



BIULETYN WAT
VOL. LV, NR 1, 2006

Odbiór sygnałów o złożonej strukturze częstotliwościowej przez odbiorniki NPCz

HENRYK GRUCHAŁA, MIROSŁAW CZYŻEWSKI, ADAM SŁOWIK

Wojskowa Akademia Techniczna, Wydział Elektroniki, Instytut Radioelektroniki,
00-908 Warszawa, ul. S. Kaliskiego 2

Streszczenie. W artykule przedstawiono wpływ, jaki ma struktura wewnętrzna sygnałów złożonych zmodulowanych częstotliwościowo na ich odbiór przez odbiorniki NPCz. Do analizy wybrano sygnały LMCz i FSK jako przykłady sygnałów z częstotliwością zmieniającą się płynnie i skokowo oraz sygnał PSK jako przykład sygnału ze skokową zmianą fazy. Przedstawiono wyniki analizy metodą czasową dla wybranych sygnałów złożonych.

Słowa kluczowe: odbiór sygnałów, teoria sygnałów

Symbole UKD: 621.391

1. Wstęp

Współczesne odbiorniki pomiarowe powinny cechować się dużą czułością, szerokim pasmem pracy, dużą dynamiką i możliwością pracy w złożonym środowisku elektromagnetycznym. Wymagania te spełniają nowoczesne cyfrowe odbiorniki NPCz (Natychmiastowego Pomiaru Częstotliwości). Tego typu urządzenia stanowią ważny element systemów rozpoznania radioelektronicznego, dostarczając informacji o jednym z najważniejszych parametrów sygnału — częstotliwości nośnej, a także o amplitudzie i czasie odbioru sygnału. Ważną cechą wyróżniającą odbiorniki NPCz jest możliwość pracy monoimpulsowej i związane z tym wysokie prawdopodobieństwo odbioru sygnałów.

Współczesne środowisko elektromagnetyczne charakteryzuje się dużym nasyceniem w propagujące się sygnały, ciągłe i impulsowe, proste i złożone, w różnych pasmach i o różnych poziomach mocy. Nasycenie to powoduje, że odbior-

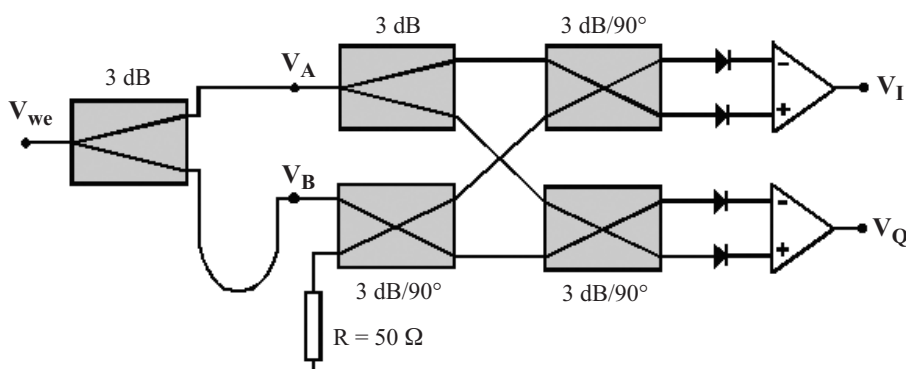
niki pomiarowe powinny być zdolne do odbioru sygnałów o różnego rodzaju modulacji wewnętrznej, często interferujących.

W celu oceny pracy układów NPCz z sygnałami o złożonej strukturze częstotliwościowej przeprowadzona została analiza czasowa sygnałów w jednym kanale mikrofalowego dyskryminatora częstotliwości. W wyniku analizy uzyskano zależności na fazę chwilową na wyjściu mikrofalowego dyskryminatora fazy, co pozwala ocenić wpływ, jaki ma rodzaj modulacji wewnątrzimpulsowej na pracę układów NPCz.

2. Analiza czasowa dla wybranych sygnałów złożonych

2.1. Analiza dla prostego sygnału impulsowego

Do analizy wykorzystano pojedynczy kanał mikrofalowego dyskryminatora częstotliwości (MDCz) o strukturze przedstawionej na rysunku 1 [1, 2, 3, 4, 8].



