

Jan CHOJCAN

Adam DUSTOR

Politechnika Śląska, Instytut Elektroniki

TRANSMISJA DANYCH Z WIDMEM ROZPROSZONYM

Streszczenie. W pracy przedstawiono podstawy działania systemów z rozproszonym widmem Spread Spectrum Direct Sequence na przykładzie zbudowanego nadajnika i odbiornika transmitującego dane poprzez sieć energetyczną niskiego napięcia. Przedstawiono również uzyskane parametry transmisji oraz pokazano wpływ długości kodu na odporność odbiornika na zakłócenia.

SPREAD SPECTRUM DATA TRANSMISSION

Summary. The paper includes a description of Spread Spectrum Direct Sequence systems. For transmitting data over electric power distribution circuits a pair of transmitter and receiver was built. The paper presents accomplished transmission parameters and the influence of the length code on the noise immunity of receiver.

1. Podstawy teoretyczne

Historia systemów z rozproszonym widmem (ang. SS - Spread Spectrum) sięga czasów przedwojennych, kiedy to pojawiła się rewolucyjna koncepcja stosowania szerokopasmowych sygnałów nośnych. Praktyczna realizacja tych systemów była jednak w owych czasach niemożliwa ze względu na niedostateczny rozwój technologii elementów i urządzeń elektronicznych. Dopiero w latach 70. dzięki ogromnemu postępowi w technologii układów scalonych, ich realizacja stała się technicznie możliwa i ekonomicznie opłacalna.

W systemach z rozproszonym widmem sinusoidalny sygnał nośny ulega rozproszeniu w szerokim paśmie częstotliwości, znacznie szerszym niż naturalne pasmo sygnału informacyjnego, ich działanie opiera się na znanym twierdzeniu C. E. Shannona o przepustowości kanału informacyjnego:

$$C = B \cdot \lg_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (1)$$

gdzie:

C – przepustowość kanału w bitach na sekundę,

B – szerokość pasma kanału w hercach,

S – moc sygnału,

N – moc szumu.

Ze wzoru (1) wynika, że przepustowość jest wprost proporcjonalna do szerokości pasma przenoszenia kanału i wzrasta w miarę wzrostu stosunku S/N. Z tego też powodu w tradycyjnych systemach telekomunikacyjnych dba się o możliwie jego dużą wartość. Przyjmijmy założenie, że szum jest znacznie silniejszy od sygnału $S/N \ll 1$, wówczas wzór (1) upraszcza się do postaci:

$$C \approx 1.44 \cdot B \cdot \frac{S}{N} \quad (2)$$

po przekształceniu:

$$B \approx 0.69 \cdot C \cdot \frac{N}{S} \quad (3)$$

Wzór (3) wzór umożliwia obliczenie wymaganej szerokości kanału, aby przy zadanym S/N osiągnąć przepustowość C. Okazuje się, że nic nie stoi na przeszkodzie, aby szum był silniejszy od sygnału, wystarczy tylko odpowiednio poszerzyć pasmo częstotliwości. Zasada działania systemów z rozproszonym widmem opiera się na tej właściwości. Mają one kilka bardzo poważnych zalet, takich jak:

- umożliwiają adresowanie sygnału,
- umożliwiają zrealizowanie dostępu wielokrotnego z kodowym podziałem kanałów – CDMA (Code Division Multiple Access),
- zapewniają niską gęstość widmową sygnału wysyłanego,
- poufność wysyłanej informacji,
- dużą odporność na zakłócenia.

Podstawowe parametry charakteryzujące odporność systemów z rozproszonym widmem na zakłócenia to:

- zysk przetwarzania G_p (process gain),
- margines zakłóceń M_j (jamming margin).

Zysk przetwarzania G_p może być oszacowany za pomocą wzoru:

$$G_p = \frac{BW_{RF}}{R_{info}} \quad (4)$$

gdzie:

BWRF - szerokość widma sygnału rozproszonego,

Rinfo - szerokość widma sygnału informacyjnego.

Margines zakłóceń uwzględnia nieidealność przetwarzania odbiornika:

$$M_j = G_p - \left[L_{sys} + \left(\frac{S}{N} \right)_{OUT} \right], \quad (5)$$

gdzie:

L_{sys} – straty systemu podczas przetwarzania,

$(S/N)_{OUT}$ – stosunek sygnał – szum na wyjściu odbiornika.

Przykładowo system o parametrach $G_p=30$ dB i $L_{sys}=2$ dB oraz minimalnym $(S/N)_{OUT}=10$ dB będzie działał poprawnie, gdy zakłócenia na wejściu będą o 18 dB większe od sygnału.

Podstawowymi metodami rozpraszania widma sygnału są:

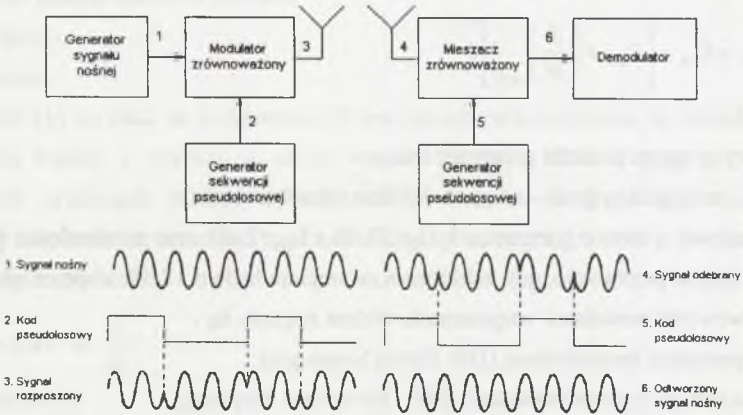
- rozpraszanie bezpośrednie (DS- Direct Sequence),
- skakanie po częstotliwościach (FH – Frequency Hopping),
- skakanie po czasie (TH – Time Hopping),
- FM chirp.

W dalszej części pracy przedstawiono metodę rozpraszania bezpośredniego, którą zastosowano do transmisji danych poprzez sieć energetyczną niskiego napięcia.

