorem dźwięku (DSP), który może być wykorzystywany do przetwarzania zarówno sygnałów analogowych z wyjścia tunera AM/FM Front End jak i z wyjścia p.cz. tunera cyfrowego. Bloki funkcjonalne układu zintegrowano z dwoma rdzeniami DSP Orpheus o szybkości przetwarzania 45MiP/s (milionów impulsów na sekundę). DSP0 współpracuje z układami dekodera stereo, wyciszania szumów i przetwarzania słabych sygnałów oraz detekcji sygnału wielodroznego, natomiast DSP1 - z układami przetwarzania dźwięku, układem Dolby B, eliminacji echa i zakłóceń oraz współpracy z linią telefoniczną.

Układ ma 4 wejścia audio oraz magistralę uniwersalną (port B) przeznaczoną do wprowadzania cyfrowych sygnałów audio w różnych formatach. Sygnały analogowe mogą być wyprowadzone na 6 wyjść (5.1), a sygnały cyfrowe na 6-kanałową magistralę audio. Układ zawiera także kompletne obwody wydzielania, demodulacji i korekcji sygnałów RDS i jest wyposażony w interfejsy do sterowania wyświetlacza oraz współpracy z pamięcią zewnętrzną.



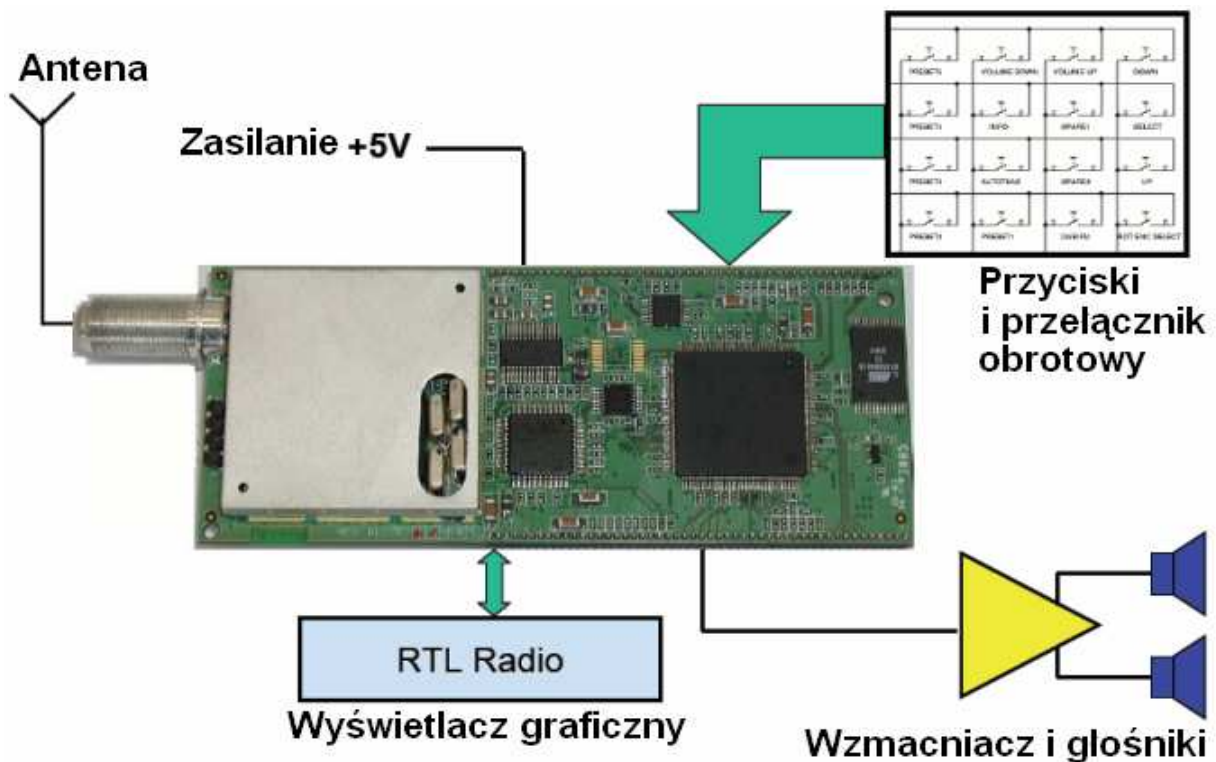
Rys. 10.38b). Schemat blokowy uniwersalnego cyfrowego procesora dźwięku TDA7500 firmy STMicroelectronics.

Kilka czołowych firm światowych produkuje obecnie procesory i moduły umożliwiające odbiór i obróbkę sygnałów w dwóch lub więcej istniejących cyfrowych systemach radiowych. Pokazany na **rysunku 10.54.** schemat blokowy układu scalonego TDA 7515 stanowiący tuner radiowy "front end" można zaliczyć do tej grupy. Poniżej przedstawiono moduł DAB RS500, stosowany w systemie DRM, który po zamianie procesora TMS320DRM300 na układ najnowszej generacji TMS320DRM350, umożliwia zaprojektowanie cyfrowego odbiornika samochodowego, przenośnego lub stacjonarnego przeznaczonego do odbioru stacji radiowych nadających w systemie DAB lub DRM.



Rys. 10.46. Moduł Digital Radio Mondiale / DAB RS500 z układem scalonym TMS320DRM300/350

Poniżej pokazano moduł radiowy stanowiący główny podzespół takiego odbiornika z dołączonymi układami programowania (klawiaturą, przyciskami i przełącznikami) oraz wzmacniaczem częstotliwości akustycznych i wyświetlaczem graficznym.



Rys. 10.48. Struktura cyfrowego odbiornika radiowego oparta na układzie TMS320DRM350 w module produkcji RadioScope

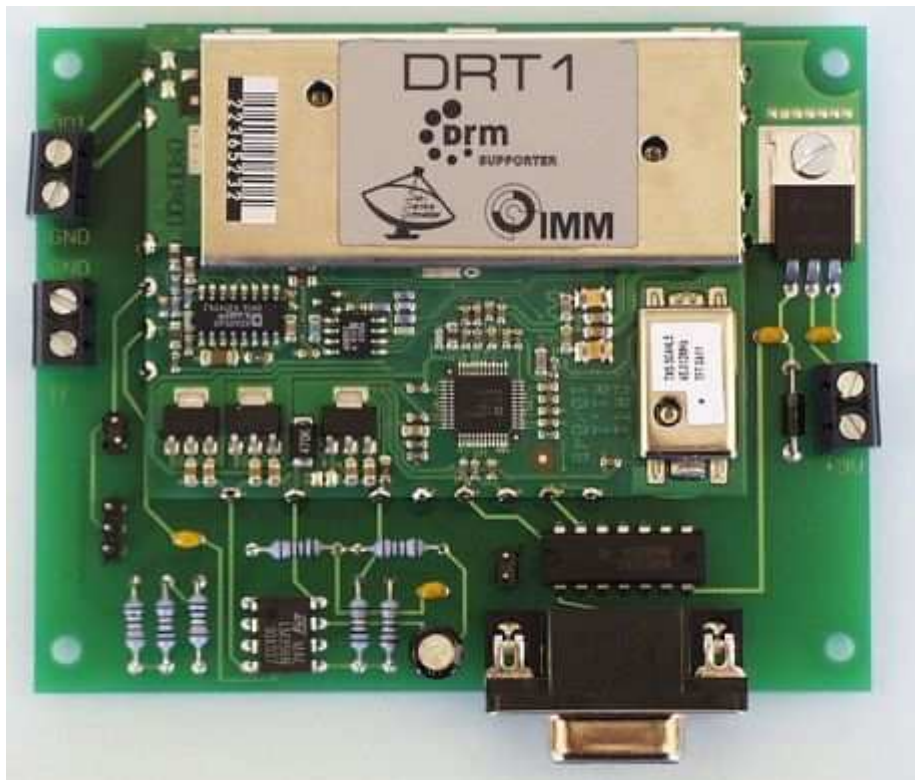
Poniżej przedstawiono wygląd odbiornika DRM / DAB skonstruowanego w oparciu o omówiony wyżej moduł.



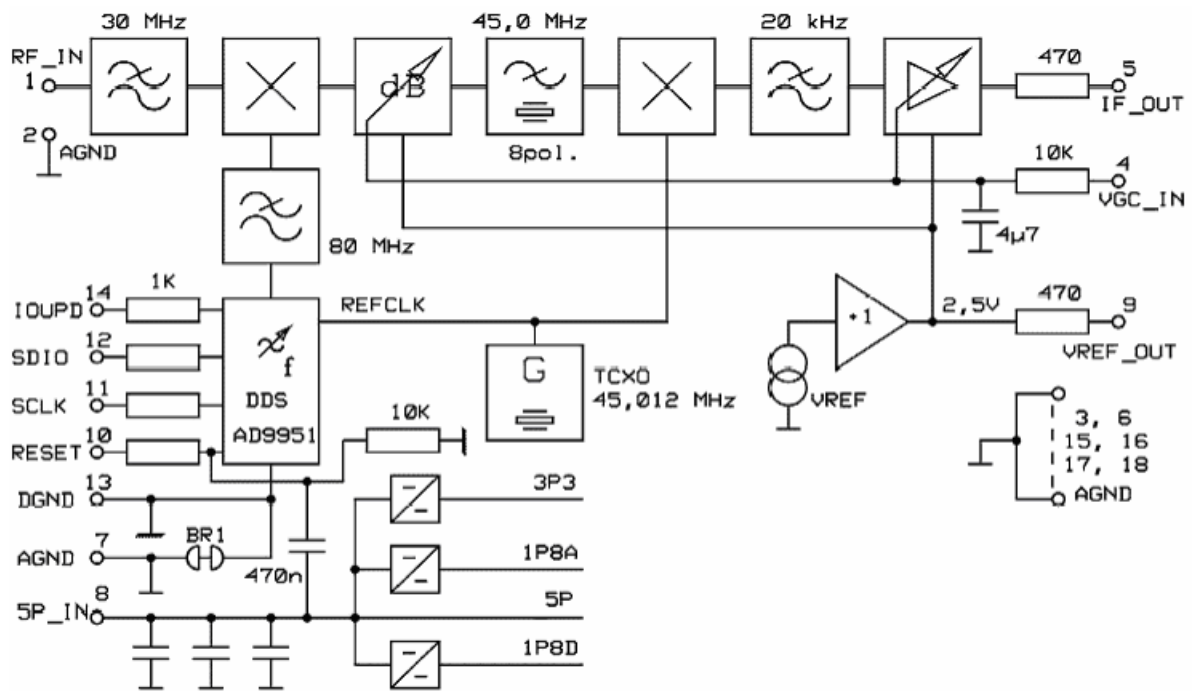
Rys. 10.49. Odbiornik cyfrowy DRM / DAB oparty na module RS500

Więcej informacji na temat systemu DRM można znaleźć na stronie:
http://sound.eti.pg.gda.pl/student/multimedia/cyfrowe_radio.html.

Poniżej przedstawiono wygląd i schemat funkcjonalny modułu DRT1, który stanowi odbiornik radiowy przystosowany do odbioru sygnałów w formatach DRM i HD Radio.



Rys. 10.50. Moduł DRT1 obsługujący formaty DRM i HD Radio



Rys. 10.51. Schemat funkcjonalny modułu DRT1.

Sygnał wejściowy doprowadzony do wyprowadzenia 1 jest poddany dwukrotnej przemianie częstotliwości. Na wyjściu pierwszego stopnia przemiany w wyniku zmieszania odbieranego sygnału z sygnałem o częstotliwości większej o 45 MHz od częstotliwości sygnału otrzymuje się częstotliwość pośrednią równą 45 MHz. Druga częstotliwość pośrednia, równa 12 kHz powstaje w wyniku zmieszania sygnału pierwszej częstotliwości pośredniej z sygnałem generatora 45,012 MHz. Wzmacniacze pierwszej i drugiej częstotliwości pośredniej są objęte układami automatycznej regulacji wzmocnienia. Strojenie odbiornika odbywa się cyfrowo za pośrednictwem układu AD9951. 14 – bitowy licznik umożliwi krok przestrajania wynoszący 0,1 Hz. Umożliwi to precyzyjne wybranie właściwej podnośnej z pakietu sygnałów w formacie HD Radio. Sygnał wyjściowy o częstotliwości 12 kHz jest przystosowany bezpośrednio do próbkowania. Dalsze przetwarzanie sygnału może odbywać się w układach konkretnego odbiornika lub na komputerze za pomocą dostępnego oprogramowania. W tym celu odbiornik jest wyposażony w interfejs szeregowy. Natomiast sygnał pośredniej częstotliwości doprowadza się do wejścia liniowego karty dźwiękowej komputera.

Obecnie trwają prace nad wdrożeniem systemu DRM+, przystosowanego do zakresu częstotliwości do 120 MHz oraz zintegrowaniu systemów DAB i DRM. Główne prace prowadzone są w Wielkiej Brytanii pod auspicjami BBC, przy współpracy z Instytutem Fraunhofera.

Istnieją również inne formaty zapisu cyfrowego, umożliwiające transmisję radiową dźwięku wielodrożnego. Na przykład szwedzka firma Teracom AB przy współudziale szwedzkiego radia Sveriges Radio AB i Fraunhofer Institute zaprezentowała 10 października 2005 na pokazie Digital Home Show, mającym miejsce na Międzynarodowych Targach w Sztokholmie, system nadawania i odbioru dźwięku MPEG Surround. W systemie tym złożony sygnał stereo (MPX) i złożony sygnał wielodrożny w formacie 5.1 (AC-3 Dolby Digital) są pakowane do formatu MPEG-2 i w formie pakietu emitowane przez nadajnik radiowy. W odbiorniku radiowym dokonuje się dekodowania MPEG-2, a następnie wydziela się dwa sygnały, stereo i 5.1, które mogą być poddane oddzielnej obróbce na odpowiednich procesorach. Powyższy system zapewnia kompatybilność odbiorników radiowych wstecz, umożliwiając odbiór dowolnych sygnałów cyfrowych stereo i mono oraz wielodrożnych (5.1) za pomocą odbiornika radiowego MPEG Surround. Konwencjonalny cyfrowy odbiornik radiowy (DAB – Digital Audio Broadcasting) odbierze wyłącznie sygnał stereofoniczny, natomiast odbiornik MPEG Surround ma możliwość odbioru zarówno stacji emitujących cyfrowy sygnał stereofoniczny jak i stacji emitujących sygnał w formacie 5.1. Jednoczesna emisja obu sygnałów na tej samej fali nośnej może zapewnić odbiór posiadaczom zwykłych odbiorników cyfrowych oraz odbiór w technice wielokanałowej tym słuchaczom, którzy zakupią nowocześniejsze odbiorniki.



Rys. 10.52. Uproszczony schemat nadajnika i odbiornika radiowego w systemie MPEG Surround.

Na rysunku powyżej pokazano uproszczone schematy blokowe nadajnika i odbiornika **Dolby Surround**, prezentowanych w czasie dwutygodniowej testowej emisji w czasie wspomnianych targów.