Rys. 1. Schemat strukturalny jednego toru mikrofalowego dyskryminatora częstotliwości

Dla sygnału wejściowego o postaci:

$$V_{we}(t) = C \cos(\omega_0 t + \Theta_{we}) \cdot \text{rect}\left(\frac{t}{T} - \frac{1}{2}\right) \quad (1)$$

napięcia na wejściu mikrofalowego dyskryminatora fazy wynoszą odpowiednio [11]:

$$V_A(t) = A \cos[\omega_0 t + \Theta_0] \cdot \text{rect}\left(\frac{t}{T} - \frac{1}{2}\right) \quad (2)$$

$$V_B(t) = B \cos[\omega_0(t - t_0) + \Theta_0] \cdot \text{rect}\left(\frac{t - t_0}{T} - \frac{1}{2}\right), \quad (3)$$

gdzie: $A = B = k \cdot C$ — amplituda sygnału na wejściu MDF; Θ_0 — faza początkowa sygnału na wejściu MDF w chwili $t = 0$; t_0 — opóźnienie w linii opóźniającej; T — czas trwania impulsu.

Funkcja $rect(x)$ jest zdefiniowana jako:

$$rect(x) = \begin{cases} 1, & \text{dla } |x| \leq \frac{1}{2} \\ 0, & \text{dla pozostałych.} \end{cases} \quad (4)$$

Jeśli przyjmiemy $A = B$ oraz pracę detektorów mikrofalowych na kwadratowym odcinku charakterystyki, wówczas napięcia kwadraturowe na wyjściu MDF przyjmą postać:

$$V_I(t) = KA^2 \sin(\omega_0 t_0) \cdot rect\left(\frac{t-t_0}{T-t_0} - \frac{1}{2}\right) * h(t) \quad (5)$$

$$V_Q(t) = KA^2 \cos(\omega_0 t_0) \cdot rect\left(\frac{t-t_0}{T-t_0} - \frac{1}{2}\right) * h(t), \quad (6)$$

gdzie: $h(t)$ — odpowiedź impulsowa filtru video; $*$ — operacja splotu.

Fazę chwilową uzyskuje się z zależności (5) i (6) jako [1, 3, 4, 11]:

$$\phi(t) = \arctan \left[\frac{V_I(t)}{V_Q(t)} \right] \quad (7)$$

po wykonaniu operacji podstawienia i redukcji uzyskuje się:

$$\phi(t) = \omega_0 t_0 \cdot rect\left(\frac{t-t_0}{T+T_1-t_0} - \frac{1}{2}\right), \quad (8)$$

gdzie: T_1 — efektywny czas trwania odpowiedzi impulsowej filtru video.

Jak wynika z zależności (8), wartość fazy chwilowej jest stała w czasie trwania impulsu i ograniczona bramką czasową wynikającą z czasu koincydencji sygnałów w interferometrze powiększonego o czas trwania odpowiedzi impulsowej filtru video [7]. Wartość fazy zależy jedynie od pulsacji nośnej sygnału i czasu opóźnienia w linii opóźniającej. Z zależności (8) wynika również wniosek, że jeśli czas trwania impulsu jest mniejszy od czasu opóźnienia w linii opóźniają-

cej, wówczas uzyska się brak sygnału na wyjściu, co odpowiada warunkom braku koincydencji w interferometrze.

2.2. Analiza dla sygnału z bifazowym kluczowaniem fazy

Przypadek sygnału z kluczowaniem fazy stanowi rozwinięcie przypadku prostego sygnału impulsowego. Założenia z tej części punktu mają miejsce także i tu. Sygnał jest sumą kolejnych prostych impulsów, różniących się między sobą fazą początkową, zgodnie z funkcją modulującą. Możliwy jest przypadek, gdy fazy początkowe sąsiednich segmentów są takie same [5, 6, 9, 10, 11].

