



Widmo rozproszone. Amatorski projekt (część 1/2). Nadajnik Spread Spectrum. Amateur project (part 1/2). Transmitter

Transmisja dźwięku z wykorzystaniem widma rozproszonego.

Voice link over spread spectrum radio

Systemy z rozproszonym widmem w porównaniu z wąskopasmowymi są bardziej odporne na zakłócenia, zaniki sygnału, efekt Dopplera. Dzięki kodowemu rozdzielaniu sygnałów (CDMA) bardziej efektywnie wykorzystują pasma częstotliwości oraz pozwalają na zwiększenie prywatności transmisji. Nie zakłócają i nie są zakłócanie przez systemy wąskopasmowe pracujące na tych samych częstotliwościach. Zysk przetwarzania pozwala zredukować moc nadajnika. Metodami rozpraszania widma są: przełączanie częstotliwości (frequency hopping), skoki w dziedzinie czasu (time hopping), kluczowanie bezpośrednie (direct sequence). Możliwe również kombinacje metod. Sygnały o rozmytym widmie mogą przenosić informacje użyteczne (analogowe lub cyfrowe) dzięki „klasycznym” metodom modulacji. Jednakże modulacja AM amplitudy zmniejsza obwiednię rozproszonego sygnału, co utrudnia pracę korelatora. Przy mniejszych odległościach od nadajnika możliwa jest detekcja obwiedni i przez to odebranie sygnału użytecznego bez znajomości kodu. Modulacja częstotliwości jest korzystniejsza w połączeniu z metodą frequency hopping rozpraszania widma. Jeśli do rozproszenia widma nośnej wykorzystamy kluczowanie bezpośrednie cyfrową sekwencją pseudolosową, najlepsza będzie modulacja cyfrowa. Wykorzystano 2-stanową modulację fazy (BPSK).

Opis działania transmisji z widmem rozproszonym

Analogowy sygnał akustyczny po zamianie na cyfrowy jest wymnażany EX-OR z cyfrową sekwencją pseudolosową po czym moduluje fazę nośnej (rozproszenie widma). Po wzmocnieniu, szerokopasmowy sygnał kierowany jest do anteny. W odbiorniku szerokopasmowy sygnał wymnażany jest EX-OR z identyczną sekwencją pseudolosową (kompresja widma) i powstaje wąskopasmowy sygnał z 2-stanową modulacją fazy (BPSK). Po demodulacji sygnał cyfrowy zamieniany jest na analogowy i po wzmocnieniu kierowany jest na głośnik. Warunkiem działania jest znajomość sekwencji pseudolosowej i jej fazy z dokładnością $\frac{1}{2}$ bitu.

Do synchronizacji wykorzystano oprócz głównej, 2 dodatkowe gałęzie kompresji widma: wcześniejszą (early) oraz opóźnioną (late). Sygnał w gałęzi early jest wymnażany przez sekwencję pseudolosową przesuniętą wstecz o $\frac{1}{2}$ bitu, natomiast sygnał w gałęzi late jest wymnażany przez sekwencję pseudolosową opóźnioną o $\frac{1}{2}$ bitu, w stosunku do sekwencji pseudolosowej wykorzystywanej w głównej gałęzi odbiornika. W przypadku, gdy sekwencja PN (pseudolosowa) w odbiorniku opóźnia się, powstaje impuls (RSSI LATE) w gałęzi late. W przypadku, gdy sekwencja PN (pseudolosowa) w odbiorniku przyspiesza, powstaje impuls (RSSI EARLY) w gałęzi early. Oba impulsy wykorzystywane są w obwodzie synchronizacji do podstrajania generatora VCXO (4MHz).

Obejrzyj także:

ZASILACZE IMPULSOWE, UPS SinuS true On-line, zasilacze dla telekomunikacji, awaryjne zasilanie, akumulatory, przetwornica, itp atrakcyjne ceny, atrakcyjna technologia,