Poniżej przedstawiono przykładowe schematy blokowe rozwiązań układu cyfrowego odbiornika radiowego. Jak wspomniano wyżej, tor wielkiej częstotliwości cyfrowego odbiornika radiowego nie różni się pod względem zasady działania od analogicznego toru odbiornika sygnałów analogowych.

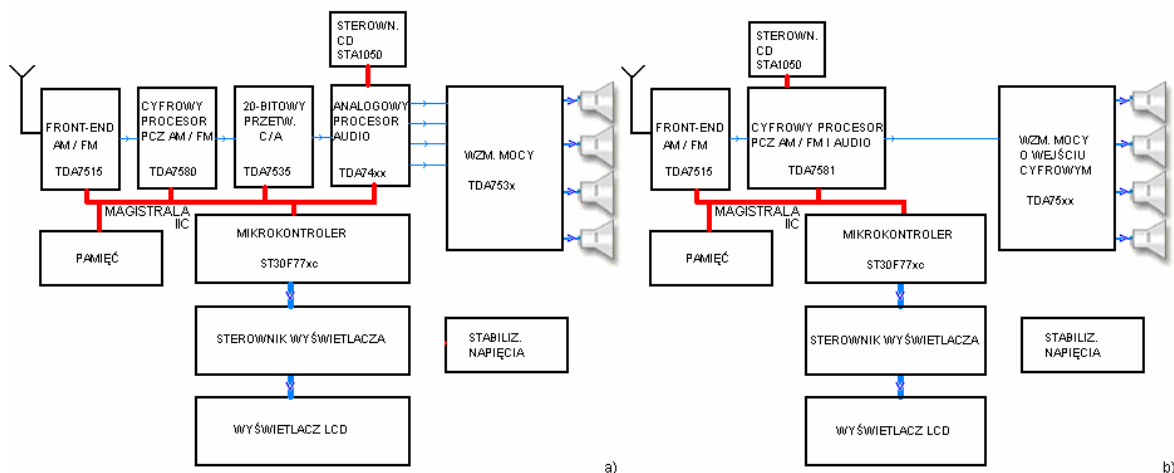
Na schematach blokowych przedstawionych na rysunku poniżej tor wielkiej częstotliwości zrealizowano na układzie scalonym TDA7515 pełniącym funkcję układów wzmacniacza wielkiej częstotliwości i mieszacza AM i FM z cyfrową syntezą częstotliwości. (front end).

Część cyfrowa rozpoczyna się na wyjściu wzmacniacza pośredniej częstotliwości. Cyfrowa część toru sygnału cyfrowego odbiornika radiowego może być zrealizowana przynajmniej na dwa sposoby, jak proponuje firma STMicroelectronics.

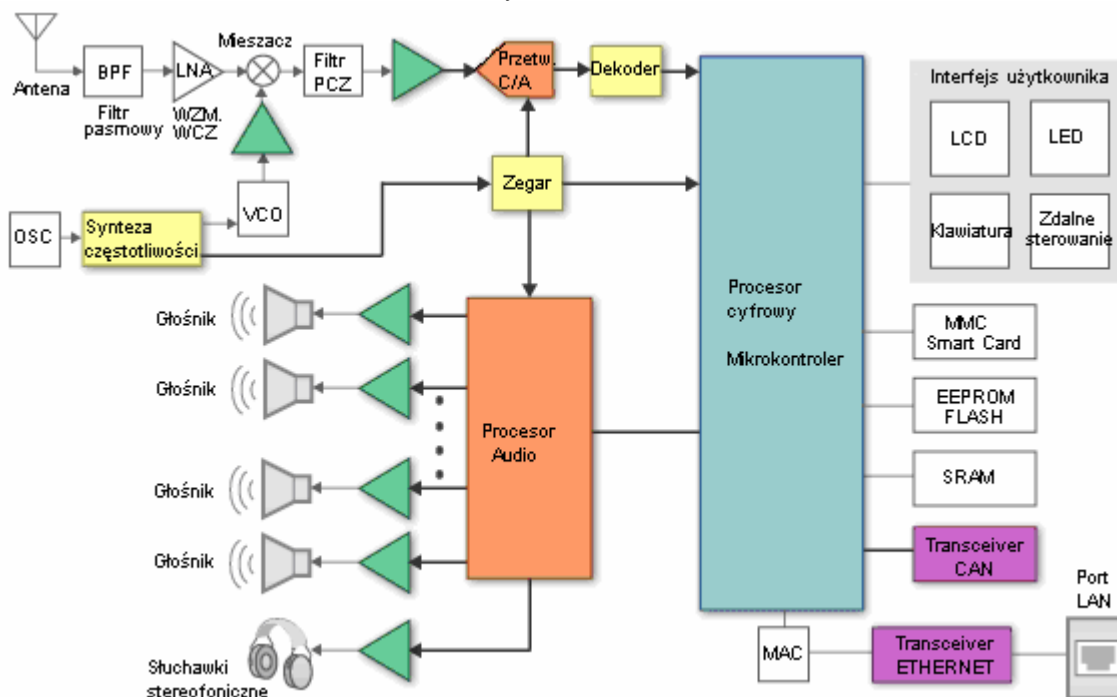
Na rysunku a) pokazano schemat blokowy cyfrowego odbiornika radiowego, w którym sygnał pośredniej częstotliwości jest obrabiany cyfrowo na procesorze cyfrowym (np. TDA7580), a następnie, po uzyskaniu cyfrowych sygnałów wszystkich kanałów dźwiękowych AM i FM oraz informacji RDS, cyfrowe sygnały kanałów dźwiękowych są przekształcane na sygnały analogowe przez odpowiedni przetwornik cyfrowo analogowy (TDA7535). Sygnały analogowe są następnie poddane obróbce na cyfrowo sterowanym analogowym procesorze sygnałowym z rodziny TDA74xx, a następnie wzmacniane na czterokanałowym wzmacniaczu mocy z rodziny TDA753x.

Na rysunku b) przedstawiono schemat blokowy w pełni cyfrowego odbiornika. W układzie tym cyfrowy tor sygnałowy jest zrealizowany na dwóch układach cyfrowych: na cyfrowym procesorze pośredniej częstotliwości AM/FM (TDA7581) oraz na wzmacniaczu mocy małej częstotliwości o wejściu cyfrowym (TDA75xx). Cyfrowy procesor audio jest wspomagany przez koprocesor (procesor pomocniczy) audio na układzie TDA7502/05.

W obydwu rozwiązaniach układowych do sterowania procesorów zastosowano mikrosterownik ST30F77xC. Zarówno do procesora analogowego jak i cyfrowego można dołączyć dodatkowe urządzenia, takie jak magnetofon / odtwarzacz kaset oraz odtwarzacz płyt CD. Urządzenia te mogą być umieszczone we wspólnej obudowie lub stanowić (w przypadku odbiorników wyższych klas) oddzielne elementy zestawu (wieży).



Rys. 10.53ab.

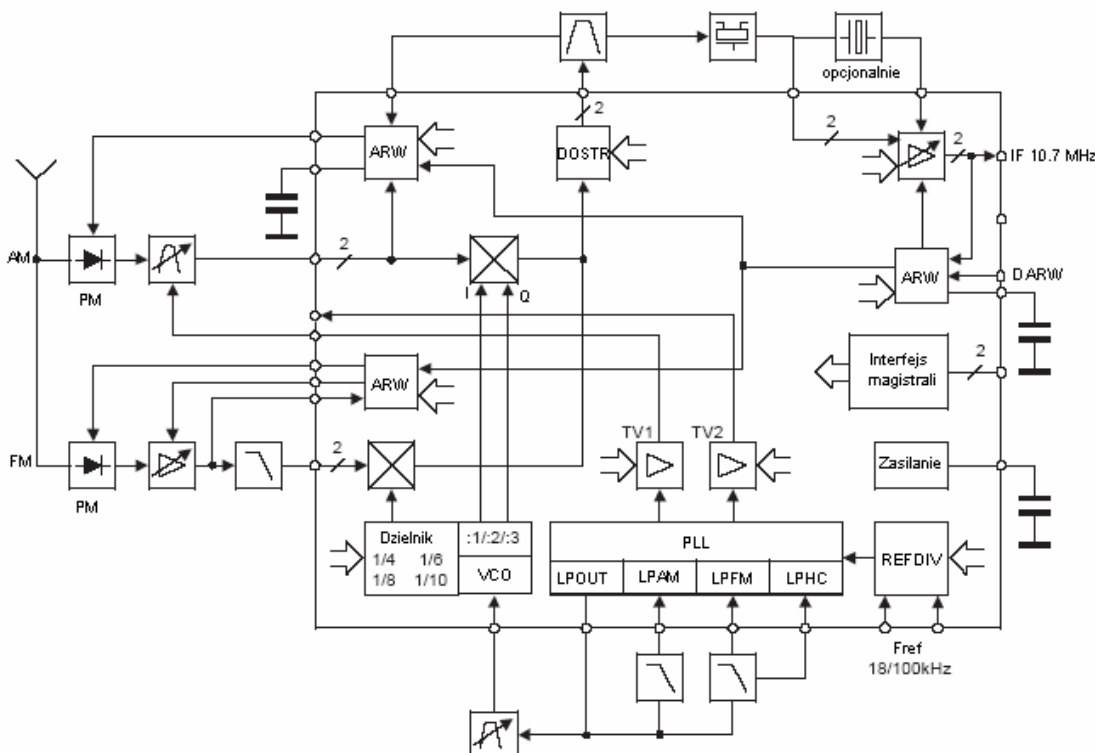


c)

Rys. 10.53c. Schematy blokowe odbiorników cyfrowych ilustrujące sposoby rozwiązań układowych.

Na rysunku c) przedstawiono schemat blokowy odbiornika cyfrowych radiowych programów satelitarnych zintegrowany z siecią komputerową. Odbiornik taki jest przystosowany do odbioru programów radiowych wysokiej jakości nadawanych na płaszczyźnie cyfrowej oraz programów radiowych nadawanych przez stacje internetowe lub ściąganych przez Internet i zapisywanych w pamięci nieulotnej do późniejszego odtworzenia z pełną jakością charakteryzującą zapis wielokanałowy (wielodrożny).

Na wejściu odbiornika przedstawionego na zamieszczonych wyżej schematach blokowych a) i b) znajduje się tuner Front End na układzie scalonym TDA7515.

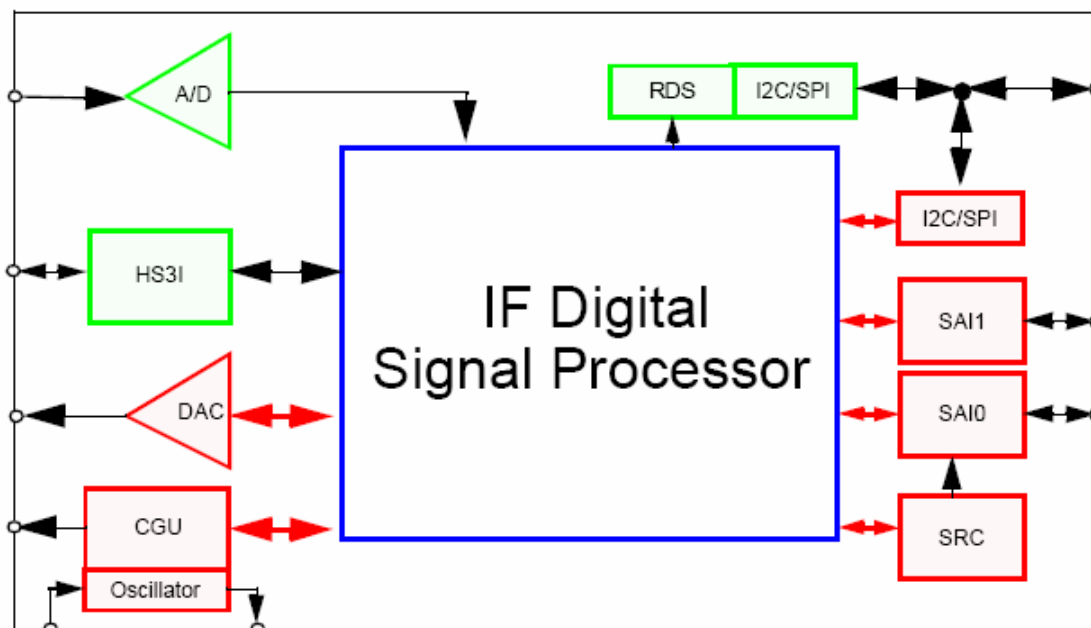


Rys. 10.54. Schemat blokowy układu scalonego TDA7515.

Na powyższym rysunku przedstawiono schemat funkcjonalny układu scalonego TDA7515 z dołączonymi elementami zewnętrznymi tworzącego kompletny układ części wysokiej i pośredniej częstotliwości odbiornika radiowego. Charakterystyczną cechą tego układu stanowi układ podnoszenia częstotliwości pośredniej AM do wartości 10,7 MHz. Dzięki temu uzyskano wspólną częstotliwość pośrednią

dla sygnałów AM i FM. Taka konstrukcja znacznie uprościła konstrukcję dalszych układów obróbki cyfrowych sygnałów audio. Ze względu na znaczną różnicę szerokości pasma toru AM i FM w układzie zastosowano odpowiedni układ dostrajania charakterystyki wzmacniacza pośredniej częstotliwości (DOSTR).

Zasadniczym układem toru cyfrowego jest cyfrowy procesor dźwięku.



Rys. 10.55. Schemat blokowy procesora TDA7580.