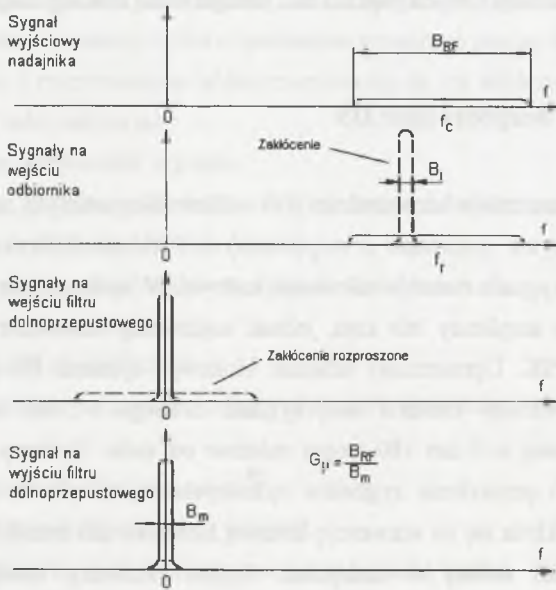
2. Rozpraszanie bezpośrednie DS

Systemy z rozpraszaniem bezpośrednim (DS - Direct Sequence) są najbardziej znanymi i najszerzej stosowanymi systemami z rozproszonym widmem. Rozpraszanie bezpośrednie oznacza modulację sygnału nośnego sekwencją kodową. W ogólnym przypadku może być to dowolna modulacja amplitudy lub kąta, jednak najczęściej stosowana jest dwupunktowa modulacja fazy BPSK. Uproszczony schemat blokowy systemu DS przedstawia rys. 1. Modulator zrównoważony zmienia fazę sygnału nośnego w takt sekwencji kodowej, zmieniając fazę nośnej o 0 lub 180 stopni zależnie od kodu. Systemy DS są szczególnie predysponowane do przesyłania sygnałów cyfrowych, w związku z czym informację w postaci cyfrowej nakłada się na sekwencję kodową i dopiero taki zmodyfikowany kod służy do rozpraszania fali nośnej w nadajniku. Sygnał odebrany zostaje w modulatorze zrównoważonym przemnożony przez kod pseudolosowy i przy założeniu synchronizacji pomiędzy kodem w nadajniku i odbiorniku dochodzi do kompresji widma, czyli zmniejszenia szerokości widma sygnału. Otrzymany w ten sposób sygnał wąskopasmowy po prze-filtrowaniu może zostać dalej podany do demodulatora celem odzyskania nadanej informacji. Sygnały zakłócające, które pojawią się na wejściu odbiornika, są nieskorelowane z sekwencją

pseudolosową, co powoduje, że po ich wymnożeniu z kodem dochodzi do rozproszenia widma, w efekcie czego na wejście demodulatora po przefiltrowaniu dostaje się niewielki ułamek mocy zakłócenia wejściowego. Proces ten obrazuje rys. 2.

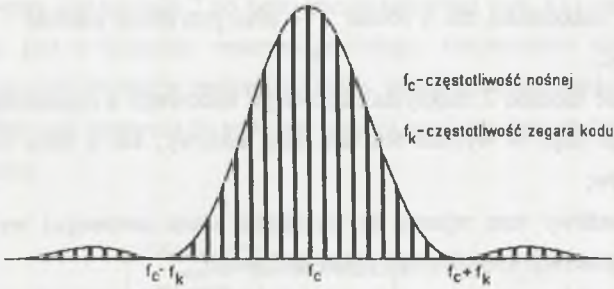


Rys.1. Schemat blokowy systemu z rozpraszaniem bezpośrednim [6]
 Fig. 1. Spread spectrum direct sequence system - block diagram [6]



Rys. 2. Mechanizm powstawania zysku przetwarzania w systemach DS [6]
 Fig. 2. Formation of processing gain in DS systems [6]

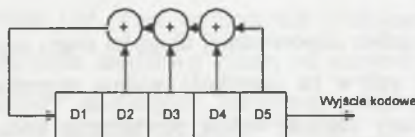
Kształt widma sygnału *DS* określony jest przez widmo kodu pseudolosowego, którym jest ciąg impulsów prostokątnych. Przemnożenie kodu przez nośną powoduje jedynie przesunięcie go w inny zakres częstotliwości. Obwiednia widma mocy jest funkcją typu $[\sin(x)/x]^2$.



Rys. 3. Widmo mocy sygnału DS
Fig. 3. Power spectral density of DS signal

Widoczne na rys. 3 prążki to efekt nieidealności kodu pseudolosowego, a dokładnie rzecz ujmując, jego skończonej długości. Odstęp pomiędzy prążkami jest równy częstotliwości powtarzania kodu. Wraz ze wzrostem długości kodu odstęp pomiędzy prążkami maleje wypełniając funkcję widmowej gęstości mocy w sposób prawie ciągły. Szerokość listka głównego widma jest równa dwukrotności częstotliwości taktowania zegara kodu. Cechą charakterystyczną widma sygnału *DS* jest to, że 90% mocy sygnału zawarte jest w listku głównym. Pasma 3 dB sygnału rozproszonego stanowi 0.88 częstotliwości zegara kodu.

Do poprawnego odbioru sygnału użytecznego wymagany jest synchronizm pomiędzy lokalnie generowanym kodem a odbieranym sygnałem. Odpowiednio dobrane kody ułatwiają uzyskanie synchronizacji nadajnika z odbiornikiem. Cechą charakterystyczną takich kodów jest duża wartość autokorelacji dla zerowego przesunięcia (stan synchronizacji) oraz mała i stała jej wartość dla pozostałych wartości przesunięcia, pożądane jest również, aby ciągi te były ze sobą nieskorelowane. Spośród wielu możliwych do zastosowania kodów największe zastosowanie znalazły ciągi liniowe maksymalnej długości (*Maximal Linear Code Sequences*) generowane za pomocą rejestrów przesuwnych. Rejestr o długości N komórek generuje sekwencję o długości $2^N - 1$. Na rys.4 przedstawiono przykładową sprzętową realizację ciągu o długości 31 bitów.