www.abenergia.republika.pl

Przetwornice dla każdego oraz układy oparte na przetwornicach

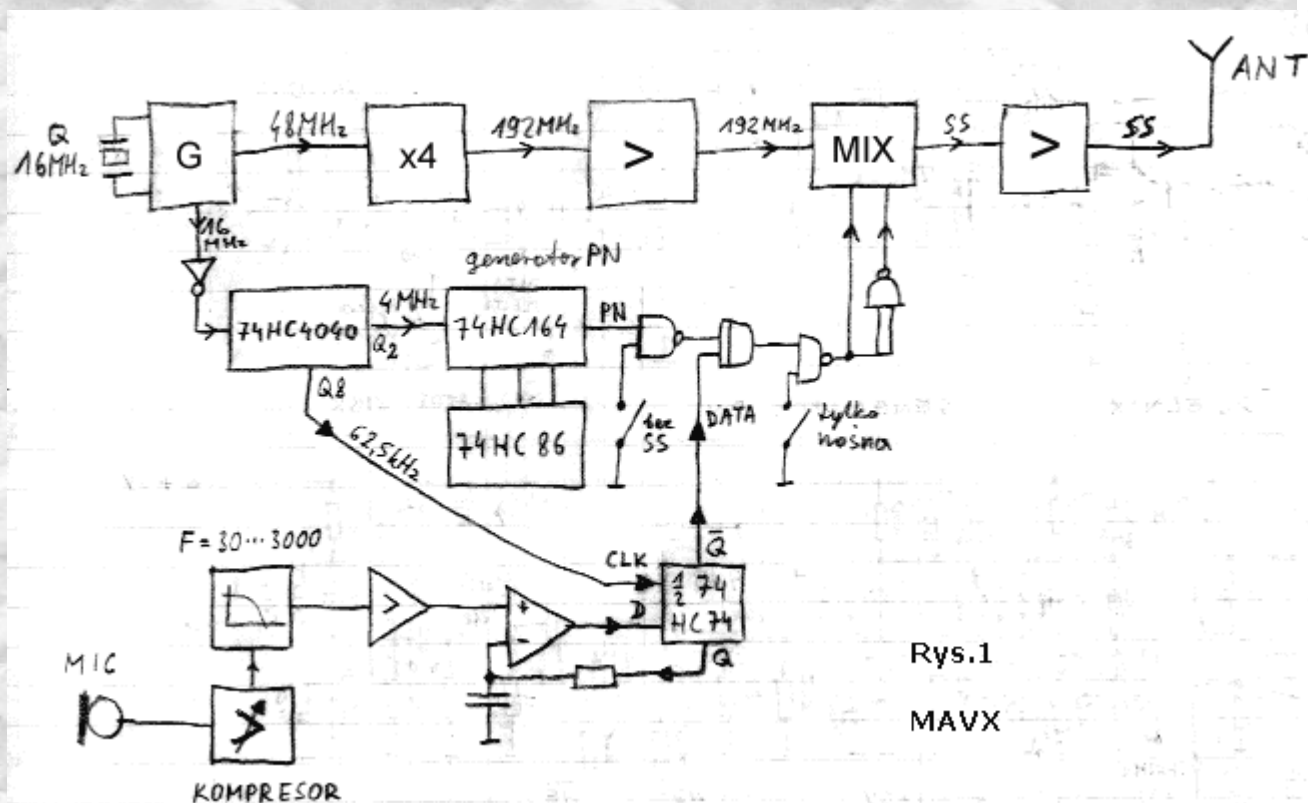
www.przetwornice1.republika.pl

Dzięki temu faza sekwencji PN w nadajniku i odbiorniku są identyczne, co umożliwia kompresję widma i otrzymanie wąskopasmowego sygnału BPSK w odbiorniku.

Jako przetwornik analogowo-cyfrowy (jednobitowy) w nadajniku zastosowano modulator delta. W odróżnieniu od PCM, modulator wysyła informację nie o amplitudzie próbki, a o różnicy wartości próbki w stosunku do poprzedniej. Porównuje on wartość sygnału (analogowego) z wartością poprzedniej próbki i jeśli sygnał przewyższa poprzednią próbkę, generowana jest 1, jeśli sygnał jest mniejszy, generowane jest 0. Patrząc na kształt (wykres) sygnału analogowego, jedynki otrzymujemy, gdy sygnał wzrasta, zera, gdy opada. W przypadku stałej wartości sygnału (lub jego braku) generowane jest na przemian 1010101010... Do demodulacji czyli zamiany tego sygnału cyfrowego na analogowy wystarczy filtr dolnoprzepustowy.