Niech sygnał na wejściu MDCz ma postać:

$$V_{we}(t) = A \cos[\omega_0 t + \Theta_{we}(t)], \quad (9)$$

wówczas sygnały na wejściu mikrofalowego dyskryminatora fazy będą wynosiły odpowiednio:

$$V_A(t) = A \cos[\omega_0 t + \Theta(t)] \cdot \text{rect}\left(\frac{t}{T} - \frac{1}{2}\right) \quad (10)$$

$$V_B(t) = A \cos[\omega_0 t - \omega_0 t_0 + \Theta(t - t_0)] \cdot \text{rect}\left(\frac{t - t_0}{T} - \frac{1}{2}\right), \quad (11)$$

gdzie: $\Theta(t)$ — jest binarną funkcją modulującą, o wartości 0 lub π .

Napięcia kwadraturowe na wyjściu MDF będą wówczas miały postać [7]:

$$V_I(t) = KA^2 \sin[\omega_0 t_0 + \Theta(t) - \Theta(t - t_0)] \cdot \text{rect}\left(\frac{t - t_0}{T - T_0} - \frac{1}{2}\right) * h(t) \quad (12)$$

$$V_Q(t) = KA^2 \cos[\omega_0 t_0 + \Theta(t) - \Theta(t - t_0)] \cdot \text{rect}\left(\frac{t - t_0}{T - T_0} - \frac{1}{2}\right) * h(t), \quad (13)$$

a po wykorzystaniu prostych zależności trygonometrycznych i warunku:

$$\Theta(t) - \Theta(t - t_0) = 0, \pi$$

przyjmują postać:

$$V_I(t) = KA^2 \sin(\omega_0 t_0) \cos[\Theta(t) - \Theta(t - t_0)] \cdot \text{rect}\left(\frac{t - t_0}{T - T_0} - \frac{1}{2}\right) * h(t) \quad (14)$$

$$V_Q(t) = KA^2 \cos(\omega_0 t_0) \cos[\Theta(t) - \Theta(t - t_0)] \cdot \text{rect}\left(\frac{t - t_0}{T - T_0} - \frac{1}{2}\right) * h(t). \quad (15)$$

Jeśli funkcja:

$$\cos[\Theta(t) - \Theta(t - t_0)] \cdot \text{rect}\left(\frac{t - t_0}{T - T_0} - \frac{1}{2}\right) * h(t) \geq 0, \quad (16)$$

to chwilowa faza wynosi [7]:

$$\phi = \omega_0 t_0, \quad (17)$$

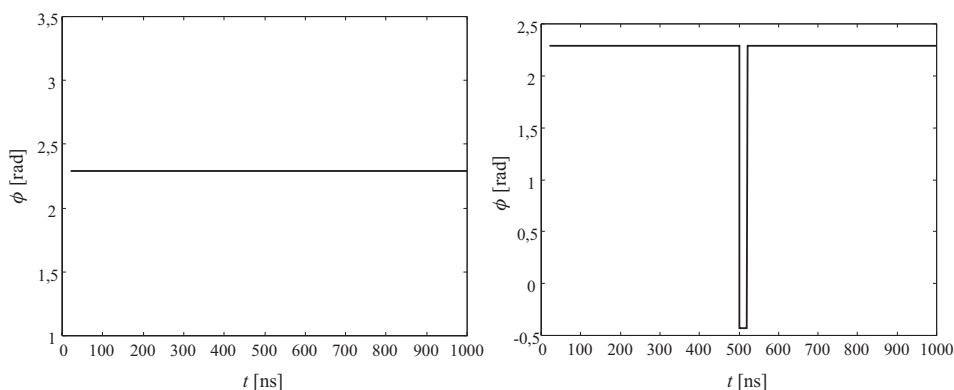
W przeciwnym przypadku, gdy spełniona jest zależność:

$$\cos[\Theta(t) - \Theta(t - t_0)] \cdot \text{rect}\left(\frac{t - t_0}{T - T_0} - \frac{1}{2}\right) * h(t) < 0, \quad (18)$$

wówczas:

$$\phi = \omega_0 t_0 + \pi. \quad (19)$$

Z zależności (16) i (18) wynika, że jeśli interferują ze sobą te same segmenty, to różnica fazy między nimi wynika tylko z opóźnienia w linii opóźniającej i wówczas obowiązuje zależność (17). W przypadku interferencji sąsiednich segmentów różnica fazy jest sumą przesunięcia fazy w linii opóźniającej i liczby π , jak przedstawiono w zależności (19). Na rysunku 2 przedstawiono przebieg fazy chwilowej wyznaczonej z napięć kwadraturowych MDF. Widać na nim zdecydowaną różnicę przypadku, gdy faza początkowa dwóch sąsiednich segmentów impulsu jest taka sama od przypadku, gdy fazy te są przeciwne. Naturalnie, różnica ta występuje tylko w czasie koincydencji sąsiednich segmentów.



Rys. 2. Chwilowa faza dla dwóch sąsiednich segmentów sygnału PSK dla przypadków: a) jednokowa faza początkowa obu segmentów; b) przeciwna faza początkowa obu segmentów

2.3. Analiza dla sygnału z kluczeniem częstotliwości

Niech sygnał na wejściu MDCz ma postać:

$$V_{we}(t) = A \cos[\omega(t) \cdot t + \Theta_{we}], \quad (20)$$

gdzie: $\omega(t)$ — chwilowa wartość częstotliwości.

Wówczas sygnały na wejściu mikrofalowego dyskryminatora fazy wynoszą:

$$V_A(t) = A \cos[\omega(t) \cdot t] \cdot \text{rect}\left(\frac{t}{T} - \frac{1}{2}\right) \quad (21)$$

$$V_B(t) = A \cos[\omega(t - t_0) \cdot (t - t_0)] \cdot \text{rect}\left(\frac{t - t_0}{T} - \frac{1}{2}\right), \quad (22)$$

gdzie: T — okres sygnału.

Napięcia kwadraturowe na wyjściu MDCz mają postać:

$$V_I(t) = KA^2 \sin[\omega(t) \cdot t - \omega(t - t_0) \cdot t + \omega(t - t_0) \cdot t_0] \cdot \text{rect}\left(\frac{t - t_0}{T - T_0} - \frac{1}{2}\right) * h(t) \quad (23)$$

$$V_Q(t) = KA^2 \cos[\omega(t) \cdot t - \omega(t - t_0) \cdot t + \omega(t - t_0) \cdot t_0] \cdot \text{rect}\left(\frac{t - t_0}{T - T_0} - \frac{1}{2}\right) * h(t), \quad (24)$$

a dalej upraszczając:

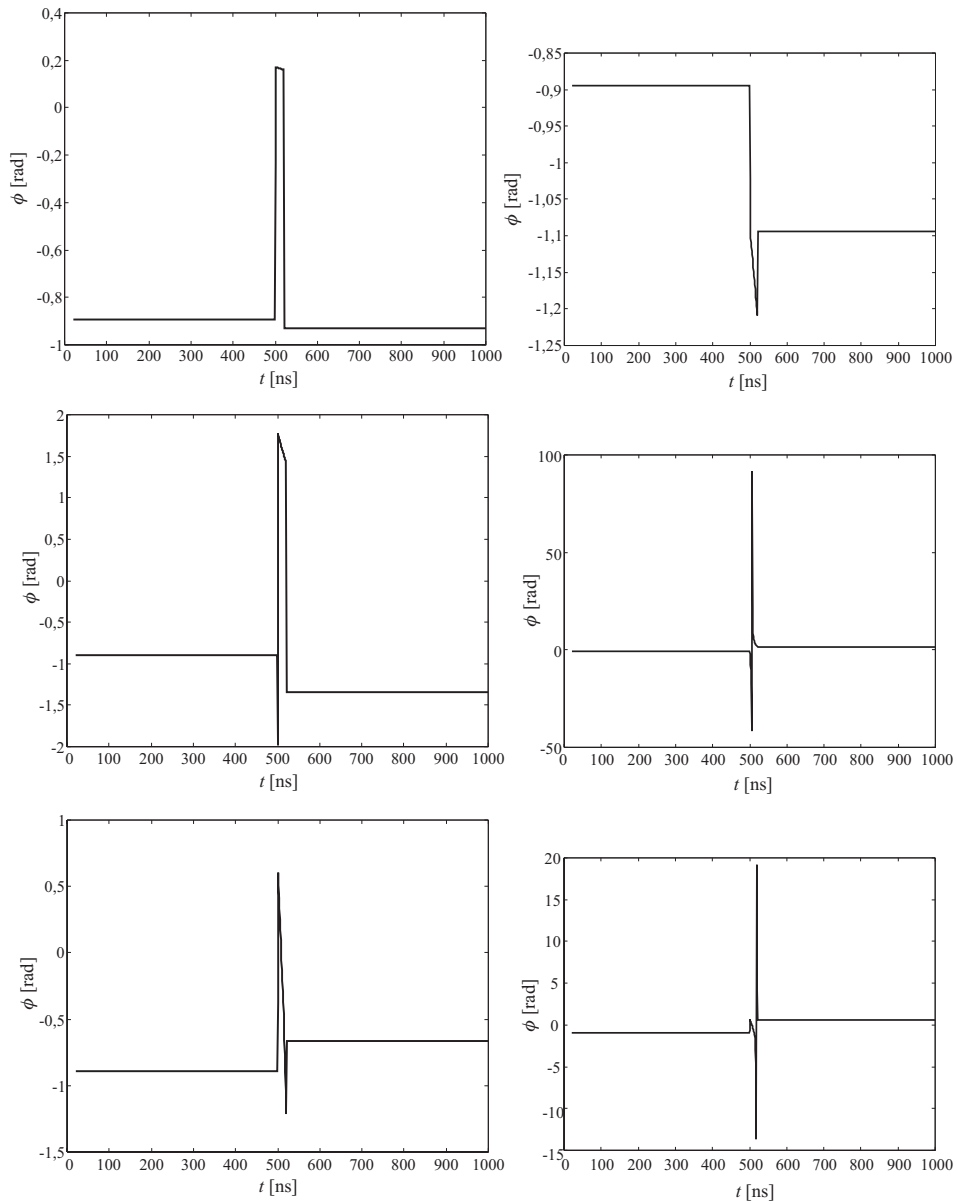
$$V_I(t) = KA^2 \sin[(\omega(t) - \omega(t - t_0)) \cdot t + \omega(t - t_0) \cdot t_0] \cdot \text{rect}\left(\frac{t - t_0}{T - T_0} - \frac{1}{2}\right) * h(t) \quad (25)$$

$$V_Q(t) = KA^2 \cos[(\omega(t) - \omega(t - t_0)) \cdot t + \omega(t - t_0) \cdot t_0] \cdot \text{rect}\left(\frac{t - t_0}{T - T_0} - \frac{1}{2}\right) * h(t). \quad (26)$$

Z zależności (25) i (26) wynika bezpośrednio, że wyjściowe napięcia kwadraturowe będą miały stałą wartość w obrębie pojedynczego segmentu, gdy interferują ze sobą te same segmenty, wówczas bowiem

$$(\omega(t) - \omega(t - t_0)) \cdot t = 0. \quad (27)$$

W przypadku gdy interferują ze sobą sąsiednie segmenty, zależność (27) nie zachodzi i napięcie wyjściowe zmienia się w czasie, przy czym amplituda zmian zależy wprost proporcjonalnie od różnicy częstotliwości sąsiednich segmentów. Na rysunku 3 przedstawiono zmiany fazy chwilowej dla różnego skoku częstotli-



Rys. 3. Chwilowa faza dla dwusegmentowego sygnału FSK o skoku częstotliwości: a) 1 MHz; b) 5 MHz; c) 10 MHz; d) 70 MHz; e) 150 MHz; f) 250 MHz

wości w sygnale FSK. O amplitudzie skoków fazy decyduje nie tylko amplituda zmiany częstotliwości, ale również nieciągłość fazy na granicy segmentów. Wniosek ten wynika z tego, że dla pewnych częstotliwości mniejsza jej zmiana wywołuje większą zmianę fazy chwilowej.