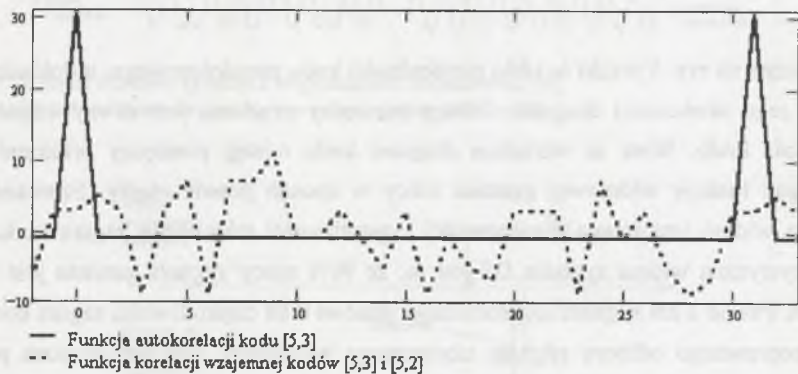


Rys. 4. Prosty generator kodu [5,4,3,2]
Fig. 4. Code sequence generator (simple type) [5,4,3,2]

Ciągi liniowe maksymalnej długości mają następujące właściwości:

- liczba jedynek w sekwencji jest zawsze większa o jeden od liczby zer,
- rozkład zer i jedynek w ciągu jest określony i zawsze jednakowy,
- funkcja autokorelacji ma rozkład trójkątny dla przesunięć z przedziału $\langle -1; 1 \rangle$ osiągając maksimum dla 0 równe $2^N - 1$ oraz przyjmuje wartość -1 dla pozostałych przesunięć,
- sumowanie modulo 2 maksymalnego ciągu kodowego z przesuniętą w fazie repliką tego ciągu daje w wyniku ten sam ciąg kodowy, ale o fazie różnej od faz obu składników,
- każdy możliwy stan rejestru (z wyjątkiem stanu zerowego) występuje tylko raz podczas generacji kompletnego cyklu kodowego.

Na rys. 5 przedstawiono wadę kodów liniowych maksymalnej długości, jaką jest skomplikowany przebieg korelacji wzajemnej [1].



Rys. 5. Porównanie autokorelacji i korelacji wzajemnej dla przykładowych 31 bitowych ciągów kodowych: [5,3] i [5,2]

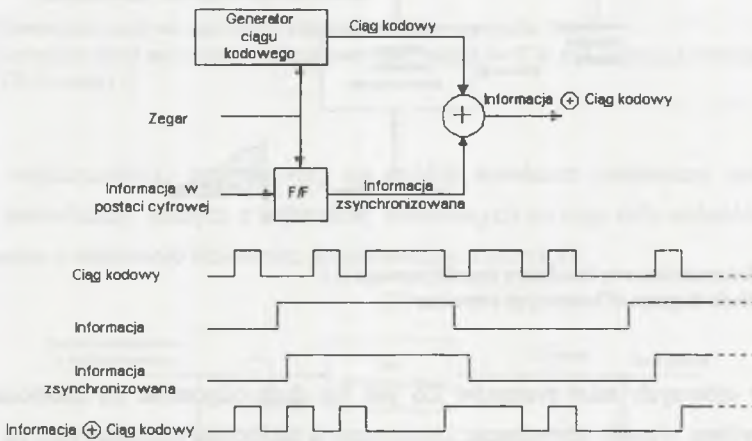
Fig. 5. Comparative autocorrelation and cross-correlation for codes [5,3] and [5,2]

Gdy jest więcej niż jeden nadajnik i odbiornik, może dojść do sytuacji, że przy niekorzystnym stosunku mocy odbiornik błędnie rozpozna któreś z maksimum korelacji wzajemnej (rys. 5) jako maksimum autokorelacji i błędnie się zsynchronizuje. W praktyce dobiera się takie ciągi kodowe, aby ich funkcja korelacji wzajemnej była wszędzie bliska zera.

Bardzo istotny jest dobór odpowiedniej długości ciągu oraz częstotliwości zegara kodu, która ma bezpośredni wpływ na szerokość widma sygnału rozproszonego. Istotny jest zwłaszcza parametr zwany częstotliwością powtarzania kodu (*Code Repetition Rate*) [1] równy częstotliwości zegara podzielonej przez długość kodu w bitach. Przy zbyt krótkim kodzie częstotliwość powtarzania może nałożyć się na pasmo informacyjne wprowadzając

dotychczasowy szum na wejście demodulatora. Zbyt krótki ciąg nie ma też własności zbliżonych do losowych w efekcie, czego odbiornik jest bardziej wrażliwy na zakłócenia.

Systemy z rozpraszaniem bezpośrednim *DS* szczególnie dobrze nadają się do przesyłania danych w postaci cyfrowej, które są wprowadzane do sekwencji pseudolosowej. Strumień informacji dodawany jest modulo 2 do kodu pseudolosowego (rys. 6) i tak zmodyfikowany ciąg wymnażany jest z sygnałem nośnym powodując rozproszenie widma. Odzyskanie informacji w odbiorniku wymaga znajomości kodu nadajnika oraz synchronizacji z nim, w efekcie czego układ taki zapewnia do pewnego stopnia poufność danych (zależną od długości kodu i jego rodzaju).

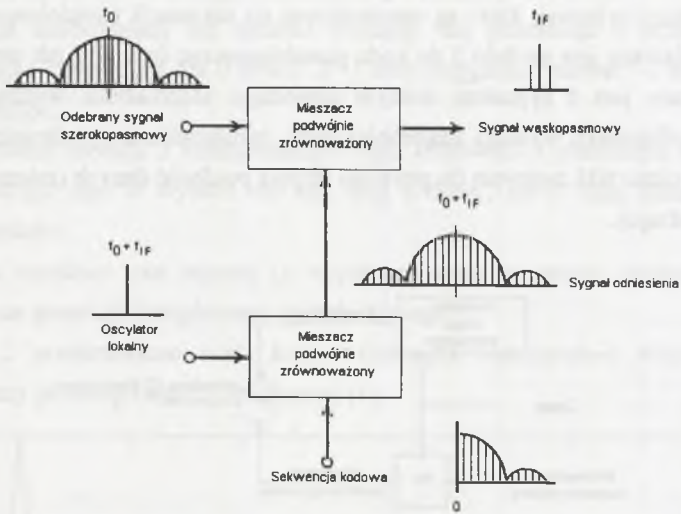


Rys. 6. Wprowadzanie informacji przez modyfikację kodu w systemie DS [1]

Fig. 6. Adding information by code modification in DS system [1]