Na wyjściu demodulatora fazy w odbiorniku otrzymujemy ciąg bitów zgodny z cyfrowym sygnałem audio powstałym po modulatorze delta w nadajniku. Faza sygnałów może być identyczna lub przeciwna. Na skutek zakłóceń pracy demodulatora BPSK, faza ciągu bitów może się odwrócić w ciągu trwania łączności. Ponieważ jako przetwornik cyfrowo-analogowy wystarczy filtr dolnoprzepustowy, odwrócenie fazy sygnału z demodulatora BPSK powoduje jedynie odwrócenie fazy wyjściowego sygnału akustycznego, co jest niesłyszalne. Dlatego nie ma konieczności stosowania układu odtwarzania fazy.

Opis schematu blokowego nadajnika



Rys.1

MAVX

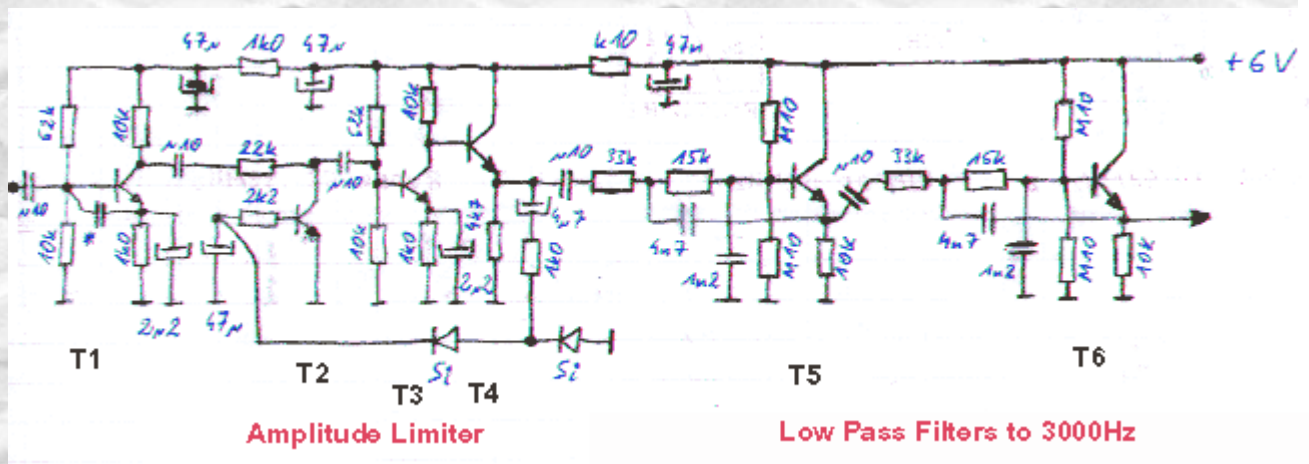
rys.1

Generator kwarcowy dostarcza sygnału 16 MHz do części cyfrowej oraz sygnału 48MHz do wytworzenia nośnej. Sygnał 48 MHz po powieleniu x4 jako 192MHz jest wzmacniany. Sinusoidalna

nośna 192 MHz podawana jest na mieszacz diodowy, gdzie jest rozpraszana poprzez bezpośrednie kluczkowanie zmodulowaną sekwencją pseudolosową PN. Rozproszony sygnał SS po wzmacnieniu dochodzi do anteny.