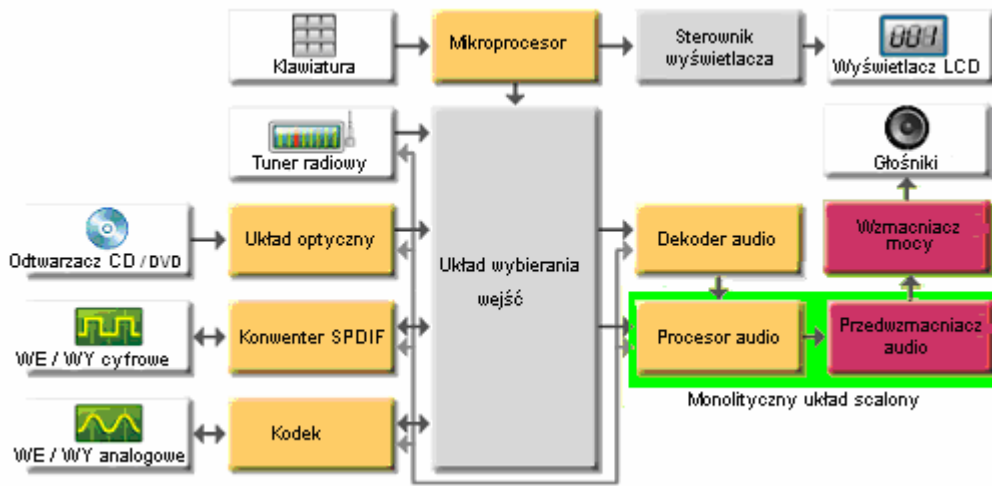
Układ scalony TDA7580 łączy rozwiązania dostosowane do obróbki analogowych i cyfrowych sygnałów audio. Na jego wejściu znajduje się przetwornik próbkujący sygnał pośredniej częstotliwości 10,7 MHz, dlatego, w przypadku odbioru AM / FM, należy stosować w części radiowej układ TDA7515 lub analogiczny. W układzie wykonywane są następujące operacje:

- próbkowanie sygnału p. cz.;
- wydzielanie z sygnału p. cz. sygnału RDS, demodulacja, dekodowanie i kierowanie na wyjście magistrali I²C;
- wyprowadzenie na dwóch szeregowych wyjściach SAI0 i SAI1 cyfrowych sygnałów audio w formacie SAI (Serial Audio Interface – szeregowy interfejs audio)
- programowe wyrównywanie kanałów
- tłumienie sygnałów sąsiednich kanałów FM
- obróbka sygnałów w formacie wielodrożnym
- dekodowanie sygnału stereo i przetwarzanie słabych sygnałów
- wytwarzanie napięcia ARW dla części w. cz. odbiornika

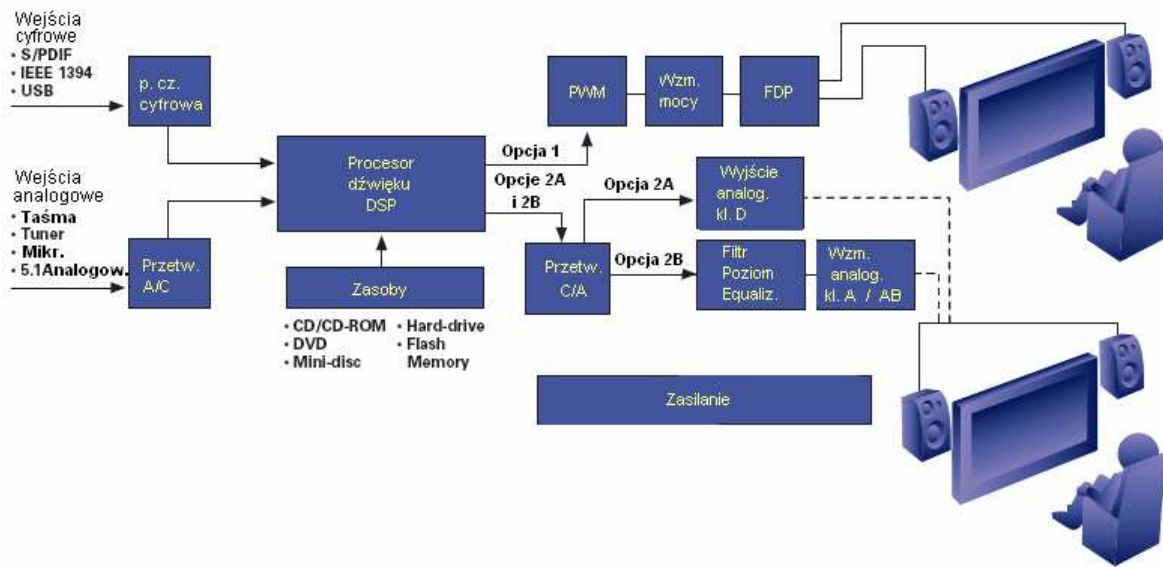
Interfejsy I²C i SPI pozwalają na elastyczne dostosowanie układu do typu wzmacniacza małej częstotliwości.

W przypadku odbiornika radiowego przeznaczonego do bezpośredniego odbioru sygnałów satelitarnych na wejściu znajduje się odpowiedni tuner satelitarny. Dalsze stopnie obróbki cyfrowego sygnału są podobne do omówionych wyżej.

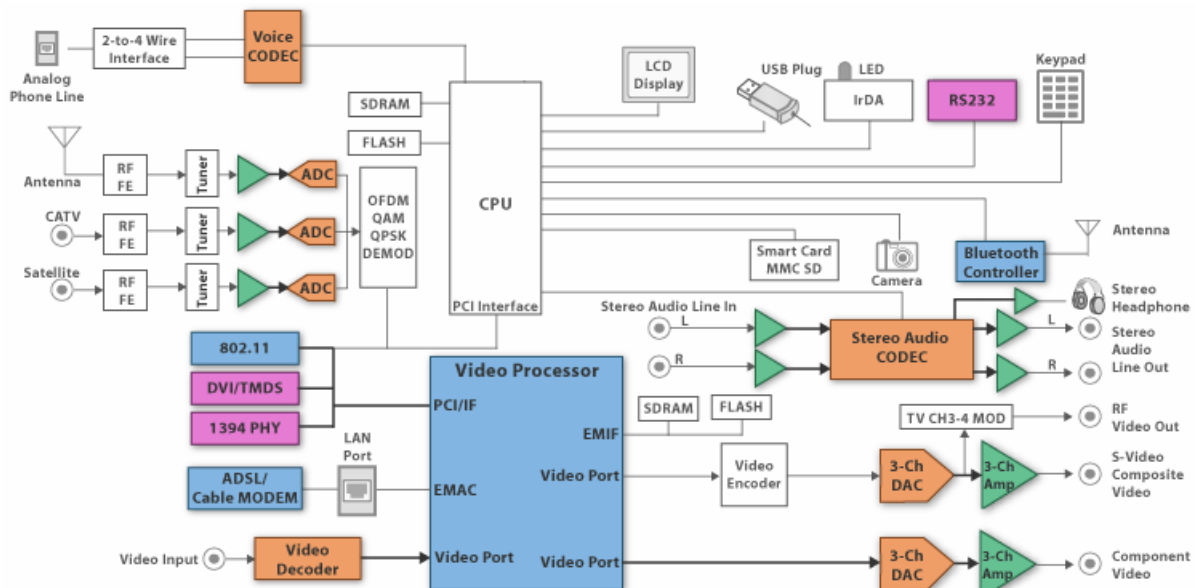
Na zakończenie przedstawimy uproszczony schemat blokowy centrum muzycznego, który może też stanowić część audio zestawu kina domowego, oraz ogólny schemat blokowy kina domowego.



Rys. 10.56. Uproszczony schemat blokowy centrum muzycznego.



Rys. 10.57. Możliwości rozwiązań układowych kina domowego.

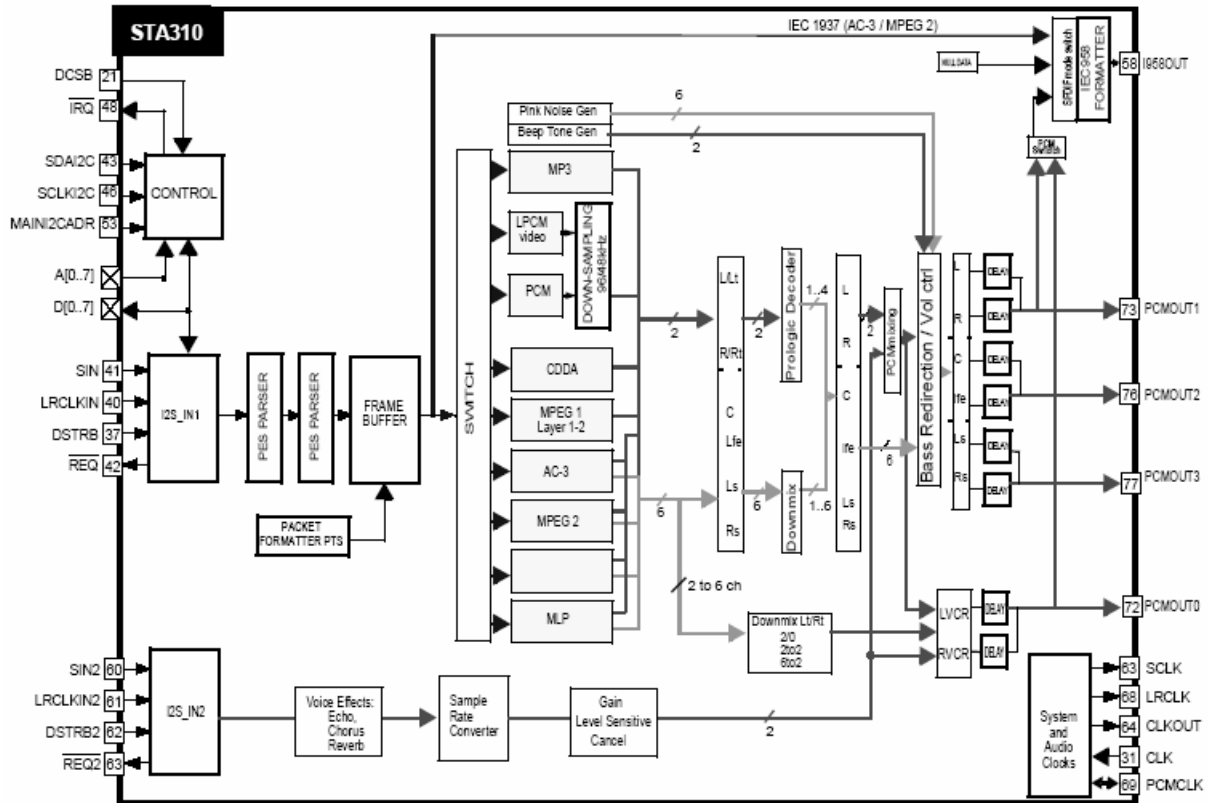


Rys. 10.58. Schemat blokowy cyfrowego centrum multimedialnego na mikroprocesorze DSP typu TSA320.

W przedstawionych wyżej układach centrum muzycznego, kina domowego i centrum multimedialnego tuner radiowy może być zarówno odbiornikiem analogowym jak i cyfrowym stereofonicznym (DAB) lub wielodrożnym, np. Digital Surround w dowolnym wykonaniu (do odbioru stacji naziemnych (T), satelitarnych (S) lub programów rozsyłanych kablem (C), a także przesyłanych łączami ISDN.

Głównym układem części audio kina domowego jest procesor dźwięku (DSP). Poniżej przedstawiono

jako przykład schemat blokowy układu STA310 stosowanego często w sprzęcie kina domowego (Top Box).



Rys. 10.59. Schemat funkcjonalny uniwersalnego mikroprocesora DSP STA310 do zastosowań kina domowego

Zastosowania:

Urządzenia audio High - End
 Odtwarzacze DVD powszechnego użytku
 Kino domowe
 HDTV
 Komputery multimedialne

Własności dekodera audio DVD:

Dekodowanie sygnału o kompresji bezstratnej MLP (Meridian Lossless Packing), do sześciu kanałów, dekodowanie sygnałów z kompresją bezstratną LPCM (Lossless Packing Code Modulation) od 1-do 4 kanałów, z rozdzielczością do 24 bitów i częstotliwością próbkowania od 44.1 kHz do 192 kHz.

Dekoder Dolby Digital: Dekodowanie sygnałów w formacie 5.1 Dolby Digital Surround, wyjście do 6 kanałów z możliwością przemiksowania w dół do 1, 2, 3 lub 4 kanałów:

MPEG -1: dwukanałowy dekodery audio, Layer II o 24 bitowej rozdzielczości dekodowania.

Dekoder MP3 (MPEG Layer III) akceptuje format strumienia MPEG-2, MPEG-1, Dolby Digital i liniowy PCM

System Karaoke.

Decoder Prologic.

Mieszacz obniżający kompatybilny z Dolby Prologic.

Oddzielne (2-kanałowe) wyjście PCM dostosowane do równoczesnego odtwarzania i nagrywania.

Interfejs strumienia wejściowego: szeregowy, równoległy lub S/PDIF oraz IEC-61937.

Interfejs wyjściowy S/PDIF i IEC-61937.

PLL dla wewnętrznego generatora zegara PCM.

Układ przystosowany do częstotliwości próbkowania: rodziny 44.1KHz (22.05, 88.2, 176.4) oraz rodziny 48KHz (24, 48, 96, 192).

PCM: bezpośrednie, oraz ze zmianą próbkowania z 192 do 96 KHz oraz 96 do 48 kHz.

Magistrala sterowania I²C lub równoległa.

Możliwość rozbudowy RAM dla oprogramowania użytkownika.

Konfigurowalne z zegara zewnętrznego pętla PLL dla systemu zegarów audio.

Zasilanie 2.5V (dla rdzenia) i 3V (dla I/O).

Możliwe dołączenie klawiatur I/O zasilanych napięciem 3V.

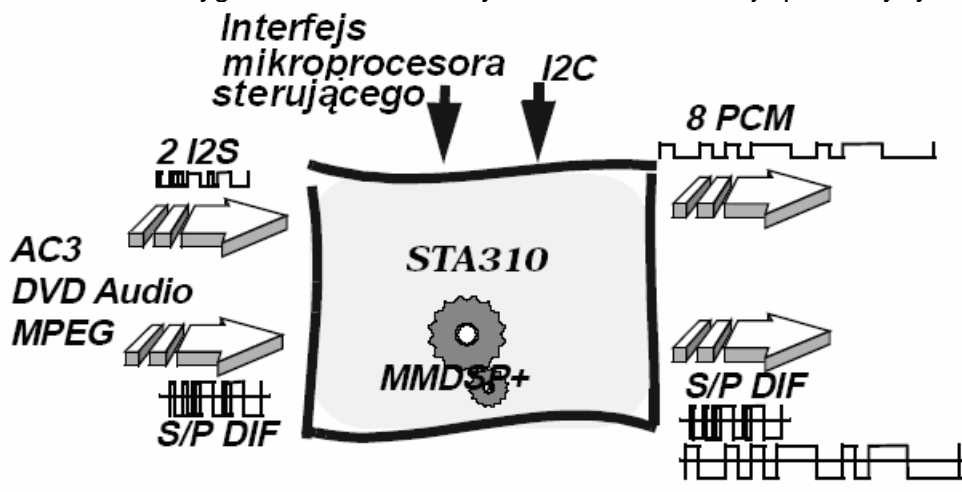
Wsparcie dla rzeczywistego odbiornika S/PDIF zgodnego z AES/ EBU, IEC958, S/PDIF.

Możliwość dekodowania wejść różnicowych lub „single ended”.

Zakodowane dane wejściowe mogą być wprowadzane przez interfejs szeregowy I²S lub SPDIF oraz przez 8-bitowy multipleksowany interfejs równoległy, który może też pełnić przemiennie rolę równoległego interfejsu sygnałów sterujących.. Dane sterujące mogą być wprowadzane szeregowo przez interfejs I²C lub przez wspomniany interfejs równoległy. W przypadku opóźnień sygnału Surround nie przekraczających 35

ms nie jest konieczne stosowanie pamięci zewnętrznej DRAM.

Możliwości przetwarzania sygnałów audio w różnych formatach ilustruje poniższy rysunek:



Rys. 10.60. Funkcje przetwarzania formatów kodowania w układzie DSP STA310.