2.4. Analiza dla sygnału z liniową modulacją częstotliwości

Niech sygnał na wejściu MDCz ma postać:

$$V_{we}(t) = A \cos[\omega(t) \cdot t + \Theta_{we}]. \quad (28)$$

Wówczas sygnały na wejściu mikrofalowego dyskryminatora fazy wynoszą [5, 6, 7, 11]:

$$V_A(t) = A \cos \left[2\pi \left(f_0 t + \frac{kt^2}{2} \right) + \Theta_0 \right] \cdot \text{rect} \left(\frac{t}{T} - \frac{1}{2} \right) \quad (29)$$

$$V_B(t) = A \cos \left[2\pi \left(f_0 (t - t_0) + \frac{k}{2} (t - t_0)^2 \right) + \Theta_0 \right] \cdot \text{rect} \left(\frac{t - t_0}{T} - \frac{1}{2} \right), \quad (30)$$

gdzie: f_0 jest początkową częstotliwością w chwili $t = 0$, k jest współczynnikiem zmiany częstotliwości (w Hz/s).

W oparciu o sygnały kwadraturowe:

$$V_I(t) = KAB \cos \left[2\pi \left(f_0 t_0 - \frac{kt_0^2}{2} + kt_0 t \right) \right] \cdot \text{rect} \left(\frac{t - t_0}{T - t_0} - \frac{1}{2} \right) * h(t) \quad (31)$$

$$V_Q(t) = KAB \sin \left[2\pi \left(f_0 t_0 - \frac{kt_0^2}{2} + kt_0 t \right) \right] \cdot \text{rect} \left(\frac{t - t_0}{T - t_0} - \frac{1}{2} \right) * h(t) \quad (32)$$

faza chwilowa osiąga wartość:

$$\begin{aligned} \phi(t) = & 2\pi t_0 \left(f_0 - \frac{kt_0}{2} + kt \right) \cdot \text{rect} \left(\frac{t - t_0}{T - t_0} - \frac{1}{2} \right) + \\ & + 2\pi t_0 \left(f_0 - \frac{kt_0}{2} + kT \right) \cdot \text{rect} \left(\frac{t - T}{T_1} - \frac{1}{2} \right) \end{aligned} \quad (33)$$

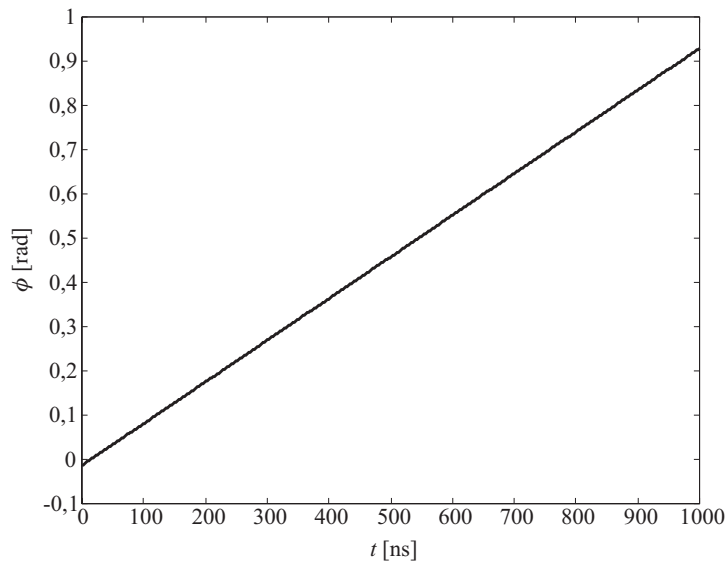
dla $kt_0 \ll$ pasma video.