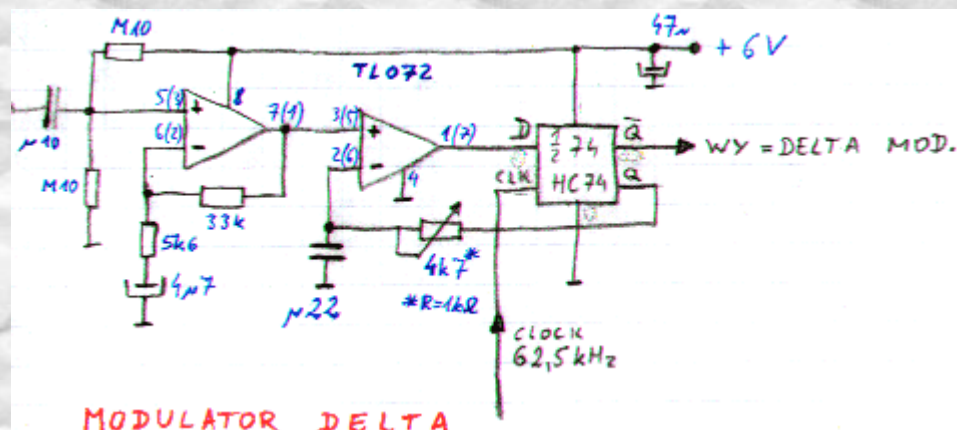
Sygnał 16 MHz z generatora kwarcowego poprzez bufor kierowany jest na dzielnik binarny. Po podziałach otrzymujemy 62,5 kHz do taktowania modulatora delta oraz 4 MHz do taktowania generatora PN. Generator PN zbudowany jest na rejestrze 74HC164 i bramkach 74HC86. Sekwencja PN zmodulowana cyfrowym sygnałem audio podawana jest na mieszacz rozpraszający nośną. Zwieranie wejść bramek NAND do masy powoduje generację przez nadajnik wąskopasmowego sygnału BPSK lub tylko samej nośnej. Sygnał z mikrofonu po kompresji dynamiki i ograniczeniu pasma do 3 kHz kierowany jest na modulator delta zrealizowany na przerzutniku i wzmacniaczu operacyjnym w układzie komparatora. Jest to jednobitowy przetwornik analogowo-cyfrowy. Taktowany jest sygnałem 62,5 kHz z dzielnika. Z wyjścia modulatora delta cyfrowy sygnał audio kierowany jest na bramkę EX-OR modulującą sekwencję PN.

Szczegółowy opis nadajnika



rys.2

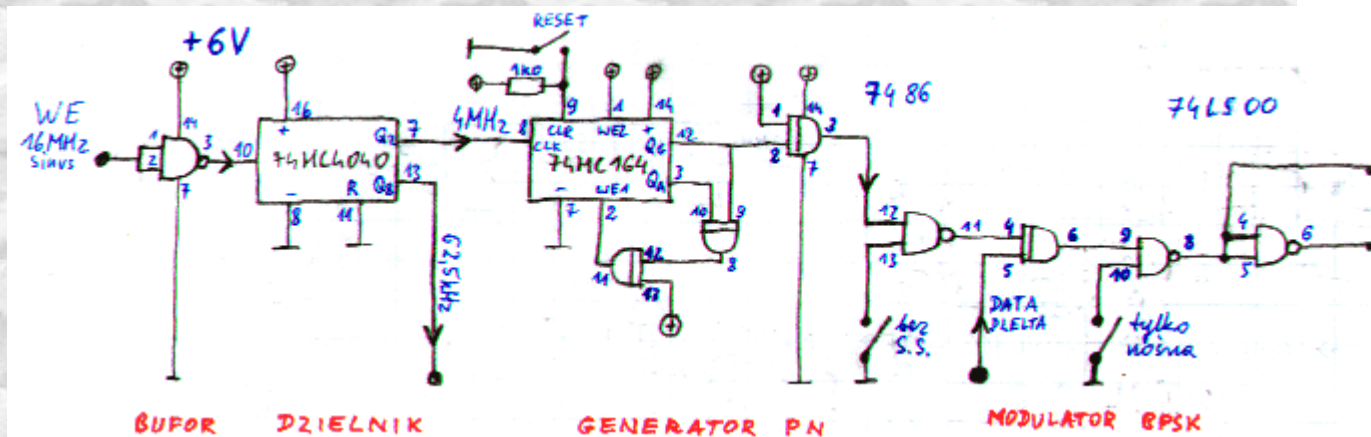
Sygnał z mikrofonu podlega kompresji dynamiki. (rys. 2) Po wzmacnieniu na T1 przez dzielnik dochodzi na wyjściowy stopień T3 T4. Dzielnik z rezystora 22k i T2 tłumi sygnał w zależności od napięcia na kondensatorze elektrolitycznym 47µ. Napięcie wyjściowe z T4 po wyprostowaniu ładuje kondensator 47µ. Zwiększenie amplitudy napięcia na T4 powoduje zwiększenie ładowania kondensatora i zwiększenie tłumienia wprowadzanego przez T2. Prowadzi to do zmniejszenia amplitudy sygnału wyjściowego. Zmniejszanie się napięcia wyjściowego powoduje mniejsze wysterowanie T2 i w konsekwencji zmniejszenie tłumienia dzielnika. Sygnały o małej amplitudzie wzmacniane są bardziej niż te o większej amplitudzie. Na wyjściu kompresora dynamiki sygnał ma w przybliżeniu jednakową amplitudę. Z T4 podawany jest na dwustopniowy filtr dolnoprzepustowy zrealizowany na T5 i T6 - ogranicznik pasma do 3 kHz z 8-krotnym spadkiem amplitudy na oktawę. Kondensatory sprzęgające 0,1µ ograniczają od dołu pasmo do kilkudziesięciu Hz. (rys2).