Wejścia danych

- Poprzez interfejs wejściowy (dzielony z interfejsem sterowania)
- Poprzez interfejs szeregowy (dla wszystkich formatów I²S)
- Poprzez S/P DIF (standardy S/PDIF lub IEC-61937).
- Poprzez drugi, niezależny, I²S (dla takich aplikacji jak mikser Karaoke).

Wyjścia danych

- Interfejs wyjścia audio PCM o czterech wyjściach:
 - Left/Right (lewy/prawy),
 - Centre/Subwoofer (centralny/subwoofer)
 - Left Surround/Right Surround (lewy surround/prawy surround).
 - Dane z miksera obniżającego Prologic (enkodera) "Lrclk" "Sclk" "PcmClk"
- Wyjście S/PDIF

Interfejs sterowania

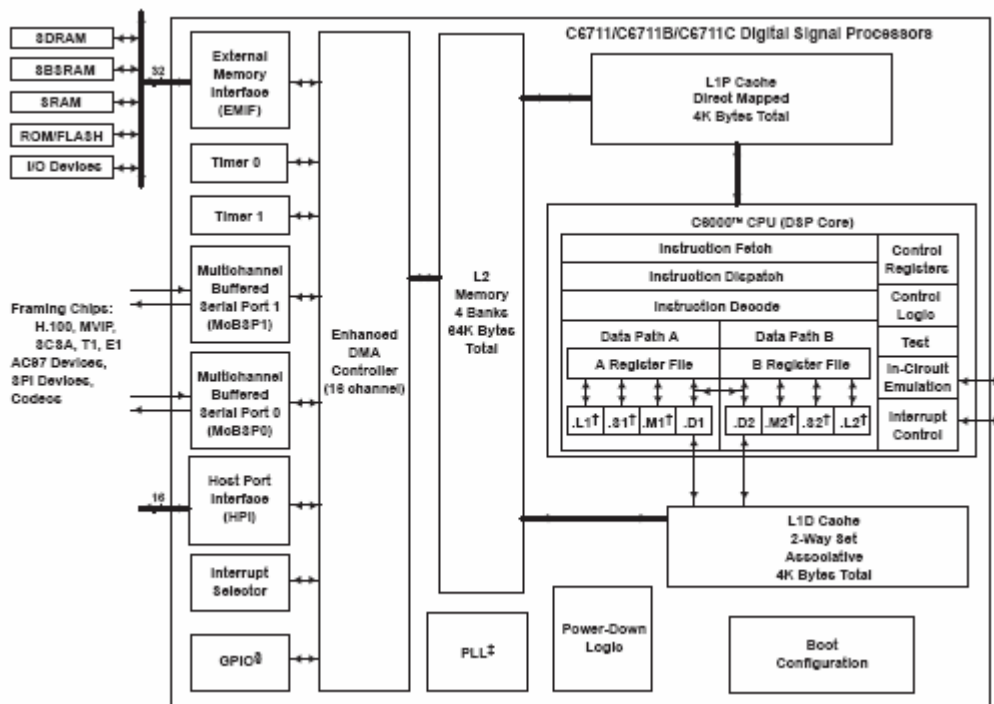
Interfejs podporządkowany (slave) I²C lub równoległy. Konfiguracja układu i wysyłanie rozkazów odbywa się przez ten interfejs. Dla umożliwienia kontaktu z mikroprocesorem (MCU) wykorzystuje się dwie linie przerwań (IRQB oraz INTLINE).

Za procesorem dźwięku są umieszczone odpowiednie przetworniki PWM lub C/A z układami demultiplikacji kanałów. Na ich wyjściach otrzymuje się sygnały sterujące odpowiednimi kanałami wzmacniacza mocy.

Jak pokazano na schemacie blokowym kina domowego, istnieje możliwość zastosowania jednego z kilku możliwych rozwiązań wzmacniacza mocy. Można zastosować klasyczne układy wzmacniaczy pracujących w klasie AB, w klasie D lub wzmacniacze z wejściem cyfrowym (np. w technice DDX).

Procesor wyposażony jest w generator sygnału „Beep” i generator szumu różowego. Sygnały generowane przez te układy można wykorzystać do optymalnego ustawienia głośników kina domowego. Bardzo podobne funkcje spełnia nieco ulepszony procesor STA320.

Podobne zastosowania i możliwości oferuje szybki mikroprocesor sygnałowy DSP typu TMS320 - C6711, umożliwiający obróbkę sygnałów wideo (DVP), zastosowany w układzie centrum multimedialnego TI6034 (Top Box), którego schemat blokowy przedstawiono na rys. 10.33., wykonujący także operacje cyfrowej obróbki telewizyjnych sygnałów wideo. Większość funkcji układu wykonywana jest na podstawie zawartego w pamięci programu.



Rys. 10.61. Schemat blokowy mikroprocesora z rodziny TMS320.

Oddzielną grupę stanowią odbiorniki radiowe przeznaczone do współpracy z komputerem. Wykonywane są one w dwóch wersjach: jako urządzenia zewnętrzne z interfejsem umożliwiającym podłączenie do komputera oraz jako karty przystosowane do włożenia do slotu płyty głównej komputera. W obydwu wersjach integralną częścią odbiornika jest oprogramowanie, które należy zainstalować na komputerze. Oprogramowanie tworzy na monitorze komputera interfejs graficzny umożliwiający wygodną obsługę odbiornika oraz może wykonywać funkcje dekodera i cyfrowego procesora audio. Dekoder i procesor DSP może także być zainstalowany na płycie odbiornika.

Za przykład takiego odbiornika może służyć konstrukcja odbiorników Winradio® dostępnych na rynku USA. Na ilustracjach poniżej pokazano odbiornik WR-G313 w dwóch wykonaniach: zewnętrznym (e) i wewnętrznym (i). Odbiornik w wykonaniu zewnętrznym nadaje się szczególnie do współpracy z laptopem.



Rys. 10.62. Odbiornik radiowy WR-G313 w wykonaniu wewnętrznym (a), zewnętrznym (b) i podłączenie odbiornika zewnętrznego do laptopa przez złącze USB.

Odbiorniki serii G313 są przeznaczone do odbioru fal w zakresie od 9 kHz do 30 MHz z opcją rozszerzenia do 120 MHz. Przeznaczone są zarówno do użytku domowego, amatorskiego i profesjonalnego. Oprogramowanie umożliwia wybór rodzaju emisji spośród praktycznie wszystkich rodzajów emisji AM i FM odbieranych sygnałów i śledzenie parametrów odbieranego sygnału. Odbiornik w wykonaniu zewnętrznym może być wyposażony w adapter PCMCIA. Pod adresem <http://www.winradio.co.uk/software/wr-g303-156.zip> można pobrać oprogramowanie, które bez odbiornika działa w wersji demonstracyjnej, pozwalającej na zapoznanie się z jego funkcjami.

Podobne odbiorniki serii WR-3150, WR-3500 oraz WR-3700 umożliwiają odbiór sygnałów o częstotliwościach w zakresie od 150 kHz do 1,5 ÷ 4 GHz. W różnych systemach kodowania, łącznie z programami nadawanymi w systemach wielodrożnych.

O jakości dźwięku decydują ostatecznie parametry karty dźwiękowej, w którą jest wyposażony komputer oraz jakość głośników dołączonych do karty.



Rys. 10.63. Odbiornik radiowy WR-3700i DSP (w wykonaniu wewnętrznym, z procesorem DSP).

Wiele stacji radiowych nadaje również swoje programy na żywo w wersji cyfrowej w sieci Internet. Do odbioru tych stacji potrzebne jest odpowiednie oprogramowanie komputera, umożliwiające odbiór i dekodowanie strumienia bitów. W zależności od formatu danych należy zainstalować:

RealPlayer dla formatów *ra* i *rm* (*Real Audio*, *Real Media*).

Windows Media Player dla formatu *wma* (*Windows Media Audio*).

Interfejsy tych programów mogą być zastępowane interfejsami stacji radiowych, ale ich obecność w systemie komputerowym jest konieczna. Możesz na przykład słuchać na żywo retransmisji programów w języku włoskim przez radio **RAI Italia**, w języku niemieckim Radio **Deutsche Welle**, w języku angielskim **Radio BBC** i wiele innych, które można znaleźć samodzielnie.

Istnieją również specjalne programy komputerowe umożliwiające wyszukiwanie, odtwarzanie i rejestrowanie internetowych programów radiowych, np. **Replay Radio**.

Należy pamiętać, że tylko niewielka ilość programów radiowych nadawanych w Internecie jest darmowa. Większość dobrych, szczególnie muzycznych programów jest dostępna po opłaceniu abonamentu (zazwyczaj kartą płatniczą poprzez Internet).

XI. Pomiary odbiorników radiowych. Zakres pomiarów.

Zakres i sposób pomiarów parametrów odbiorników radiowych, podobnie jak każdego innego typu wyrobów, określają normy międzynarodowe, normy krajowe i normy producenta.

Zgodnie z obecnie obowiązującym stanem prawnym ani normy krajowe ani międzynarodowe nie są normami obligatoryjnymi (z wyjątkiem norm dotyczących bezpieczeństwa i poziomu zakłóceń - kompatybilności elektromagnetycznej). Stosowanie norm międzynarodowych lub krajowych (przeważnie zgodnych z normami międzynarodowymi) umożliwia porównywanie właściwości wyrobów różnych producentów, którzy swoje wyroby opisują parametrami określonymi przez siebie w normie zakładowej (producenta). Wartości tych parametrów producent wyrobu umieszcza w instrukcji serwisowej, dostępnej tylko dla autoryzowanych punktów serwisowych. W instrukcji są także podane warunki pomiaru poszczególnych parametrów. Parametry podawane w instrukcji obsługi wyrobu dołączonej do wyrobu mają tylko orientacyjne znaczenie, ponieważ nie są podawane warunki i sposoby ich pomiaru. Niektóre z parametrów, najczęściej moc wyjściowa lub szerokość przeniesionego pasma akustycznego, mają wartości tak określone, aby spełniały funkcje reklamowe (marketingowe), nie mają natomiast znaczenia technicznego.

W Polsce wymagania dotyczące odbiorników radiowych, ich parametry i sposoby pomiaru parametrów określała nieobowiązująca już Polska Norma PN-73/T-04500 nosząca tytuł „Odbiorniki radiofoniczne – typowe metody pomiarów własności elektrycznych i elektroakustycznych”.

Treść normy była podzielona na siedem rozdziałów, w których określono kolejno:

Definicje określeń i pojęć

Ogólne warunki pomiarów

Pomiary czułości odbiornika

Pomiary parametrów związanych z selektywnością odbiornika

Pomiary parametrów opisujących wierność odtwarzania

Pomiary stabilności odbiorników

Inne pomiary

1. Wstęp

- 1.1. Przedmiot normy
- 1.2. Określenia ogólne
 - 1.2.1. Napięcie i prąd
 - 1.2.2. Sieć zasilająca
 - 1.2.3. Zasilanie bateryjne
 - 1.2.4. Wejście odbiornika
 - 1.2.5. Antena sztuczna
 - 1.2.6. Poziom sygnału wejściowego
 - 1.2.7. Wyjście odbiornika
 - 1.2.8. Normalne obciążenie zastępcze
 - 1.2.9. Częstotliwość fali nośnej
 - 1.2.10. Głębokość modulacji sygnału
 - 1.2.11. Normalny sygnał modulowany
- 1.3. Normy związane

2. Ogólne warunki pomiarów

- 2.1. Źródła zasilania badanego odbiornika
 - 2.1.1. Odbiorniki sieciowe
 - 2.1.2. Odbiorniki bateryjne
 - 2.1.3. Największe i najmniejsze napięcia zasilania
 - 2.2. Warunki atmosferyczne w czasie pomiarów
 - 2.2.1. Normalne warunki atmosferyczne
 - 2.2.2. Warunki atmosferyczne odniesienia
 - 2.2.3. Rozjemcze warunki atmosferyczne
 - 2.3. Pomieszczenia do pomiarów własności elektrycznych i elektroakustycznych odbiornika
 - 2.4. Częstotliwości pomiarowe
 - 2.5. Poziom sygnału wyjściowego
 - 2.5.1. Oznaczenia poziomów
 - 2.5.2. Poziom sygnału wejściowego w odbiorniku AM
 - 2.5.3. Napięcia wejściowe
 - 2.5.4. Natężenie pola
 - 2.5.5. Poziom sygnału wejściowego w odbiorniku FM
 - 2.6. Dostrojenie odbiornika do częstotliwości sygnału
 - 2.6.1. Dostrojenie odbiornika AM
 - 2.6.2. Dostrojenie odbiornika FM
 - 2.7. Pomiar mocy wyjściowej odbiornika
 - 2.8. Anteny sztuczne
 - 2.8.1. Anteny sztuczne do pomiaru odbiorników AM
 - 2.8.2. Anteny sztuczne i układy dopasowujące do pomiarów odbiornika FM
 - 2.9. Przyrządy pomiarowe stosowane przy pomiarach odbiornika AM z anteną indukcyjną
 - 2.9.1. Generator pola magnetycznego
 - 2.9.2. Ekranowana cewka pomiarowa
 - 2.10. Układy do pomiaru odbiornika z anteną indukcyjną
 - 2.10.1. Układ do pomiaru odbiornika z anteną ferrytową przy jednym sygnale
 - 2.10.2. Układ do pomiaru odbiornika z anteną ferrytową przy dwóch sygnałach
 - 2.10.3. Układ do pomiaru odbiornika z anteną ramową
 - 2.11. Błędy pomiarów odbiornika z anteną indukcyjną
 - 2.12. Korekcja wyników obliczeń
- ### 3. Pomiary czułości odbiorników
- 3.1. Określenia dotyczące czułości odbiorników
 - 3.1.1. Stosunek poziomu sygnału do poziomu szumów
 - 3.1.2. Czułość użytkowa odbiornika
 - 3.1.3. Czułość maksymalna odbiornika
 - 3.1.4. Czułość graniczna odbiornika
 - 3.1.5. Charakterystyka automatycznej regulacji wzmacnienia
 - 3.1.6. Charakterystyka wejściowo - wyjściowa odbiornika FM
 - 3.1.7. Czułość na wejściu adapterowym lub magnetofonowym odbiornika
 - 3.2. Pomiary stosunku poziomu sygnału do poziomu szumów
 - 3.3. Pomiar czułości użytkowej odbiornika
 - 3.4. Pomiar czułości maksymalnej odbiornika
 - 3.5. Pomiar czułości granicznej odbiornika FM
 - 3.6. Pomiar charakterystyki automatycznej regulacji wzmacnienia (ARW)