Sygnały szerokopasmowe są zwykle demodulowane dwustopniowo. Najpierw dokonywana jest kompresja widma (usuwana jest modulacja *spread spectrum*), a następnie otrzymany sygnał wąskopasmowy jest demodulowany w sposób konwencjonalny w obecności szumów, których głównym źródłem jest korelacja wzajemna sygnału odniesienia z zakłóceniami. Proces kompresji widma realizowany jest za pomocą korelatorów: in-line będącego wierną kopią układu rozpraszającego widmo w nadajniku oraz mającego lepsze właściwości korelatora heterodynowego o schemacie blokowym na rys. 7. W układzie tym kompresja widma wykonywana jest przez wymnożenie odebranego sygnału z sygnałem szerokopasmowym o częstotliwości środkowej różnej od częstotliwości nośnej nadajnika. Powstały sygnał wąskopasmowy zawierający informacje znajduje się na częstotliwości różnicowej, w wyniku czego na wyjście korelatora, a jednocześnie wejście demodulatora

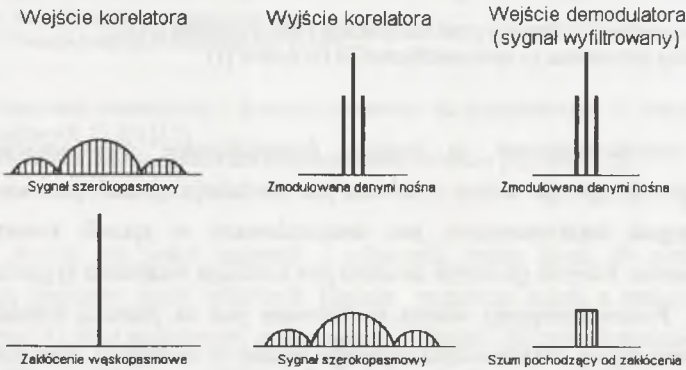
przechodzi znacznie mniej zakłóceń. Efektem przemiany częstotliwości jest mniejsza częstotliwość pracy demodulatora, a więc jego prostsza i tańsza realizacja.



Rys. 7. Schemat blokowy korelatora heterodynego [1]

Fig. 7. Block diagram of heterodyne correlator [1]

Jedną z głównych zalet systemów *DS* jest ich duża odporność na zakłócenia. Proces kompresji widma sygnału użytecznego i rozproszenia zakłócenia przedstawiono na rys. 8.

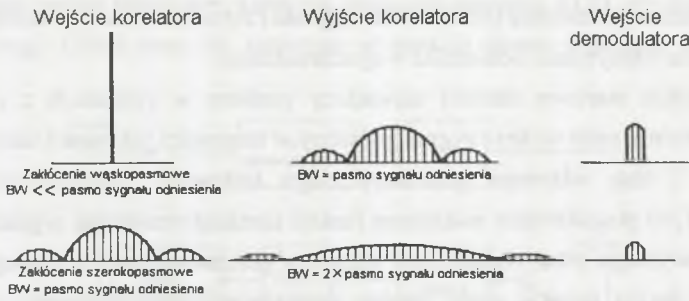


Rys. 8. Wyjaśnienie eliminacji zakłóceń wąskopasmowych w systemach *DS* [1]

Fig. 8. Explanation of narrowband interference elimination in *DS* system [1]

Po porównaniu wpływu zakłóceń wąskopasmowych i szerokopasmowych o tej samej mocy (rys. 9) okazuje się, że układy z rozpraszaniem bezpośrednim są bardziej wrażliwe na

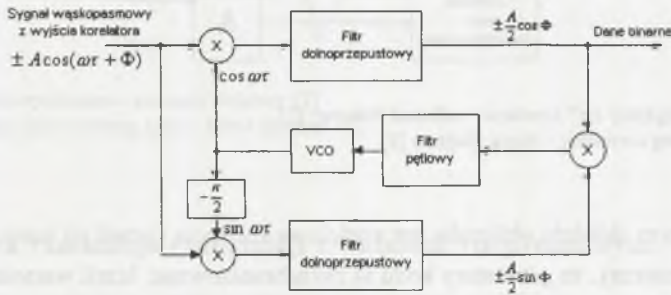
zakłócenia wąskopasmowe. Różnica w poziomie mocy na wyjściu filtru pasmowego znajdującą się po korelatorze, a przed demodulatorem sięga 3 dB.



Rys. 9. Porównanie wpływu szerokości zakłóceń na pracę systemów DS [1]

Fig. 9. Correlator input and output and bandpass filter output for CW and wideband interference in DS systems [1]

Sygnal wąskopasmowy otrzymywany na wyjściu korelatora poddawany jest następnie procesowi demodulacji. Jednym z najczęściej stosowanych do tego celu układów jest pętla fazowa Costasa o schemacie blokowym przedstawionym na rys.10.



Rys. 10. Pętla fazowa Costasa – schemat blokowy [1]

Fig. 10. Costas loop – block diagram [1]

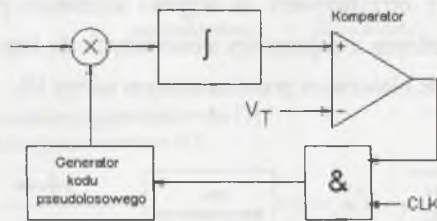
Pętla Costasa nie potrafi rozróżnić “1” od “0” logicznego, dlatego też musi być wprowadzony sposób kodowania danych, który pozwoli w sposób jednoznaczny zdekodować nadane dane. Jedną z metod możliwych do zastosowania jest różnicowa modulacja fazy.

W dotychczasowych rozważaniach pominięto najważniejszy i najtrudniejszy element systemów z rozproszonym widmem – synchronizację. Odbiór sygnałów szerokopasmowych możliwy jest tylko wówczas, gdy generator ciągu kodowego w odbiorniku jest zsynchronizowany z odbieranym sygnałem szerokopasmowym. Oznacza to, że po stronie odbiorczej musimy znać nie tylko kod nadawcy, ale także jego częstotliwość taktowania oraz fazę (w

odniesieniu do ciągu referencyjnego w odbiorniku). Problem synchronizacji odbiornika dzielimy na dwa etapy:

- synchronizacja startowa (odnalezienie sygnału i zsynchronizowanie odbiornika),
- śledzenie (utrzymanie odbiornika w synchronizmie).