rys.3

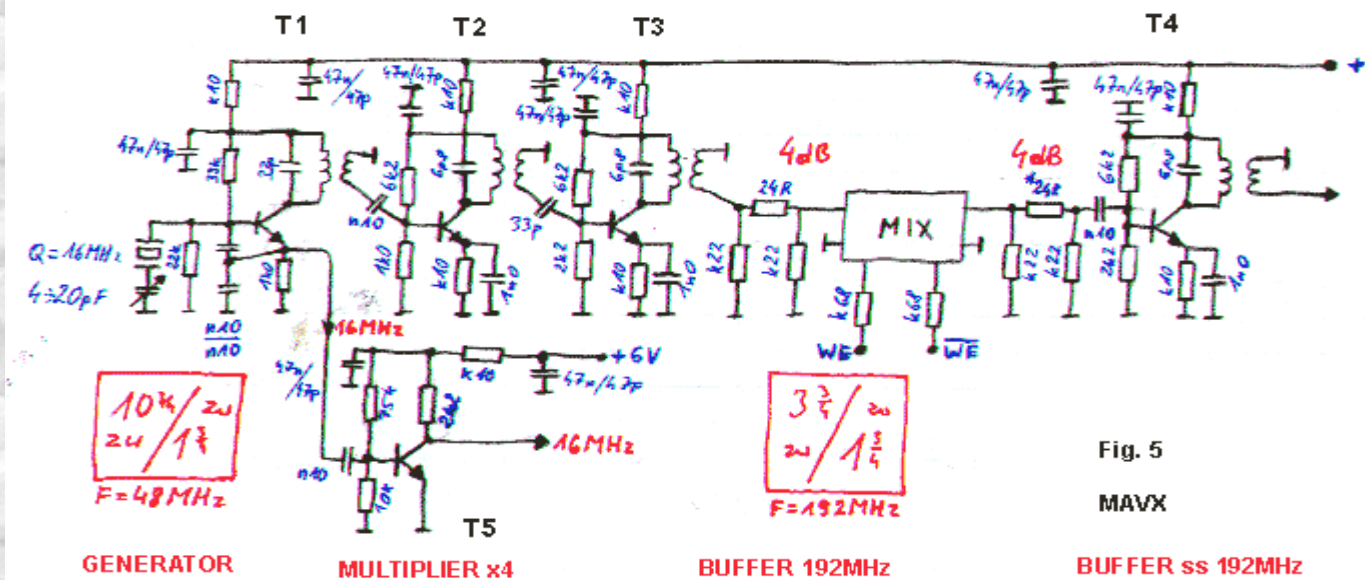
Po kompresji dynamiki i ograniczeniu pasma sygnał akustyczny podawany jest na pierwszy

wzmacniacz operacyjny (rys.3) gdzie jest wzmacniany do jak największej amplitudy, nie powodującej jeszcze zniekształceń. Amplitudę regulujemy dobierając rezystor 5k6 w pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego. Drugi wzmacniacz operacyjny w układzie komparatora porównuje wzmacniony sygnał z wartością poprzedniej próbki, której odpowiada napięcie na kondensatorze 0,22μ. (Stała czasowa regulowana jest potencjometrem 4k7 na najmniejsze zniekształcenia). Jeśli wartość sygnału jest większa (sygnał rośnie) , z wyjścia komparatora na przerzutnik podawana jest 1. Jeśli wartość sygnału jest mniejsza niż poprzedniej próbki (sygnał maleje) , z wyjścia komparatora na przerzutnik podawane jest 0. Modulator taktowany jest z zewnętrznego zegara 62,5kHz (pokazanego na rys4). Przy braku sygnału generowane są 1 i 0 naprzemiennie czyli sygnał prostokątny o wypełnieniu 1:1 i częstotliwości 31,25kHz (rys3). Cyfrowy sygnał audio podawany jest na część cyfrową nadajnika (pokazaną na rys.4).