- 3.6.1. Odbiornik AM
- 3.6.2. Odbiornik FM
- 3.7. Pomiary zależności mocy wyjściowej od głębokości modulacji odbiornika FM
- 3.8. Pomiar czułości na wejściu adapterowym lub magnetofonowym odbiornika
4. Pomiary selektywności odbiorników
 - 4.1. Określenia dotyczące selektywności odbiorników
 - 4.1.1. Selektywność odbiornika
 - 4.1.2. Tłumienie sygnału o częstotliwości równej częstotliwości pośredniej
 - 4.1.3. Tłumienie sygnałów lustrzanych
 - 4.1.4. Tłumienie sygnałów odbieranych za pośrednictwem harmonicznym heterodyny
 - 4.1.5. Tłumienie gwizdu interferencyjnego
 - 4.1.6. Tłumienie sygnału zakłócającego o częstotliwości sygnału pożądanego
 - 4.1.7. Tłumienie sygnału zakłócającego znajdującego się w sąsiednim kanale
 - 4.1.8. Tłumienie modulacji amplitudy
 - 4.1.9. Charakterystyka strojenia odbiornika FM
 - 4.1.10. Tłumienie zakłóceń przenikających z sieci zasilającej
 - 4.1.11. Przydźwięk
 - 4.2. Pomiary selektywności
 - 4.2.1. Pomiar odbiornika AM przy dwóch sygnałach
 - 4.2.2. Pomiar odbiornika FM przy dwóch sygnałach
 - 4.2.3. Pomiar odbiornika AM przy jednym sygnale
 - 4.2.4. Pomiar odbiornika o regulowanej selektywności
 - 4.3. Pomiary tłumienia sygnału o częstotliwości pośredniej
 - 4.3.1. Pomiar odbiornika AM
 - 4.3.2. Pomiar odbiornika FM
 - 4.4. Pomiary tłumienia sygnałów lustrzanych
 - 4.4.1. Pomiar odbiornika AM
 - 4.4.2. Pomiar odbiornika FM
 - 4.5. Pomiar tłumienia sygnałów odbieranych za pośrednictwem harmonicznym heterodyny
 - 4.6. Pomiary tłumienia gwizdów interferencyjnych
 - 4.6.1. Pomiar tłumienia gwizdu interferencyjnego w odbiorniku AM przy jednym sygnale
 - 4.6.2. Pomiar tłumienia gwizdu interferencyjnego w odbiorniku AM przy dwóch sygnałach
 - 4.6.3. Pomiar tłumienia gwizdu interferencyjnego o częstotliwości 9kHz w odbiorniku AM
 - 4.6.4. Pomiar tłumienia gwizdu interferencyjnego w odbiorniku FM
 - 4.7. Pomiar tłumienia sygnału zakłócającego o częstotliwości sygnału pożądanego w odbiorniku FM
 - 4.8. Pomiar tłumienia sygnału o częstotliwości sąsiedniego kanału w odbiorniku FM
 - 4.9. Pomiar tłumienia modulacji amplitudy w odbiorniku FM
 - 4.10. Pomiar charakterystyki strojenia odbiornika FM
 - 4.11. Pomiar blokowania odbiornika AM silnym sygnałem zakłócającym
 - 4.12. Pomiar wrażliwości odbiornika AM na zakłócenia przenikające z sieci zasilającej
 - 4.13. Pomiar przenikania sygnałów podczas odtwarzania nagrań z płyty gramofonowej lub taśmy magnetofonowej
 - 4.14. Pomiary przydźwięku
 - 4.14.1. Zasady ogólne
 - 4.14.2. Pomiar przydźwięku w zależności od poziomu sygnału wejściowego
 - 4.14.3. Pomiar przydźwięku w zależności od położenia regulatora wzmocnienia
 - 4.14.4. Pomiar przydźwięku w zależności od położenia regulatorów barwy i innych
 - 4.14.5. Pomiar przydźwięku powstającego przy przenikaniu sygnału za pośrednictwem sieci zasilającej
 - 4.14.6. Przedstawienie wyników pomiarów
5. Pomiary wierności odtwarzania odbiorników
 - 5.1. Określenia dotyczące wierności odtwarzania
 - 5.1.1. Elektroakustyczna charakterystyka zniekształceń tłumieniowych odbiornika
 - 5.1.2. Elektroakustyczna charakterystyka zniekształceń tłumieniowych odbiornika przy odtwarzaniu nagrań z płyty gramofonowej lub z taśmy magnetofonowej
 - 5.1.3. Elektroakustyczna charakterystyka kierunkowości odbiornika
 - 5.1.4. Elektryczna charakterystyka zniekształceń tłumieniowych odbiornika
 - 5.1.5. Zniekształcenia harmoniczne odbiornika
 - 5.1.6. Zniekształcenia harmoniczne małej częstotliwości
 - 5.1.7. Zniekształcenia harmoniczne wielkiej częstotliwości
 - 5.1.8. Największy użytkowy sygnał wejściowy
 - 5.1.9. Całkowite zniekształcenia harmoniczne
 - 5.1.10. Największa użytkowa moc wyjściowa odbiornika
 - 5.1.11. Tłumienie wzajemnego przenikania sygnałów w odbiorniku stereofonicznym
 - 5.1.12. Współczynnik zrównoważenia układu stereofonicznego
 - 5.2. Pomiar elektroakustycznej charakterystyki zniekształceń tłumieniowych odbiornika

- 5.3. Pomiar elektroakustycznej charakterystyki zniekształceń tłumieniowych odbiornika
- 5.3. Pomiar elektroakustycznej charakterystyki zniekształceń tłumieniowych przy odtwarzaniu nagrań z płyty gramofonowej lub z taśmy magnetofonowej
- 5.4. Pomiar charakterystyki regulacji barwy dźwięku
- 5.5. Pomiar elektroakustycznej charakterystyki kierunkowości odbiornika
- 5.6. Pomiar elektrycznej charakterystyki zniekształceń tłumieniowych
- 5.7. Pomiar odpowiedzi odbiornika na sygnał prostokątny.
 - 5.7.1. Określenia dotyczące odpowiedzi odbiornika na sygnał prostokątny
 - 5.7.2. Metoda pomiaru
- 5.8. Pomiar zniekształceń nieliniowych
- 5.9. Pomiar współczynnika zawartości harmonicznego wzmacniacza małej częstotliwości odbiornika
- 5.10. Pomiar zależności współczynnika zawartości harmonicznego od napięcia wejściowego wzmacniacza małej częstotliwości odbiornika
- 5.11. Pomiar współczynnika zawartości harmonicznego wzmacniacza wielkiej i pośredniej częstotliwości oraz detektora
- 5.12. Pomiar największego użytkowego sygnału wejściowego
- 5.13. Pomiar zależności zniekształceń harmonicznego od głębokości modulacji
- 5.14. Pomiar współczynnika zawartości harmonicznego całego odbiornika
- 5.15. Pomiar największej użytkowej mocy wyjściowej
- 5.16. Pomiar zależności największej użytecznej mocy wyjściowej od małej częstotliwości
- 5.17. Pomiar zależności zniekształceń harmonicznego od rozstrojenia
- 5.18. Pomiar zniekształceń intermodulacyjnych
- 5.19. Pomiar zniekształceń nieliniowych metodą elektroakustyczną
- 5.20. Pomiar tłumienia wzajemnego przenikania sygnałów w odbiorniku stereofonicznym
- 5.21. Pomiar współczynnika zrównoważenia układu stereofonicznego
6. Pomiary stabilności odbiorników
 - 6.1. Określenia dotyczące stabilności odbiorników
 - 6.1.1. Stabilność odbiornika
 - 6.1.2. Mikrofonowanie
 - 6.1.3. Automatyczna regulacja częstotliwości
 - 6.2. Pomiary zmian częstotliwości dostrojenia
 - 6.2.1. Zasady ogólne
 - 6.2.2. Pomiar zmiany częstotliwości dostrojenia w czasie nagrzewania się odbiornika
 - 6.2.3. Pomiar zmiany częstotliwości dostrojenia odbiornika spowodowanej zmianą poziomu sygnału wejściowego
 - 6.2.4. Pomiar zmiany częstotliwości dostrojenia spowodowanej zmianą napięć zasilających
 - 6.2.5. Pomiar zmiany częstotliwości heterodyny
 - 6.3. Pomiary elektroakustycznego sprzężenia zwrotnego
 - 6.3.1. Pomiar elektroakustycznego sprzężenia zwrotnego powstającego za pośrednictwem obwodów wielkiej częstotliwości odbiornika
 - 6.3.2. Pomiar elektroakustycznego sprzężenia zwrotnego powstającego za pośrednictwem wzmacniacza małej częstotliwości odbiornika z wbudowanym gramofonem elektrycznym
 - 6.3.3. Pomiar podatności odbiornika na mikrofonowanie
 - 6.3.4. Pomiar podatności na mikrofonowanie wzmacniacza małej częstotliwości odbiornika z wbudowanym gramofonem elektrycznym
 - 6.4. Pomiar automatycznej regulacji częstotliwości
 - 6.5. Wpływ niepożądanych oscylacji własnych
7. Pomiary różne
 - 7.1. Pomiar skrajnych częstotliwości zakresów strojenia
 - 7.2. Pomiar błędu skalowania
 - 7.3. Pomiar luzu mechanizmu strojenia
 - 7.4. Pomiar charakterystyki regulatora wzmocnienia
 - 7.5. Pomiar najmniejszej mocy wyjściowej
 - 7.6. Pomiar poboru mocy i prądu zasilania

Wielu pomiarów opisanych w normie nie wykonuje się już, ponieważ są obecnie stosowane inne rozwiązania konstrukcyjne.

Pełny zakres pomiarów wszystkich parametrów odbiornika radiowego jest w praktyce rzadko wykonywany (np. przy badaniu typu wyrobu). W przypadku dostaw towarów do sieci handlowej odbiorca (sieć handlowa) może, na podstawie umowy o dostawie, dokonywać pomiaru wybranych parametrów lub oprzeć się na certyfikacie wystawionym przez dostawcę. Nowoczesne odbiorniki radiowe produkowane przez renomowane firmy mają parametry gwarantowane przez producenta, często znacznie lepsze, niż określone wartości graniczne podane w instrukcji serwisowej. W większości wypadków jest wystarczające dokonanie odbioru polegającego na sprawdzeniu funkcji odbiornika. Kontrolę taką nazywamy kontrolą organoleptyczną (sprawdzamy wzrokiem i słuchem, bez przyrządów pomiarowych). Producenci, sieci handlowe i sieci serwisowe wykorzystują powszechnie niemiecką normę DIN 45500, która zawiera analogiczne treści i przewiduje procedury

analogiczne, jak wspomniana wcześniej dawna polska norma PN-73/T-04500. Równie często wykorzystuje się standard IEC 268, stanowiący zbiór norm zawierających wymagania dla sprzętu elektrycznego i elektronicznego powszechnego użytku.

Sporadycznie należy wykonać pomiar jakiegoś parametru lub kilku parametrów po naprawie wyrobu w punkcie serwisowym (po wymianie uszkodzonych elementów lub modułów).

Wyposażenie stanowiska pomiarowego.


W otoczeniu użytkowanego odbiornika radiowego znajduje się wiele źródeł pól elektromagnetycznych zakłócających odbiór pożądaných sygnałów radiowych. Jeśli sygnał radiowy ma w miejscu odbioru wystarczająco wysoki poziom, zakłócenia nie mają większego wpływu na jakość i wierność odtwarzania audycji radiowej. Inaczej jest w przypadku pomiaru niektórych parametrów odbiornika, takich jak czułość, próg ograniczania i wielu innych, których wartość jest znacznie niższa od typowych wartości użytkowych i wyraża się w pojedynczych mikrowoltach.

Zakłócające pola elektromagnetyczne mają natężenie tego samego rzędu lub przewyższają wartością mierzone parametry odbiornika. W takich przypadkach jest konieczne stworzenie pewnej przestrzeni ekranowanej od zewnętrznych pól elektromagnetycznych, mogącej pomieścić zarówno obiekt mierzony, którym jest badany odbiornik radiowy, jak i przyrządy pomiarowe i osprzęt oraz osobę wykonującą pomiary. Prawie idealną osłonę od zewnętrznych pól elektromagnetycznych tworzy dobrze przewodząca szczelna powierzchnia metalowa zamykająca ze wszystkich stron przestrzeń, w której odbywać się mają pomiary. Pomieszczenie takie nosi nazwę klatki Faradaya.

Wartość tłumienia pola zewnętrznego (E_z) w stosunku do pola wewnątrz klatki (E_w) podaje się w decybelach. Dobra klatka Faradaya charakteryzuje się tłumieniem rzędu 100 dB, w granicach częstotliwości od kilkuset kHz do setek MHz. Tłumienie takie zapewniają klatki zbudowane z podwójnych ścianek metalowych i wyposażone w odpowiedniej jakości filtr dolnoprzepustowy w układzie zasilania klatki energią elektryczną.

Filtr sieciowy winien przenosić prądy rzędu 10 do 100A pod napięciem 230V o częstotliwości 50Hz. W najlepszych klatkach Faradaya uzyskuje się tłumienie rzędu 130 dB w zakresie od 10 do 200 MHz, natomiast poza tym zakresem tłumienie spada nawet do 80 dB na krańcach (200 kHz w zakresie dolnych częstotliwości i 1 GHz w zakresie górnych częstotliwości). Jeśli np. w otoczeniu mierzonego odbiornika znajduje się źródło sygnału emitujące pole elektromagnetyczne o natężeniu 3 V/m a czułość mierzonego urządzenia ma wartość rzędu 30 μ V/m, natężenie pola zakłócającego musi być znacznie mniejsze od tej wartości (np. dziesięciokrotnie mniejsze), tzn. rzędu 3 μ V/m. Tłumienie klatki Faradaya musi wynosić co najmniej:

$$A \geq 20 \lg \frac{3V/m}{3\mu V/m} = 20 \lg 10^6 = 120dB$$

W trakcie wykonywania pomiarów należy zachować szczególną ostrożność, przestrzegając ściśle przepisy bezpiecznej pracy na urządzeniach pod napięciem. Wykonując pomiary wymagające dokonania przerwy w obwodzie (np. pomiaru poboru prądu stałego z zasilacza lub poboru prądu z sieci), należy zawsze wyłączyć odbiornik z sieci, wykonać odpowiednie przerwy, włączyć przyrządy pomiarowe i po sprawdzeniu włączyć kabel zasilający do sieci. Elementy znajdujące się pod napięciem sieciowym lub wysokim napięciem są zawsze odpowiednio oznaczone (żółty trójkąt z czarnym wykrzyknikiem) .

Pomiary danych parametrów należy wykonać w odpowiednim układzie pomiarowym, stosując szczegółowe zalecenia producenta zawarte w instrukcji serwisowej wyrobu.

Wyniki pomiarów wpisuje się przeważnie do arkuszy pomiarowych przygotowanych przez siebie lub przez kierownictwo danego zakładu serwisowego zgodnie z wymaganiami ustalonymi w umowie o serwis z firmą produkującą dany wyrób.

Podstawowe przyrządy pomiarowe.