Synchronizacja startowa stanowi największy problem w systemach z rozproszonym widmem. Odbiornik musi wykryć sygnał pożądaný w obecności zakłóceń i ustawić właściwą częstotliwość i fazę własnego generatora ciągu kodowego. Najprostszym sposobem synchronizacji jest poszukiwanie maksimum funkcji korelacji wzajemnej sygnału odebranego i ciągu referencyjnego przez zmianę fazy własnego generatora ciągu kodowego. Realizację tego sposobu można uzyskać przez nadanie generatorowi ciągu kodowego w odbiorniku częstotliwości nieco różnej od częstotliwości generatora kodu w nadajniku. Wskutek tego kody po stronie nadawczej i odbiorczej jak gdyby „ślizgają się” względem siebie, stąd nazwa „ślizgający się” korelator (*sliding correlator*) (rys. 11).



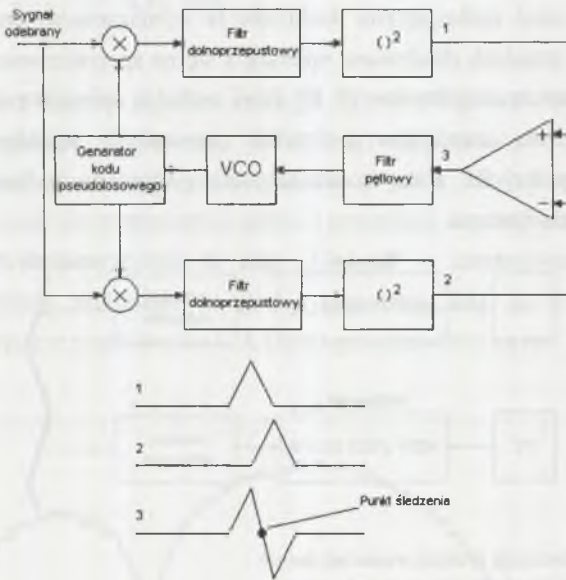
Rys. 11. „Ślizgający się” korelator – schemat blokowy [2]

Fig. 11. Sliding correlator – block diagram [2]

W powyższym układzie obliczana jest częściowa korelacja i jeżeli jej wartość przekroczy zadany próg uznajemy, że generatory kodu są zsynchronizowane. Jeżeli wartość korelacji jest mniejsza, to dokonujemy poślizgu kodu o 1 bit i procedura jest powtarzana od początku. Wadą takiej metody synchronizacji jest czasochłonność. Przy bardzo długich ciągach znalezienie maksimum korelacji mogłoby zająć lata, dlatego też na początku transmisji nadaje się zazwyczaj specjalny krótki kod zwany preambułą lub stosuje się kody ułatwiające synchronizację jak kody JPL (*Jet Propulsion laboratory*).

Po uzyskaniu synchronizacji startowej odbiornik przechodzi do etapu śledzenia. Ze względu na niestabilność generatorów, zjawisko Dopplera, zmienność warunków propagacji generator ciągu kodowego w odbiorniku musi stale śledzić fazę ciągu kodowego odbieranego sygnału. Często stosuje się metodę pętli „opóźnionej” (*Delay – Lock Loop*). W pętli tej (rys. 12) sekwencje kodowe doprowadzone do układów mnożących są przesunięte względem siebie o jeden bit kodu. Jeden ciąg kodowy „wyrzedza”, a drugi „opóźnia się” względem sekwencji nadajnika. Sygnały wyjściowe układów podnoszących do kwadratu są

proporcjonalne do korelacji wzajemnej kodu odebranego i generowanego. Jakakolwiek zmiana częstotliwości spowoduje, że jeden z sygnałów wzrośnie a drugi zmaleje, w wyniku czego powstanie sygnał różnicowy, który tak wysteruje generator VCO, aby doprowadzić do stanu równowagi. Układ stara się utrzymać w punkcie równo odległym od maksimów korelacji.



Rys. 12. Pętla opóźniona – schemat blokowy [2]

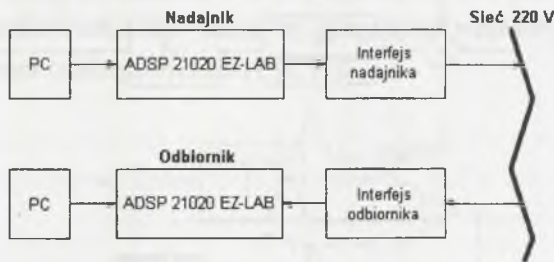
Fig. 12. Delay lock tracking loop – block diagram [2]

3. Sprzętowa realizacja transmisji z widmem rozproszonym

W dobie szybkiego rozwoju telekomunikacji i rosnącego zapotrzebowania na informację coraz większym problemem jest znalezienie medium transmisyjnego, którym można by przesyłać dane. Ponieważ sieć energetyczna niskiego napięcia jest powszechnie dostępna i ma ogólnosiwiatowy zasięg, jest od pewnego czasu intensywnie badana pod względem przydatności do celów transmisyjnych. Napotkano tu jednak spore trudności związane ze specyfiką tego medium, jakim są bardzo silne zakłócenia o poziomie zmiennym w czasie i miejscu oraz zmienna impedancja i tłumienie [4]. Z tych powodów sieć energetyczną postrzega się raczej jako odpowiednią do celów sterowania i kontroli różnymi urządzeniami do niej podłączonymi, co związane jest z stosunkowo niedużą wymaganą szybkością transmisji, lecz w zamian z jej wysoką niezawodnością. Wydaje się, że właściwą drogą do przezwyciężenia tych trudności jest zastosowanie do transmisji sygnałów szeroko-

pasemowych. W celu weryfikacji tego stwierdzenia zbudowano modele nadajnika i odbiornika, których działanie oparte jest na rozpraszaniu bezpośrednim transmitującym dane przez sieć elektryczną.

Algorytmy wykorzystywane w systemach *DS* pozwalają się stosunkowo łatwo zaimplementować na drodze programowej, wymagana jest tylko duża szybkość mnożenia i dodawania. Procesorami spełniającymi doskonale te wymagania są procesory sygnałowe, dlatego też modele urządzeń zbudowano opierające się na specjalizowanych kartach ADSP 21020 EZ-LAB firmy Analog Devices [7, 8], które realizują operacje związane z modulacją *spread spectrum*. Rolą interfejsów jest tylko zapewnienie współpracy kart z siecią energetyczną. Komputery PC służą do uruchamiania programów w karcie oraz testowania poprawności działania systemu.