Powyższy warunek jest spełniony dla większości typów sygnałów z LFM. Chwilowa wartość częstotliwości jest wyznaczona ze składnika:

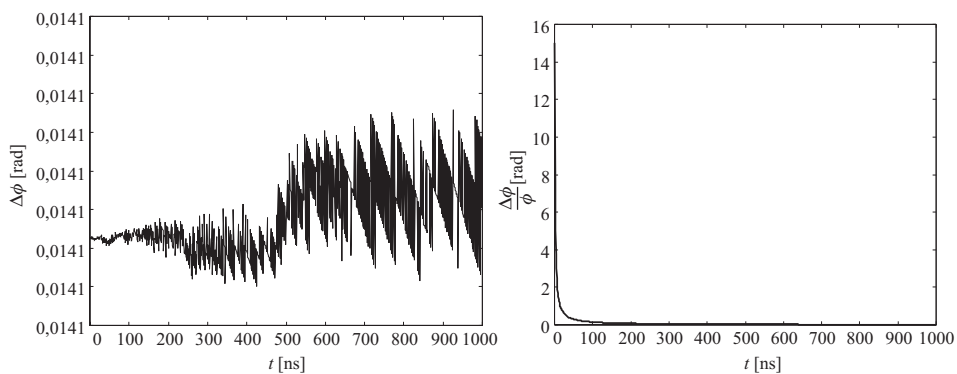
$$\left(f_0 - \frac{kt_0}{2} + kt \right), \quad (34)$$

gdzie $f_0 \gg \frac{kt_0}{2}$ (35)

i $T \gg t_0, T_1$.



Rys. 4. Faza chwilowa dla sygnału LMCz z uwzględnieniem linii opóźniającej



Rys. 5. Wpływ linii opóźniającej na wartość fazy chwilowej: a) błąd bezwzględny; b) błąd względny

Na rysunku 4 przedstawiono zmianę fazy chwilowej wyznaczonej na podstawie zależności (31), (32) oraz (7) dla linii opóźniającej 30 ns, natomiast na rysunku 5 przedstawiono dokładność określania fazy chwilowej. Przedstawione rysunki potwierdzają niewielki wpływ linii opóźniającej na dokładności określenia fazy chwilowej, a przez to również częstotliwości.

3. Wnioski

W oparciu o analizę czasową wybranych sygnałów złożonych w strukturze mikrofalowego dyskryminatora częstotliwości uzyskano zależności na napięciu wyjściowe mikrofalowego dyskryminatora fazy, a tym samym na fazę chwilową sygnału na wejściu dyskryminatora częstotliwości. W oparciu o wartość fazy chwilowej oraz charakterystykę fazową układu wypracowania proporcjonalnej różnicy fazy wyznacza się wartość częstotliwości chwilowej sygnału wejściowego. Na podstawie przedstawionych przebiegów fazy chwilowej można stwierdzić, że najmniejszy wpływ rodzaju sygnału na pracę mikrofalowego dyskryminatora częstotliwości występuje dla sygnału z liniową modulacją częstotliwości. Przedstawione dokładności określenia fazy dotyczą kanału MDCz z linią opóźniającą wprowadzającą opóźnienie 30 ns. Błąd bezwzględny pomiaru fazy utrzymuje się na prawie stałym poziomie, natomiast ze względu na małą wartość kąta w początkowym okresie trwania sygnału błąd względny w tym obszarze osiąga dużą wartość, jego wartość jednak szybko maleje.

Znacznie silniejsze efekty występują w pracy mikrofalowego dyskryminatora częstotliwości z sygnałami z kluczowaniem fazy i częstotliwości. Brak ciągłości fazy między sąsiednimi segmentami powoduje gwałtowne zmiany napięć wyjściowych w chwilach interferencji sąsiadujących segmentów. Czas występowania tych zmian bezpośrednio zależy od długości linii opóźniającej. W celu zapobieżenia temu efektowi należałoby zastosować filtry video o dużej stałej czasowej, jednakże takie posunięcie spowoduje zwiększenie czasu reakcji dyskryminatora na zamierzone zmiany częstotliwości sygnału, a tym samym pogorszenie parametrów odbiornika. Zastosowanie szybkiego filtra, zmusza użytkownika do pracy z szybkimi zmianami napięcia wyjściowego. W przypadku pojedynczego sygnału, układ decyzyjny może odrzucić takie szybkie zmiany jako pomiar błędny, jednakże w obecności dwóch i więcej sygnałów taka sytuacja znacznie komplikuje problem przypisania próbki częstotliwości do danego sygnału [9, 10].