Pomiar prawie każdego parametru może być wykonany bardzo wielu metodami. Na rynku przyrządów pomiarowych oferowanych jest wiele przyrządów pomiarowych różnej klasy i o różnej zasadzie działania. Mamy do dyspozycji przyrządy pomiarowe o tradycyjnej konstrukcji, obsługiwane

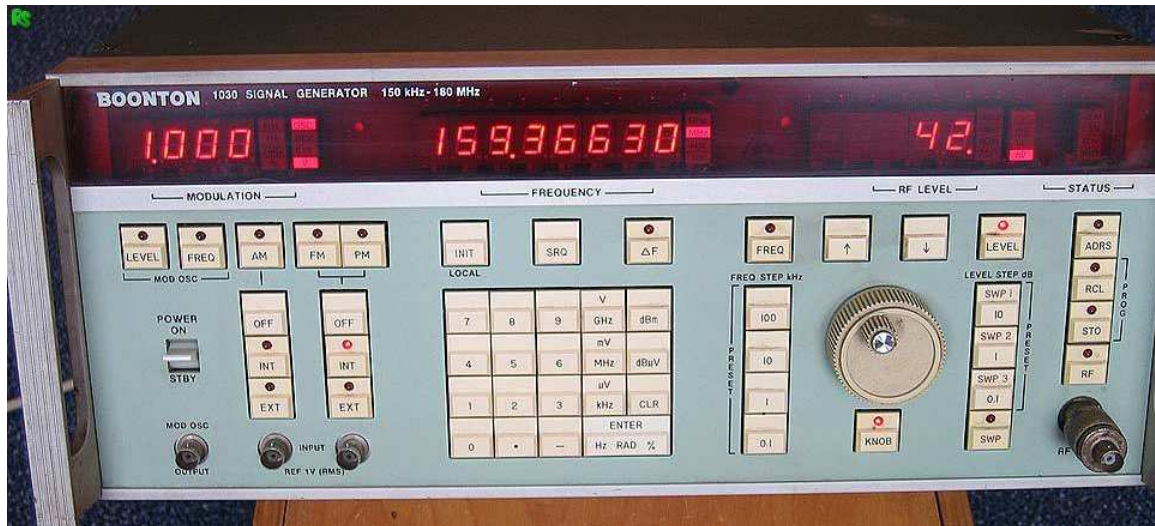
ręcznie oraz skomputeryzowane przyrządy z możliwością programowania (niestety, bardzo drogie), które po podłączeniu do mierzonego wyrobu mogą dokonać pomiaru kompletu parametrów odbiornika automatycznie, niemal bez udziału obsługi. Na wyposażenie stanowiska pomiarowego dobieramy przyrządy w zależności od rodzaju wykonywanych typowych pomiarów, od częstości wykonywania tych pomiarów i od klasy oraz typu wyrobów, które podlegają pomiarom parametrów. Inne będzie wyposażenie stanowiska pomiarowego umieszczonego w taśmie montażowej, inne w laboratorium konstrukcyjnym, inne w punkcie kontroli jakości, a zupełnie inne w punkcie serwisowym.

Wymagania dotyczące parametrów i właściwości przyrządów pomiarowych zależą również od rodzaju mierzonych wyrobów. Inny zestaw przyrządów będziemy stosować w przypadku pomiaru odbiorników przestrajanych mechanicznie i ze skalą mechaniczną, inny do przestrajanych elektronicznie i z wyświetlaczem cyfrowym. Różnice w sprzęcie pomiarowym wystąpią również przy pomiarach układów analogowych i cyfrowych odbiorników radiowych. Należy również dobierać klasę dokładności przyrządów w zależności od klasy odbiornika. Innej klasy dokładności wymaga pomiar odbiornika lub toru wzmacniacza akustycznego o zniekształceniach harmonicznym rzędu kilku procent, a innej pomiar wzmacniacza o zniekształceniach tysięcznych części procent.

Przed przystąpieniem do pomiarów należy dokładnie zapoznać się z instrukcją obsługi danego przyrządu pomiarowego.

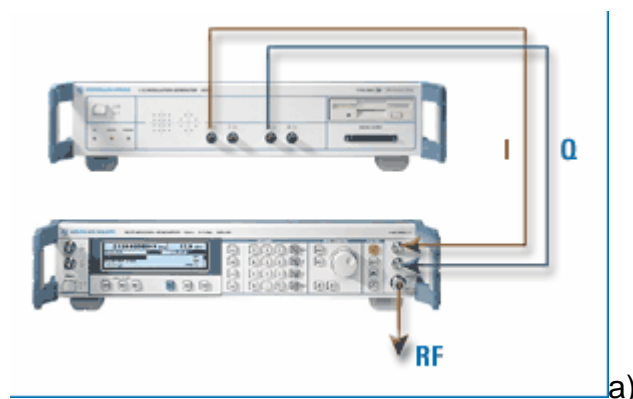
Do podstawowego zestawu przyrządów pomiarowych należy zaliczyć:

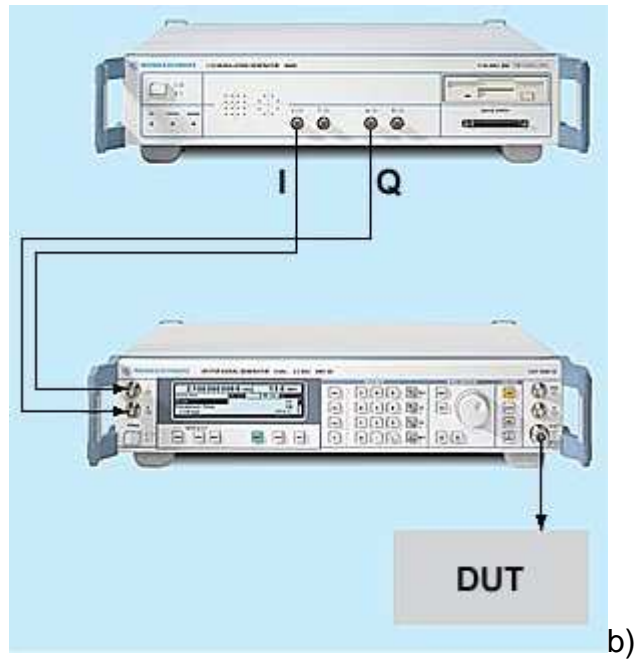
Generator sygnałowy



Rys. 11.1. Analogowy generator sygnałowy AM/FM/PM firmy Boonton oparty na układzie syntezy częstotliwości, z cyfrowym odczytem wartości nastawionej częstotliwości, wskaźnika głębokości modulacji i poziomu sygnału wyjściowego.

Koder stereofonicznego sygnału analogowego (ewentualnie z układem podnośnej RDS) Koder sygnałów cyfrowych różnych formatów (S/PDIF i wielodrożnych)





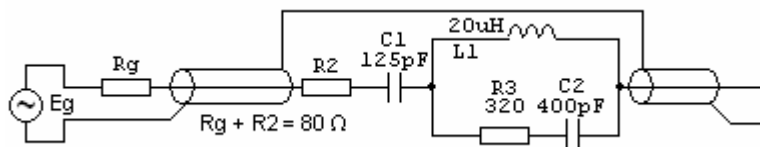
Rys. 11.2. Połączenie cyfrowego kodera stereo z cyfrowym generatorem sygnałowym firmy Rhode - Shwarz a) na wyjściu sygnał analogowy stereo b) sygnał cyfrowy stereo



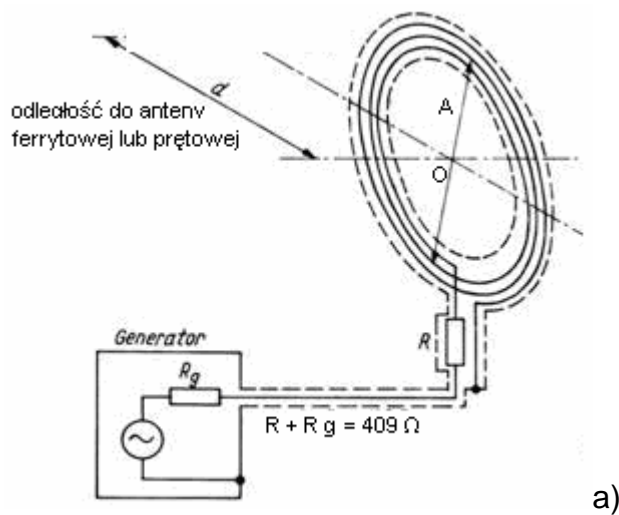
Rys. 11.2a. Zestaw pomiarowo testowy odbiorników radiowych, amplitunerów i zestawów centrów muzycznych.

W skład zestawu wchodzi programowany generator sygnałowy AM / FM SG5010 i analizator szumów i zniekształceń AA5001. Zaprogramowany cykl pomiarów odbywa się automatycznie.

Sztuczne anteny



Schemat zastępczy sztucznej anteny na zakresy AM do odbiornika z gniazdem antenowym AM



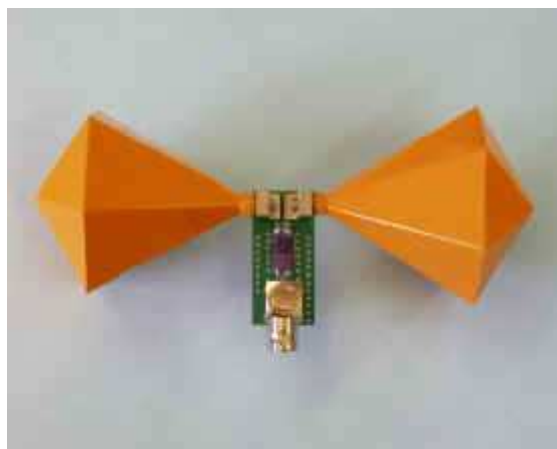
Rys. 11.3. Antena sztuczna na zakresy AM i FM do przenośnych odbiorników radiowych z anteną ferrytową i anteną prętową. Zasada działania (a) i wygląd (b)

Natężenie pola elektrycznego wyrażone w $\mu\text{V}/\text{m}$ w odległości d od punktu „O” anteny wyraża się

$$K_v = \frac{30AE_g n}{d^3 (R_g + R)}$$

wzorem:

- A [m^2] – powierzchnia anteny = $\pi D_{sr}^2/4$
- n – ilość zwojów
- E_g [V] – SEM na wyjściu generatora sygnałowego



Rys. 11.3c). Antena sztuczna na zakresy FM do przenośnych odbiorników radiowych z anteną prętową.

Generator pomiarowy w zakresie częstotliwości akustycznych f_m 20 Hz ÷ 100 kHz

Oscyloskop lub komplet oscyloskopów na zakresy częstotliwości występujących w torze wysokiej, pośredniej i małej częstotliwości.

Wobuloskop lub oscyloskop i wobulator na zakresy częstotliwości jak wyżej



Rys. 11.4. Wobuloskop

Miernik mocy i miernik zniekształceń lub miernik zniekształceń z miernikiem mocy



a)

b)

Rys. 11.5. Automatyczne mierniki zniekształceń: a) jednokanałowy DM-3104A i dwukanałowy DM-3204

Zniekształcenia przy częstotliwości 400 Hz/1kHz (0.01%), a w zakresie 20Hz to 100kHz 0.01 % do 30%.

01/0.3/1/3/10/30 % w stosunku do pełnej skali

Zakres częstotliwości: 400Hz \pm 10%, 100Hz \pm 10% (z filtrem HPF)

Opcjonalnie: wąskopasmowy filtr trzeciej harmonicznej 333Hz (BPF) oraz filtr górnopasmowy 333Hz (HPF)

Zakres napięć wejściowych: 3mV do 100 V

Automatyczny zakres przełączania częstotliwości

Częstotliwość podstawowa (f_0) \pm 10%

Tłumienie podstawowe:

> -80dB do \pm 5%

> -70dB do \pm 10%.

Dokładność harmoniczných \pm 0.5dB pomiędzy 1.8 do 20kHz

Dokładność pomiaru \pm 5% pełnej skali

Wyjście monitora 1 Vrms na całej skali

Poziomy pomiarowe

Zakres pomiarów: 0 do 100V 0.03/0.1/0.3/1/3/10/30/100V w stosunku do pełnej skali

błąd pomiaru w zakresie częstotliwości:

\pm 0.5dB pomiędzy 20Hz do 50kHz

\pm 1dB pomiędzy 20Hz do 100kHz

Impedancja wejściowa: 100kOhm \pm 5%

Nieźrównoważenie < 70pF

Dokładność pomiaru napięcia: 3% w stosunku do całej skali



Rys. 11.6. Analogowy automatyczny miernik zniekształceń zniekształceń



Rys. 11.6a. Analogowy miernik zniekształceń



Rys. 11.7. Cyfrowy miernik zniekształceń

THD, THD+Noise, oraz pomiar SINAD

- * generator przebiegu sinusoidalnego 20Hz-20kHz
- * szybkie przemiatanie częstotliwości
- * wyjście asymetryczne 4Vrms (single-ended) lub różnicowe 8Vrms
- * pomiary amplitud pojedynczych harmonicznnych
- * 5 standardowych filtrów kształtujących pasmo audio
- * 13 funkcji DMM (6-1/2cyfry)
- * możliwość testowania jakości urządzeń bezprzewodowych audio
- * testowanie liniowości komponentów
- * testowanie granicznych wartości minimalnego i maksymalnego obciążenia przy założonym THD
- * testowanie głośników telefonicznych i w układach automatyki

Analizator widma podawanych na wejście sygnałów sinusoidalnych i prostokątnych oraz szumów białego i różowego na wyjściu wzmacniacza



Rys. 11. 7a. Nowoczesny zestaw do testowania urządzeń audiofonicznych złożony z dwukanałowego generatora sygnałów akustycznych i dwukanałowego analizatora widma.

Za pomocą powyższego zestawu można wykonać pomiary poziomu sygnału wyjściowego, poziomu szumów, współczynnika S/N ratio (szerokopasmowo, z filtrem wagowym lub selektywnym), całkowitego współczynnika zniekształceń (THD+noise, SINAD), przesunięcia fazy, real-time

dwukanałowy pomiaru amplitud, współczynnika tłumienia przesłuchów między kanałami, balansu kanałów, wzmocnienia i tłumienia oraz start mocy, a także wow and flutter, zakłóceń wprowadzanych przez zasilanie oraz rezystancję urządzenia dołączonego do wyjścia generatora.



Rys. 11. 7b. Analizator sygnałów audio analogowych i cyfrowych

Woltomierz / miliwoltomierz selektywny wielkiej częstotliwości

Woltomierz szerokopasmowy małej częstotliwości (częstotliwości akustycznych) z dołączanymi filtrami psofometrycznymi



Rys. 11.7b. Cyfrowy miliwoltomierz MV100

Miernik służy do pomiaru poziomów napięć zmiennych małej częstotliwości, zniekształceń i szumów urządzeń audiofonicznych. Jest wyposażony w komplet filtrów psofometrycznych. Wraz z generatorem sygnałów akustycznych tworzy kompletny zestaw do analizy parametrów sprzętu audiofonicznego.