Rys. 13. Ogólna koncepcja systemu transmisji danych
Fig. 13. A general idea of data transmission system

Ze względu na konieczność uzyskania maksymalnej dostępnej szybkości obliczeń całość programów napisano w języku assemblera. Zastosowany kod rozpraszający to kod liniowy [8,4,3,2] o długości 255 bit.

Tablica 1

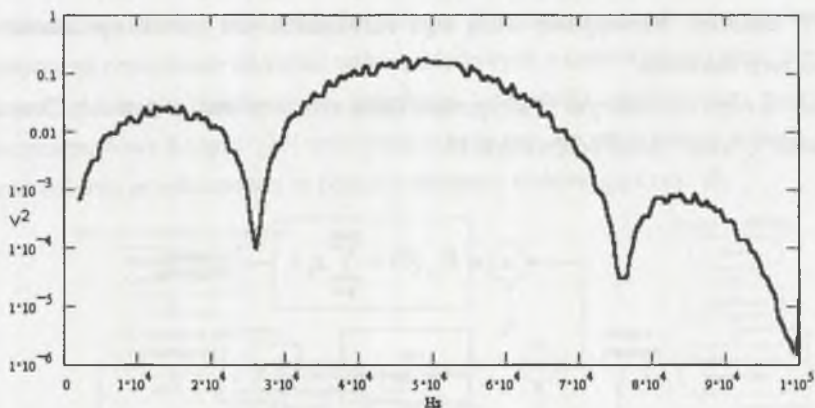
Parametry techniczne systemu transmisji danych

Rodzaj modulacji	SS DS DPSK
Pasma częstotliwości	20 kHz – 60 kHz
Częstotliwość nośna	40064 Hz
Częstotliwość zegara kodu	20032 Hz
Częstotliwość próbkowania	160256 Hz
Szybkość transmisji danych	79 bit/s
Zysk przetwarzania	24 dB

W celu uproszczenia synchronizacji w odbiorniku 1 bit danych przypada na całą sekwencję rozpraszającą, czyli 2040 bitów (częstotliwość nośna 8 razy większa od zegara kodu), stąd szybkość transmisji danych wynosi:

$$\text{Data rate} = \frac{160256}{2040} = 78,56 \text{ bit/s}$$

Implementacja nadajnika w karcie EZ-LAB jest stosunkowo prosta ze względu na brak układów synchronizacji. Głównymi blokami występującymi w nadajniku są: koder różnicowy wysyłanych danych (różnicowe kluczowanie fazy) i modulator, w którym jednocześnie dochodzi do rozproszenia widma i przemiany częstotliwości w górę. Dla celów demonstracyjnych dane wysyłane to ciąg „1” i „0” o częstotliwości zmienianej przez użytkownika poprzez naciskanie na karcie przycisku IRQ 2. Widmo mocy sygnału rozproszonego (wyjście przetwornika C/A karty) przedstawiono na rys. 14.



Rys.14. Widmo mocy sygnału DS dla nośnej 50 kHz

Fig. 14. Spectral power density of DS signal for carrier 50 kHz

W procesie odbioru sygnałów szerokopasmowych największym problemem jest uzyskanie synchronizacji pomiędzy nadajnikiem i odbiornikiem, dlatego też najważniejszymi częściami składowymi odbiornika są: układ synchronizacji wstępnej i układ śledzący. W modelu odbiornika do synchronizacji wstępnej zastosowano „ślizgający się” korelator (rys.11), rozwiązanie stosunkowo proste i jednocześnie najczęściej stosowane. Wadą tego rozwiązania jest długi czas synchronizacji, który przeciętnie wynosi około 30 s. Zaletą jest jego skuteczność, mała złożoność obliczeniowa pozwalająca na dużą częstotliwość próbkowania oraz możliwość analizy z pomocą emulatora procesu uzyskiwania synchroni-

zacji. W procesie synchronizacji częstotliwości próbkowania nadajnika i odbiornika są nominalnie równe, a „poślizg” uzyskuje się poprzez rozpoczęcie procesu obliczania korelacji wzajemnej od kolejnych bitów sekwencji kodowej:

$$R_{12}(\tau) = \sum_{k=1}^{2040} s_k r_{k+\tau} \quad \text{dla } \tau=0,1,\dots,x \quad \text{i} \quad x < 2040 \quad (6)$$

gdzie:

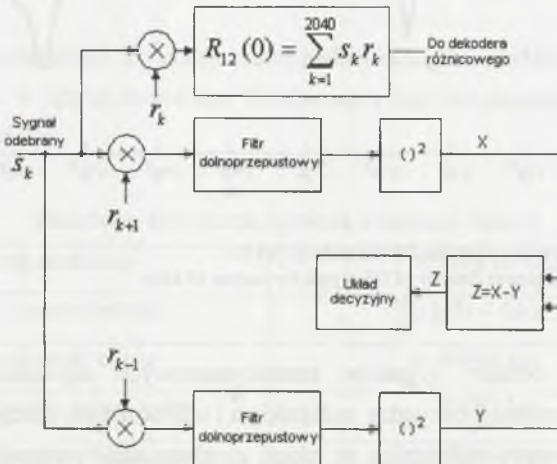
s_k – unormowana próbka z przetwornika A/C,

r_k – bit kodu odbiornika (złożenie kodu [8,4,3,2] z nośną),

x – wartość przesunięcia, dla której wartość korelacji przekroczy wartość progową.

Uzyskanie stanu synchronizacji rozpoznawane jest poprzez przekroczenie pewnej wartości progowej V_T funkcji korelacji wzajemnej pomiędzy sygnałem odniesienia a sygnałem odebrany. Zbyt duża jej wartość uniemożliwia synchronizację, zbyt mała pogarsza dokładność uzyskania synchronizacji, dlatego też zdecydowano się na zastosowanie układu znajdującego maksimum korelacji pomiędzy sygnałem odebrany a ciągiem odniesienia. Jest to konieczne, gdy moc sygnału użytecznego jest porównywalna lub mniejsza od mocy zakłóceń. Niewątpliwą wadą tego rozwiązania jest jednak opóźnienie procesu synchronizacji startowej.