W nowoczesnym odbiorniku NPCz pomiar częstotliwości jest taktowany zegarem, w ten sposób uzyskuje się dane o częstotliwości co np. 25 ns. Powoduje to, że w stosunku do opóźnienia w linii opóźniającej 30 ns, co najmniej jeden pomiar będzie obciążony błędem. Można temu przeciwdziałać poprzez zastosowanie krótszej linii opóźniającej. Użycie długich linii opóźniających jest nato-

miast jednym ze sposobów na osiągnięcie dużej rozdzielczości dyskryminatora. Zastosowanie kwantyzacji napięć wyjściowych toru dokładnego pozwala uniknąć konieczności stosowania długich linii opóźniających.

Artykuł wpłynął do redakcji 20.10.2005 r. Zweryfikowaną wersję po recenzji otrzymano w marcu 2006 r.

LITERATURA

- [1] B. SMÓLSKI, *Analiza i synteza mikrofalowych układów natychmiastowego pomiaru częstotliwości*, Dodatek do Biul. WAT nr 7(335), Warszawa 1980.
- [2] B. STEC, *Analiza charakterystyk fazowych i amplitudowych mikrofalowego dyskryminatora fazy z detektorami pierścieniowymi*, Biul. WAT, nr 11, 1987, str. 71-764.
- [3] B. STEC, *Analiza i badania mikrofalowego dyskryminatora częstotliwości*, Biul. WAT, nr 7(431), Warszawa 1988.
- [4] J. P. COUPEZ, H. GRUCHAŁA, A. SŁOWIK, Cz. REĆKO, A. RUTKOWSKI, *High resolution IFMs*, Proc. of the XIV International Conference on Microwave, Radar and Wireless Communications MIKON 2002, Gdańsk, 20-22 May 2002.
- [5] J. SZABATIN, *Podstawy teorii sygnałów*, WKŁ, Warszawa 2000.
- [6] D. MATTHES, *Digital Receiver with IFM capabilities*, Proc. of the International Radar Symposium, Monachium 1998.
- [7] J. P. Y. LEE, *Detection of complex and simultaneous signals using instantaneous frequency measurement receiver*, IEE Proc., Part F — Communications, Radar and Signal Processing, vol. 132, pt. F, July 1985.
- [8] A. RUTKOWSKI, *Analiza mikrofalowych dyskryminatorów fazy i częstotliwości z analogowym i cyfrowym przetwarzaniem napięć wyjściowych*, rozprawa doktorska, WAT, Warszawa 1990.
- [9] H. GRUCHAŁA, M. CZYŻEWSKI, A. SŁOWIK, *Analiza struktury wewnętrznej sygnałów z kluczowaniem częstotliwości i fazy za pomocą odbiornika natychmiastowego pomiaru częstotliwości*, V Międzynarodowa Konferencja Uzbrojeniowa, Waplewo 2004, str. 341-347.
- [10] H. GRUCHAŁA, A. SŁOWIK, *Analiza możliwości pomiaru częstotliwości chwilowej sygnałów złożonych za pomocą wielokanałowego systemu IFM*, III Krajowa Konferencja Elektroniki, Kołobrzeg 16-18 czerwca 2004, str. 611-616.
- [11] CH. COOK, M. BERNFELD, *Radar signals. An introduction to theory and application*, Academic Press, New York 1967.

H. GRUCHAŁA, M. CZYŻEWSKI, A. SŁOWIK

Receiving of complex frequency structure signals using IFM receivers

Abstract. Influence of the internal structure of the frequency modulated complex signals on the reception using IFM receivers has been presented in the paper. As examples of the frequency modulated signals, the LFM and FSK signals have been chosen for the analysis. As an example of the phase modulated signal, the PSK signal has been chosen for the analysis. The time analysis results for the selected complex signals have been presented, too.

Keywords: signal receiving, signal theory

Universal Decimal Classification: 621.391