Sondy pomiarowe wysokiej (z detektorem i bez) i małej częstotliwości

Woltomierze napięć zmiennych i stałych

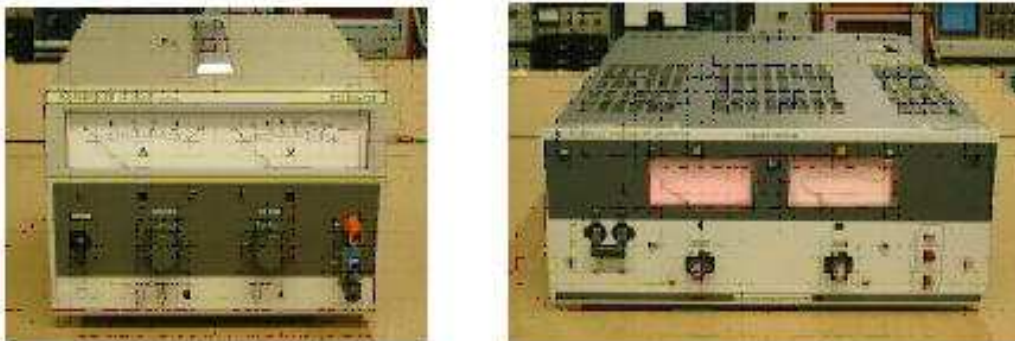
Amperomierze prądów zmiennych i stałych

Autotransformator lub regulowany transformator napięcia zasilania

Transformator bezpieczeństwa

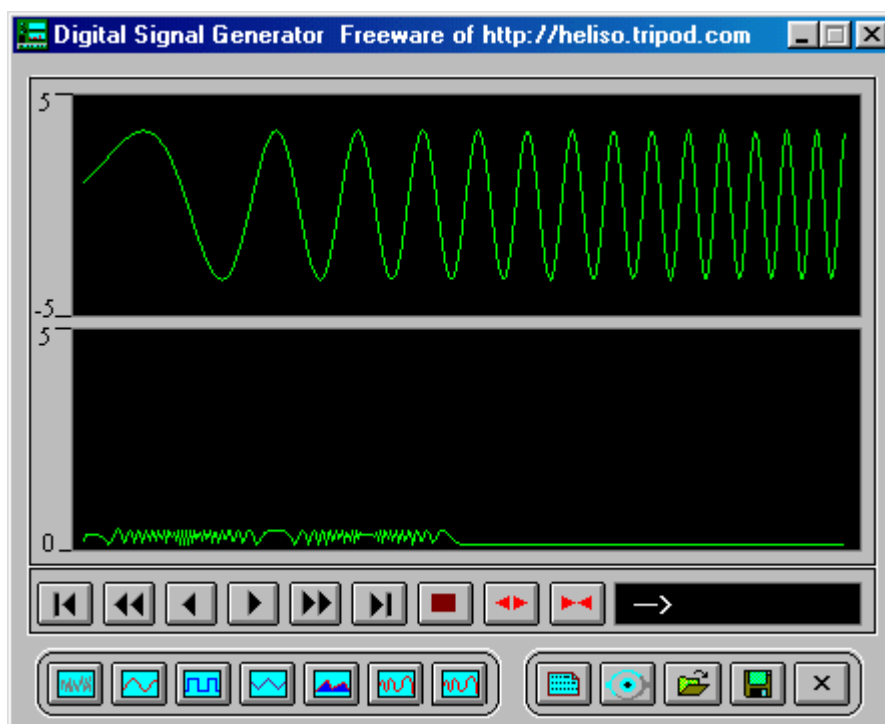
Elementy łączące i dopasowujące (kable, przewody, złączki przejściowe, rezystory wzorcowe i końcowe, filtry, dławiki, tłumiki i wiele innych).

Zasilacze sieciowe



Rys. 1. 7.b. Typowe stabilizowane zasilacze sieciowe napięć stałych dużej mocy o regulowanej wartości napięć symetrycznych wyposażone w mierniki napięcia i prądu.

Nowoczesne laboratoria pomiarowe wyposażone są w komputery wyposażone w odpowiednie oprogramowanie i karty stanowiące interfejsy pomiędzy wejściami komputera i wyjściami odbiornika oraz wyjściami komputera i wejściami odbiornika. Sygnały pomiarowe są w tym przypadku generowane przez kartę (stanowiącą nadajnik sygnałów), a obsługa układu pomiarowego odbywa się przez interfejs graficzny uwidoczniiony na ekranie monitora. Część sygnałów pomiarowych może być wytwarzana przez oprogramowanie (software) komputera. Ekran monitora pełni też rolę oscyloskopu, wobuloskopu, cyfrowego woltomierza itp. Odpowiednie oprogramowanie zapewnia także rejestrację wyników pomiarów w pamięci, ich obróbkę statystyczną oraz edycję różnego rodzaju charakterystyk na żądanie użytkownika. Do oprogramowania tego typu można zaliczyć program LabView. Poniżej przedstawiono ekran prostego generatora sygnałowego zrealizowanego programowo. Na ekranie można m.in. zobaczyć przebieg „przemiatania” generowany przez wobulator, stosowany do zdejmowania charakterystyki amplitudowej lub fazowej mierzonego układu w funkcji częstotliwości.



Rys. 11.8. Przykład przyrządu pomiarowego realizowanego przez software komputera.

Sposób pomiaru wybranych parametrów odbiornika radiowego.

Przed omówieniem metodyki pomiarów poszczególnych parametrów odbiornika zapoznamy się z kilku pomocniczymi pojęciami, których będziemy używać wielokrotnie omawiając poszczególne pomiary. Należą do nich:

- *normalny sygnał modulowany* – jest to sygnał wejściowy wielkiej częstotliwości o określonej, zalecanej częstotliwości nośnej, wyrażony w SEM lub w jednostkach natężenia pola elektrycznego o podanej w normie lub przez producenta wartości (np. 1mV) zmodulowany amplitudowo lub częstotliwościowo sygnałem małej częstotliwości 1 kHz lub 400 Hz o współczynniku głębokości modulacji $m = 30\%$ (w przypadku FM CCIR odpowiada to **dewiacji** $D = 15$ kHz).

- *normalna wyjściowa moc pomiarowa* – jest to moc sygnału małej częstotliwości mierzona na znamionowym obciążeniu uzyskana przy normalnym sygnale pomiarowym (lub przy normalnym wejściowym sygnale pomiarowym o zwiększonym współczynniku głębokości modulacji $m = 80\%$), której wartość jest określona w normie dla danego typu odbiornika lub przez producenta (np. 0,5 W, 1W, 2W itd.)

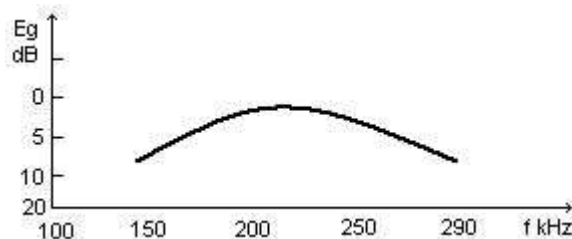
Pomiar zakresu przestrajania.

W pomiarze tym wyznacza się skrajne częstotliwości odbierane na danym zakresie. W czasie pomiaru należy wyłączyć układ ARCz lub ustalić sygnał wejściowy poniżej poziomu zadziałania ARCz.

Pomiar czułości

Na wejście odbiornika podajemy sygnał SEM (falę elektromagnetyczną o natężeniu pola elektromagnetycznego emitowaną przez antenę ramową) o zalecanej częstotliwości pomiarowej zmodulowany sygnałem małej częstotliwości 1 kHz lub 400 Hz o współczynniku głębokości $m = 30\%$ (jak w przypadku sygnału normalnego). Regulator głośności ustawiamy w położeniu, w którym na wyjściu uzyskuje się normalną moc wyjściową. Metodą kolejnych prób ustalamy taki sygnał wejściowy, przy którym po wyłączeniu modulacji w generatorze sygnałowym moc szumów jest mniejsza od mocy sygnału modulowanego (z szumem) o 20 dB na zakresach AM lub 26 dB na zakresie FM. Za każdym razem należy korygować położenie regulatora głośności, aby utrzymać normalną moc wyjściową. Wartość tak ustalonego sygnału wejściowego wyrażona odpowiednio w μV (lub w V/m jest *czułością odbiornika*.

Pomiaru czułości dokonuje się dla sygnału monofonicznego i dla sygnału stereofonicznego. Czulość dla sygnału stereofonicznego jest oczywiście gorsza od czulości dla sygnału monofonicznego. Czulość odbiornika może być również wyznaczana w funkcji częstotliwości. Uzyskamy w ten sposób zależność czulości od częstotliwości sygnału wejściowego, zwaną *charakterystyką przestrajania odbiornika*.



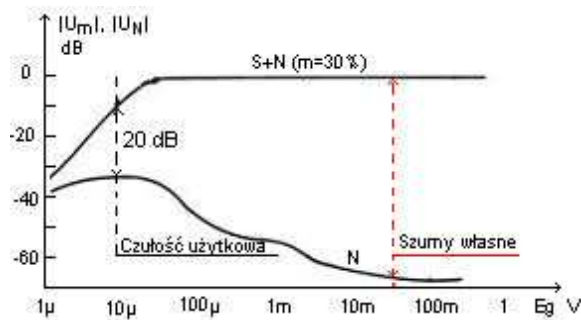
Rys. 11.9. Charakterystyka przestrajania odbiornika na zakresie fal długich strojonego dwupunktowo.

Podobnie mierzy się czulość wejść małej częstotliwości odbiornika, podając na odpowiednie wejście sygnał małej częstotliwości 1 kHz lub 400 Hz o takiej wartości skutecznej, przy której po jego wyłączeniu uzyskuje się stosunek $(S+N)/N$ równy 26 dB przy normalnej mocy wyjściowej.

Pomiar poziomu szumów własnych odbiornika.

W praktyce wyznacza się wyrażony w decybelach stosunek sumy sygnału i szumu na wyjściu odbiornika do szumu na wyjściu.

Pomiar ten wykonywany jest analogicznie jak pomiar czulości, ale przy podanym normalnym sygnale pomiarowym na wejście antenowe odbiornika. Po wyłączeniu modulacji określamy stosunek $(S+N)/N$ w decybelach.

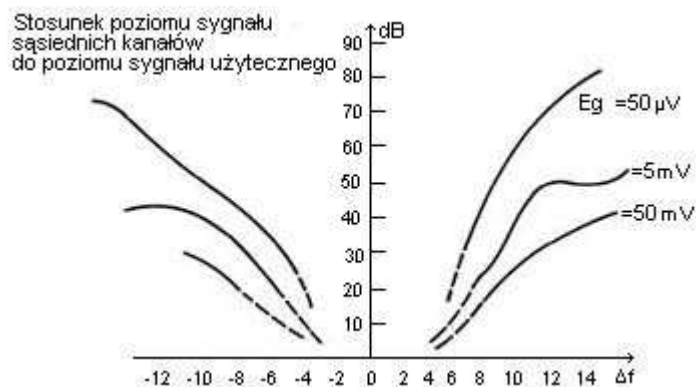


Rys. 11.10. Przykład charakterystyki szumowej odbiornika w funkcji sem sygnału wejściowego.

Na pokazanej charakterystyce można odczytać czułość użytkową odbiornika (w tym przypadku czułość odbiornika AM) oraz tłumienie szumów własnych przy sygnale normalnym na wejściu.

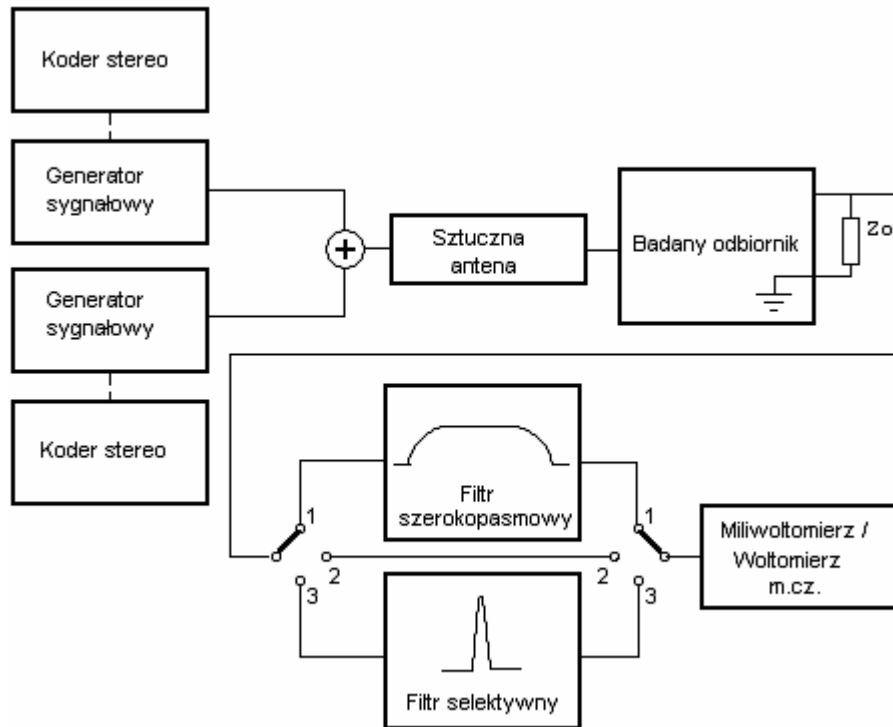
Pomiary selektywności

Na *selektywność odbiornika* składa się komplet parametrów określonych w p. 4. **Tab 11.1.** (Więcej). Do najważniejszych należą: tłumienie sygnału sąsiedniego kanału (*selektancja*), tłumienie sygnału o częstotliwości pośredniej i tłumienie sygnałów lustrzanych. Parametry te mogą być mierzone metodą dwusygnałową lub uproszczoną, dającą nieco inne wyniki, metodą jednosygnałową. Wykonując pomiary metodą dwusygnałową jeden z generatorów należy dostroić do częstotliwości nośnej wybranego kanału i ustawić normalną moc na wyjściu odbiornika przy normalnym sygnale pomiarowym na wejściu. Następnie należy wyłączyć sygnał modulujący i drugi generator dostroić do częstotliwości zakłócającej, tzn. nośnej kanału sąsiedniego (kolejno leżącego niżej i wyżej) przy pomiarach selektancji, do częstotliwości lustrzanej – przy pomiarze tłumienia częstotliwości lustrzanej, a następnie do częstotliwości pośredniej, przy pomiarze tłumienia częstotliwości pośredniej. W każdym przypadku należy wyznaczyć stosunek poziomu sygnału zakłócającego na wyjściu do pożądanego sygnału normalnego na wyjściu. Można też doprowadzić poziom sygnału zakłócającego do wartości normalnej na wyjściu i wyznaczyć stosunek sygnałów pożądanego zakłócającego na wyjściach generatorów. Wyniki pomiarów wyrażamy w decybelach. Często przyrządy pomiarowe używane w układzie pomiarowym pozwalają na odczyt wartości mierzonych i nastawianych bezpośrednio w decybelach.



Rys. 11.11. Przykładowe charakterystyki tłumienia sygnałów zakłócających w funkcji odstrojenia i poziomu sygnału wejściowego.