Układem odpowiedzialnym za utrzymanie stanu synchronizacji jest zmodyfikowana pętla „opóźniona” (*Delay – Lock Loop*) z rys. 15.



Rys. 15. Schemat blokowy układu śledzącego z demodulatorem

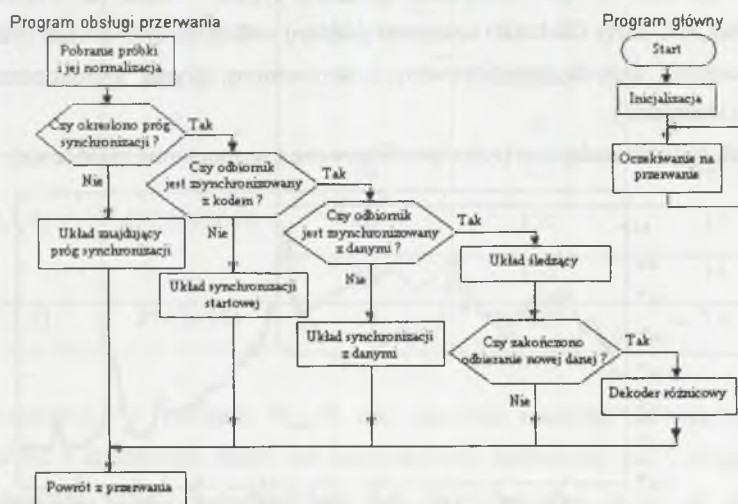
Fig. 15. Delay lock tracking loop with demodulator – block diagram

Podobnie jak w oryginalnej pętli opóźnionej, unormowane próbki s_k z przetwornika A/C są mnożone przez bity kodu będącego złożeniem kodu [8,4,3,2] z nośną. Mamy trzy ciągi

kodowe, z czego pierwszy r_{k+1} wyprzedza o 1 bit sekwencję kodową nadajnika, drugi r_{k-1} opóźnia się o 1 bit, a trzeci r_k wykorzystywany do celów demodulacji danych jest w synchronizmie z sygnałem odebrany. W pętli zastosowano filtry o nieskończonej odpowiedzi impulsowej IIR o częstotliwości granicznej równej 0.05. Ponieważ karta EZ-LAB nie posiada generatora przestrajanego napięciem VCO, konieczne było przeprojektowanie pętli, aby możliwe było śledzenie fazy. Podczas wychodzenia z synchronizmu w układzie pojawia się sygnał różnicowy Z, który steruje układem decyzyjnym. W zależności od jego znaku odpowiednio zostaje zmieniona częstotliwość próbkowania, co jest równoznaczne z przyspieszeniem lub opóźnieniem odbiornika i zmniejszeniem błędu synchronizacji. Zastosowanie trzech ciągów kodowych przesuniętych względem siebie o 1 bit umożliwia zredukowanie błędu śledzenia poniżej 0.5 bita, co ma bezpośredni wpływ na odporność odbioru na zakłócenia. Odebrany sygnał jest następnie poddawany demodulacji (metoda korelacyjna) i dekodowaniu różnicowemu.

Osobnym problemem pozostaje zapewnienie współpracy kart z siecią energetyczną. Zadanie to realizują interfejsy nadajnika i odbiornika. Separację galwaniczną zapewnia układ transformatora nawiniętego na rdzeniu ferrytowym połączonego szeregowo z kondensatorami ograniczającymi przenikanie na stronę wtórną składowych o częstotliwości sieci. Szczególnie ważna jest filtracja zakłóceń w interfejsie odbiornika realizowana poprzez filtr pasmowoprzepustowy 6 rzędu [10] oraz wzmocnienie sygnału słumionego w sieci.

Proces odbioru przedstawiono za pomocą schematu blokowego z rys. 16.

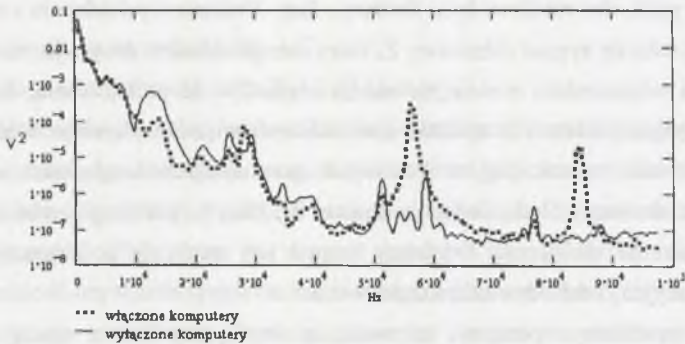


Rys. 16. Schemat blokowy programu realizującego odbiornik

Fig. 16. Flow diagram for the receiver

4. Ocena pracy systemu transmisji

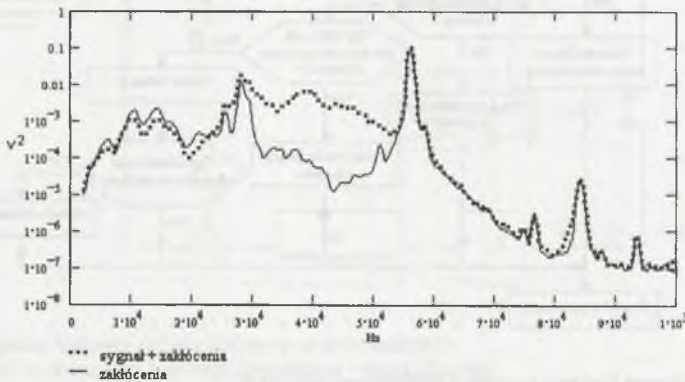
W celu oceny jakości transmisji dokonano pomiaru analizatorem widna zakłóceń sieciowych na wyjściu transformatora separującego interfejsu odbiornika (rys. 17).



Rys. 17. Widmo mocy zakłóceń w sieci energetycznej
Fig. 17. Power spectral density of the interference in the grid

Okazało się, że bardzo duży udział w zakłóceniach sieciowych mają pracujące w pobliżu zasilacze impulsowe komputerów. Widoczne jest to szczególnie na częstotliwości około 58 kHz i 85 kHz. W celu zmierzenia stosunku sygnał – szum na wejściu odbiornika (przetwornik A/C karty EZ-LAB) dokonano pomiaru widna mocy w dwóch sytuacjach:

- transmisji danych (przefiltrowany i wzmocniony sygnał szerokopasmowy wraz z zakłóceniami),
- brak sygnału nadajnika (tylko przefiltrowane i wzmocnione zakłócenia).