rys. 4

Sygnał z generatora 16 MHz po buforze na bramce NAND (rys.4) kierowany jest na dzielnik binarny na 74HC4040. Po 8-krotnym podzieleniu otrzymujemy 2 MHz do taktowania modulatora delta (pokazanego na rys.3) oraz po 2-krotnym podzieleniu 4 MHz do taktowania generatora PN. Generator PN zrealizowany na 8-stopniowym rejestrze przesuwającym 74HC164 oraz bramkach EX-OR 74HC86 w sprzężeniu zwrotnym. Użyte 7 stopni pozwala na generację sekwencji pseudolosowej o długości 127 bitów. Sekwencja PN podawana jest na drugą bramkę NAND. Zwarcie drugiego jej wejście do masy powoduje zablokowanie sekwencji PN i w takim przypadku na wyjściu nadajnika otrzymamy sygnał wąskopasmowy BPSK. Sekwencja PN (przy niezwartym do masy drugim wejściu poprzedniej NAND) dochodzi na jedno wejście bramki EX-OR. Na drugie jej wejście podawany jest cyfrowy sygnał audio z przetwornika delta (pokazanego na rys.3). Bramka moduluje fazę sekwencji pseudolosowej w prosty sposób: Jeśli cyfrowy sygnał audio ma wartość 1, to sekwencja pseudolosowa podlega inwersji (zamianie 1 na 0 i odwrotnie). Jeśli cyfrowy sygnał audio ma wartość 0, to sekwencja pseudolosowa nie ulega zmianie. Zmodulowana sekwencja PN podawana jest na trzecią bramkę NAND. Zwarcie drugiego jej wejście do masy powoduje zablokowanie zmodulowanej sekwencji PN i w takim przypadku na wyjściu nadajnika otrzymamy tylko niemodulowaną nośną. Oba wyłączniki S1 i S2 mogą być pomocne w strojeniu. Zwarcie S2 i wystawienie samej nośnej przydatne jest w zestrojeniu części w.cz nadajnika oraz downconwertera w odbiorniku. Po zwarceniu S1 (S2 rozwarty) otrzymujemy wąskopasmowy BPSK ułatwiający zestrojenie demodulatora BPSK w odbiorniku. Czwarta bramka NAND w układzie inwertera odwraca (neguje) zmodulowaną sekwencję PN. Oba sygnały WY oraz /WY poprzez rezystory k68 zasilają mieszacz diodowy podwójnie zrównoważony (pokazany na rys.5)



rys. 5

Generator na tranzystorze T1 (rys5) stabilizowany rezonatorem kwarcowym 16 MHz dostarcza z emitera sygnał sinusoidalny na wzmacniacz-ogranicznik na T5. Z jego wyjścia sygnał prostokątny 16 MHz podawany jest na bufor przed dzielnikiem w części cyfrowej (pokazanej na rys4). Obwód rezonansowy w kolektorze T1 nastrojony jest na 48 MHz. Cewka sprzęgająca doprowadza sygnał 48 MHz do powielacza x4 na T2. Obwód kolektorowy T2 nastrojony jest na 192 MHz. Cewka sprzęgająca doprowadza sygnał 192 MHz do bufora 192 MHz. Sygnał sinusoidalny 192 MHz (nośna) podlega modulacji fazy w mieszaczu diodowym podwójnie zrównoważonym. (Rozproszenie widma poprzez kluczkowanie bezpośrednio zmodulowaną sekwencją PN). Mieszacz zasilany jest poprzez rezystory k68 sygnałami WY oraz /WY z części cyfrowej (pokazanej na rys.4). Na wyjściu mieszacza otrzymujemy sygnał z rozmytym widmem. 90% jego energii zajmuje pasmo 188 do 196 MHz (częstotliwość nośna +/- częstotliwość taktowania generatora PN). Sygnał ten poprzez bufor na T4 dochodzi na wyjście. Ewentualny wzmacniacz wyjściowy powinien mieć pasmo przenoszenia minimum 8 MHz.

Opis odbiornika

<p>Zdjęcia</p>	<p>Kliknij na miniturkę, aby uzyskać powiększenie</p>	
<p>Transmitter</p> 	<p>Downconverter</p> 	<p>Receiver</p> 

Autor: **Walery Maksymiuk**

2002-10.10.2005

Strona główna