Poniżej przedstawiono ogólny schemat blokowy do pomiaru omówionych wyżej wielkości. W przypadku pomiaru odbiornika stereofonicznego sygnał wyjściowy mierzymy na wyjściu jednego z kanałów. Wartość obciążenia Z_0 odbiornika musi być zgodna z wymaganiami producenta. Jeśli wyjściem jest wyjście wzmacniacza mocy, należy je obciążyć odpowiednim głośnikiem lub obciążeniem zastępczym. Jeśli wyjściem jest przedwzmacniacz amplitunera, należy je obciążyć zgodnie ze specyfikacją producenta. Często jest to obciążenie złożone z równolegle połączonych: rezystora o wartości 470 k Ω i kondensatora 100 pF.

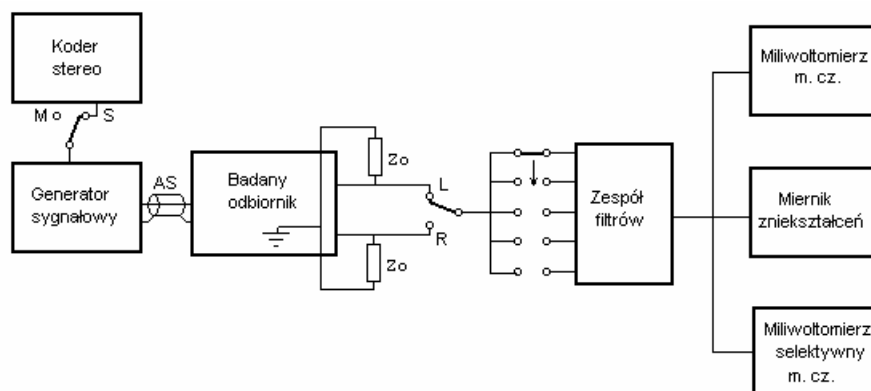


Rys. 11.12. Ogólny układ pomiarowy do pomiarów czułości, zakresu przestrojenia, szumów i selektywności odbiornika. W przypadku ostatniego pomiaru należy podłączyć dwa generatory sygnałowe.

Metodyka wyżej omówionych pomiarów odbiornika na zakresach AM i FM jest podobna. Należy jedynie zastosować odpowiednie układy anten zastępczych.

Pomiary wierności odtwarzania

Następną grupę pomiarów można określić jako pomiary *wierności odtwarzania*. Pomiary tych parametrów można wykonać w układzie pomiarowym jak na rysunku poniżej, dołączając odpowiednie filtry pasmowe i przyrządy pomiarowe.



Rys. 11.13. Ogólny układ pomiarowy przesłuchów między kanałami, mocy znamionowej i maksymalnej oraz zniekształceń nieliniowych.

Pomiar przesłuchów między kanałami

Wielkość przesłuchu między kanałami odbiornika stereofonicznego lub wielodrożnego informuje użytkownika o jakości rozróżnienia dominującego kierunku źródła dźwięku emitowanego w danym kanale. Pomiaru tego dokonuje się podając na wejście odbiornika radiowego normalny sygnał nośny zmodulowany sygnałem stereofonicznym lub cyfrowym sygnałem wielodrożnym tylko w jednym kanale i mierząc poziom tego sygnału w pozostałych kanałach. Różnica poziomów sygnału pomiędzy danym kanałem i każdym z pozostałych kanałów mierzona w decybelach (przy wyjściowej mocy normalnej) jest tłumieniem przesłuchu między danymi kanałami. W większości tych pomiarów stosuje się zwiększony współczynnik głębokości modulacji (i odpowiednio większą dewiację) do 80% zamiast stosowanego przy pomiarze czułości współczynnika 30%.

Pomiar mocy znamionowej i mocy maksymalnej

Moc znamionową odbiornika mierzy się na wyjściu odbiornika wysterowanego normalnym sygnałem wejściowym. Na wyjściu ustawia się regulatorem siły głosu moc, przy której zniekształcenia nieliniowe mają wartość podaną przez producenta. Wartość mocy wyznaczona w ten sposób jest przeważnie większa od wartości mocy znamionowej podanej przez producenta. Podobnie wyznacza się maksymalną moc wyjściową przy zniekształceniach nieliniowych równych 10%.

Pomiar zniekształceń nieliniowych

Zniekształcenia nieliniowe mierzy się przy normalnym sygnale na wejściu i mocy znamionowej określonej przez producenta na wyjściu w takim samym układzie pomiarowym jak w przypadku pomiaru mocy znamionowej.

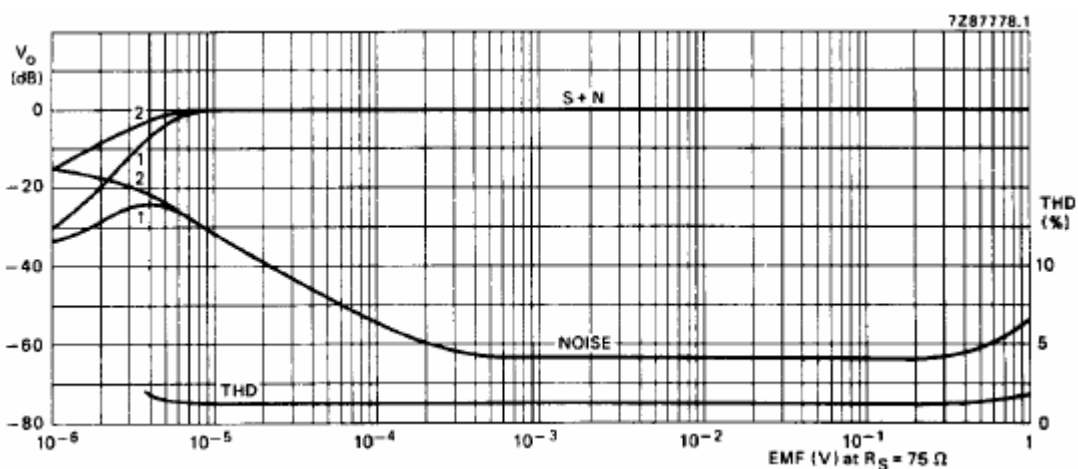
W instrukcji serwisowej **tunera ST-GT650** można prześledzić układy pomiarowe zalecane przez producenta tego wyrobu.

Oprócz parametrów odbiornika jako całości można również wyznaczać parametry jego części składowych, modułów lub poszczególnych podzespołów.

Pomiary modułów i podzespołów odbiornika radiowego

Podobnie do pomiaru parametrów całego odbiornika radiowego wykonuje się pomiary parametrów jego poszczególnych modułów lub układów scalonych. Pomiarów parametrów tych układów należy dokonywać w tak zwanym układzie aplikacyjnym, podanym w arkuszu katalogowym danego modułu lub układu. Schematy aplikacyjne niektórych układów scalonych pokazane były wcześniej, przy okazji omawiania ich konstrukcji i zasady działania.

Poniżej przedstawiono dla przykładu charakterystyki sygnał / szum $[(S+N)/N]$ oraz współczynnika zniekształceń nieliniowych (THD) omawianego wcześniej układu scalonego **TDA7020/7021** w zależności od wartości siły elektromotorycznej SEM (EMF) sygnału wejściowego [V] przy określonej częstotliwości sygnału.



Rys. 11.14. Przykład charakterystyki sygnał + szum / szum w zależności od wartości SEM sygnału dla układu scalonego TDA 7021.

Do podstawowych pomiarów parametrów podzespołów odbiornika radiowego możemy zaliczyć pomiary parametrów toru pośredniej częstotliwości. Będą to takie parametry jak czułość toru p. cz.,

pasmo i kształt charakterystyki przenoszenia „ π ” oraz charakterystyki demodulatora „S” oraz zniekształceń nieliniowe i fazowe toru p. cz. Sposób pomiaru tych parametrów określa producent w instrukcji serwisowej.

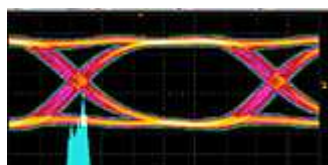
Osobną grupę pomiarów stanowią pomiary części akustycznej (małej częstotliwości) odbiornika radiowego. W zależności od konstrukcji odbiornika pomiary będą dotyczyły części m. cz. amplitunera, oddzielnego wzmacniacza mocy lub złożonego zestawu audio zawierającego procesor dźwięku, korektor graficzny, wiele wejść sygnału m. cz. itp. Dokładniejsze omówienie metodyki pomiarów toru małej częstotliwości można znaleźć w **prezentacji** przedstawionej na stronie Zespołu Szkół Policealnych w Chojnicach w dziale poświęconym pomiarom toru fonicznego.

Pomiary części cyfrowej odbiorników cyfrowych obejmują, oprócz wymienionych wyżej pomiarów czułości, mocy, zniekształceń i dynamiki, specyficzne dla tych odbiorników pomiary takich parametrów jak czasy narastania i opadania impulsów, czasy opóźnień, jitter, wow and flutter, odporność na zakłócenia i zaniki sygnału itp. Pomiary te wykonuje się w specjalistycznych laboratoriach. Wiele z tych pomiarów można wykonać przy pomocy odpowiednio oprogramowanego komputera o odpowiednio dużej mocy obliczeniowej wykonując zalecane testy pomiarowe.

Miernik do pomiaru parametru "jitter" (niestałości położenia) impulsów zegarowych. Miernik może być wykorzystywany zarówno do pomiaru w torze cyfrowego odbiornika radiowego jak i do pomiarów odtwarzaczy CD i DVD. Istnieje wiele metod pomiaru tego parametru. Należy wybrać metodę najlepszą ze względu na cel pomiaru.



Rys. 11.15. Analogowy miernik parametru "jitter".





Rys. 11.16. Oscyloskopowy skaner wykresu okowego i wykres okowy (Eye Diagram) pomiaru "jitter". Kolorem niebieskim pokazano spektrum częstotliwości przebiegu.

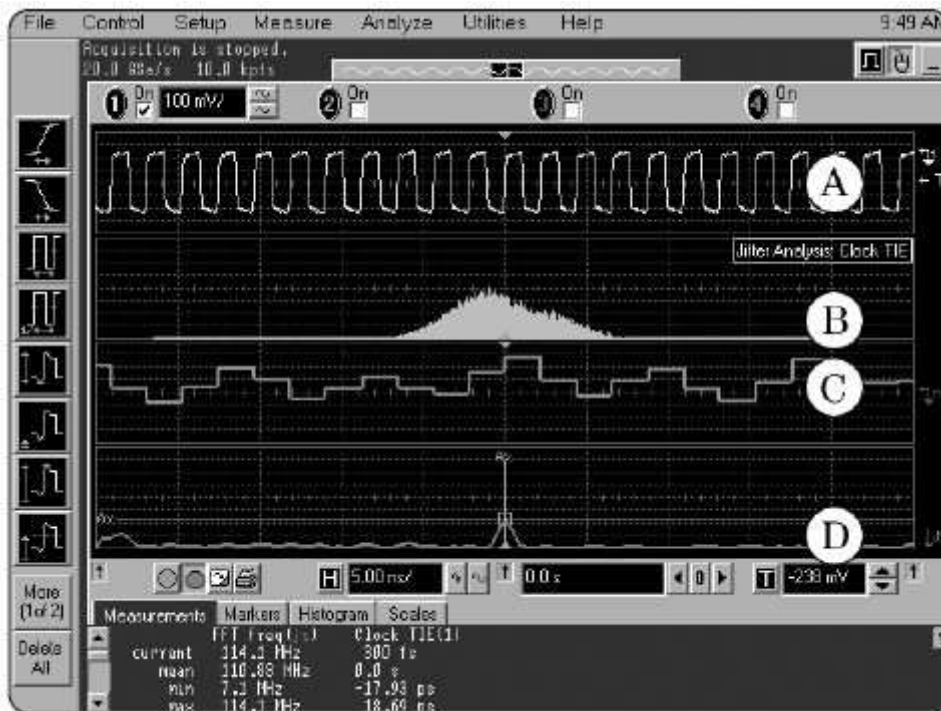
Jakość odbioru sygnału cyfrowego, inaczej niż w przypadku sygnału analogowego, charakteryzuje się praktycznie dwoma stanami: odbiór istnieje lub brak odbioru. W bardzo wąskiej strefie przejściowej pojawiają się zaniki odbioru. O odbiorze lub jego braku decyduje stosunek sygnału cyfrowego C do szumu N (C/N). Stosunek ten jest charakterystyczny dla danego sposobu modulacji kanałowej i parametru **CR** (Code Rate). Tak określona czułość odbiornika cyfrowego zależy więc nie tylko od jego parametrów, ale także od parametrów transmisji odbieranego sygnału. Czułością odbiornika cyfrowego będziemy nazywać wielkość sygnału wejściowego (SEM) o danej modulacji kanałowej (**QPSK, QAM, COFDM**), przy której stosunek C/N na wyjściu odbiornika osiąga wartość charakterystyczną dla danego typu transmisji. Stosunek ten będzie inny dla sygnału, w którym CR wynosi 1/2, a inny dla sygnału, w którym CR = 3/4.



Rys. 11.17. Tester stopy błędu.

Inny sposób pomiaru czułości odbiornika cyfrowego, niezależny w dużym stopniu od rodzaju modulacji i współczynnika CR, polega na wyznaczeniu poziomu (SEM) sygnału wejściowego w. cz., przy którym stopa błędnych bitów (BER) przed korekcją ma określoną wartość, np. BER = $1 \cdot 10^{-4}$ (jeden błędny bit na 10 000). Sygnał taki nosi nazwę QEF (Quasi Error Free – zasadniczo bez błędów). Tak wyznaczona czułość ma oczywiście zupełnie różną wartość od wyznaczonej przy danym stosunku C/N i dotyczy tylko części radiowej (w. cz.) odbiornika. Pomiar ten, wykonywany przy zastosowaniu odbiornika wzorcowego, służy do oceny jakości sygnału cyfrowego w miejscu odbioru. Do oceny jakości odbioru lub jakości sygnału cyfrowego służy także stopa błędów na wyjściu dekodera Solomona - Reeda (RC BER), a także wartość parametru jitter i wykresy okowe (Eye Diagrams) otrzymywane na ekranie skanera oscyloskopowego.

Źródłem pomiarowego sygnału cyfrowego jest generator sygnałowy cyfrowych sygnałów pomiarowych, znacznie bardziej skomplikowany od analogowego generatora sygnałowego. Podstawowe znaczenie ma tu dokładność i stałość częstotliwości nośnej sygnału wyjściowego oraz generowanych strumieni bitów. Już bardzo mała odchyłka od danej wartości częstotliwości podnośnej powoduje zanik sygnału na wyjściu odbiornika (zobacz jak są synchronizowane nadajniki programów cyfrowych opisane **wcześniej**).



Rys. 11.18. Ekran komputerowego analizatora przebiegu impulsów zegarowych.



Generator impulsów wzorcowych może generować pseudolosowe ciągi impulsów o długości od pojedynczych bitów do megabitów. Może także symulować jitter i opóźnienia czasowe impulsów. Generator ma zastosowanie do badania układów koderów i dekodek oraz procesorów sygnałów cyfrowych.

Rys. 11.19. Generator impulsów wzorcowych.