Rys. 18. Widmo mocy sygnału na wejściu odbiornika
Fig. 18. Power spectral density of the signal at the receiver's input

Po obliczeniu pól powierzchni pod krzywymi (rys. 18) otrzymano:

$$\frac{S}{N} \approx 0.679 \Leftrightarrow -1.7dB$$

Mimo że moc sygnału użytecznego jest mniejsza od mocy zakłóceń, otrzymano poprawną transmisję danych, co potwierdza szczególnie dużą odporność systemów opartych na rozpraszaniu bezpośrednim na zakłócenia.

Wykonane modele nadajnika i odbiornika, choć pozwalają na pracę z sygnałem poniżej poziomu szumu, mają swe ograniczenia, które wynikają z zastosowanych rozwiązań, dotyczy to zwłaszcza kodu i układu śledzącego. Wykorzystany kod o długości 255 bitów jest zbyt krótki, aby można było mówić, że ma właściwości pseudolosowe, wskutek czego margines zakłóceń jest znacznie mniejszy niż wynika to z zysku przetwarzania. Doświadczalnie stwierdzono, że układ jest najmniej odporny na zakłócenie wąskopasmowe o częstotliwości fali nośnej, a objawia się to przekłamywaniem odebranych danych (tab. II).

Tablica 2

Wartości korelacji wzajemnej pomiędzy kodem i zakłóceniem

Częstotliwość próbkowania 200 kHz, zajmowane pasmo 25 kHz – 75 kHz				
Zastosowany kod	Wartość maksymalna korelacji R_{max}	Częstotliwość zakłócenia [kHz]	Otrzymana wartość korelacji R	Stosunek R_{max}/R
[8,4,3,2]	8*255=2040	10	42	48.5
		40	120	17
		50	145	14
[6,5,3,2]	8*63=504	50	68	7.4

Można zauważyć, że stosunek R_{max}/R jest znacznie mniejszy od wartości zysku przetwarzania G_p i dodatkowo zależy od częstotliwości zakłócenia, jak i długości kodu. Korelacja pomiędzy kodem i zakłóceniem jest odpowiedzialna za to, że wrażliwość odbiornika na zakłócenia jest zależna od jego częstotliwości. W trakcie testów odbiornika okazało się, że stosowanie kodów krótszych od 255 bitów nie ma sensu, gdyż są wysoce skorelowane z zakłóceniami występującymi w wykorzystywanym paśmie częstotliwości, przykładowo dla kodu [5,4,3,2] nie uzyskano nawet poprawnej synchronizacji.

5. Podsumowanie

W pracy przedstawiono podstawowe zagadnienia związane z wykorzystaniem do celów transmisji sygnałów szerokopasmowych DS. W celu weryfikacji ich przydatności do transmisji danych poprzez sieć elektryczną zbudowano modele nadajnika i odbiornika oparte na gotowej karcie procesora sygnałowego ADSP 21020. Wykazano, że pomimo pewnych ograniczeń sprzętowych karty, zastosowanie widma rozproszonego pozwala na transmisję danych w tak wrogim środowisku, jakim jest sieć elektryczna przy stosunku sygnał-szum bliskim 0 dB. Wybrany sposób realizacji układu jest przyczyną, że ma on zastosowanie wyłącznie akademickie, lecz dzięki temu jest systemem otwartym pozwalającym na dalsze badania technik widma rozproszonego w odniesieniu do zastosowań w instalacji energetycznej.

Literatura

1. Dixon R.C.: Spread Spectrum Systems With Commercial Applications. Wiley 1984.
2. Vuori J.: Communication Using Spread Spectrum Modulation on Electric Power Distribution Circuits. Helsinki University of Technology, Laboratory of Signal Processing and Computer Technology, December 1991.
3. Pickholtz R.L., Schilling D.L., Milstein L.B.: Theory of Spread Spectrum Communications – A Tutorial. IEEE Transactions on Communications, May 1982, Vol. COM-30, No 5.
4. Van Der Gracht P.K., Donaldson R.W.: Communication Using Pseudonoise Modulation on Electric Power Distribution Circuits. IEEE Transactions on Communications, September 1985, Vol. COM-33, No 9.
5. Bem D.J.: Kodowe systemy dostępu wielokrotnego. Sieci Komputerowe i Telekomunikacja, kwiecień 1998.
6. Bem D.J.: Systemy radiowe z rozproszonym widmem. Sat Audio Video, marzec 1992.
7. : Laboratorium procesorów sygnałowych. Praca zbiorowa Instytut Elektroniki Politechniki Śląskiej, Zakład Teorii Obwodów i Sygnałów, Gliwice 1994.
8. ADSP-21020/21010 User's Manual. Analog Devices, 1993.
9. Gregg W.D.: Podstawy telekomunikacji analogowej i cyfrowej. WNT, Warszawa 1983.
10. SSC P200 and P300 Hardware Design Reference. Intellon, January 1998.

Recenzent: Prof. dr hab. inż. Marian Pasko

Abstract

This paper presents data transmission system through electric power network, which was built to show that even in such hostile environment, as the power lines are it's possible to transmit data with sufficient reliability.

The first part describes the theoretical principles of spread spectrum systems. Direct sequence spread spectrum modulation used in this device is described in details. Description of coding, spreading spectrum and the most important methods of synchronisation acquisition are presented. The great emphasis is put on the explanation of the two most important technical problems in wideband systems: initial synchronisation and tracking.

The further part of this paper is focused on the physical realisation of this device. Because software implementation of spread spectrum algorithms is simple these devices were made with specialised DSP boards ADSP 21020 EZ-LAB. To adapt these boards to power line simple interfaces were made. Both the transmitter and the receiver work with PC computers as supervisors. In order to enable transmission a new type of tracking loop was invented. To ensure high reliability a sliding correlator was chosen.

Technical parameters of transmission are discussed in the next part. Spectral density of interference in power lines is also shown as an evidence of the fact that power lines are very difficult to use as a communication channel. Jamming margin of this receiver is an evidence that spread spectrum systems are very reliable in the presence of noise.