

Tadeusz SIDOR

AKADEMIA GÓRNICZO-HUTNICZA, KATEDRA METROLOGII

ARTYKUŁ TECHNICZNY

Zastosowanie synchronicznej pętli fazowej (PLL) w przetwornikach pomiarowych

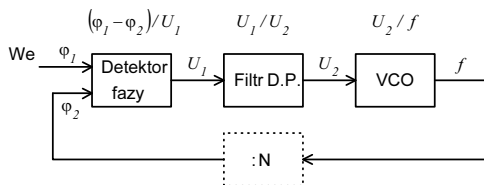
Układy Synchronicznej Pętli Fazowej (SPF lub PLL – Phase Lock Loop) są powszechnie stosowane we współczesnych urządzeniach telekomunikacyjnych do synchronizacji, powielania i detekcji częstotliwości. Wynika to w naturalny sposób z genezy ich powstania. Idea PLL powstała bowiem już w latach trzydziestych ubiegłego wieku jako pewna metoda odbioru i detekcji sygnałów radiowych [1]. Nie zyskała jednak dużej popularności ze względu na trudności techniczne przy stosowanej wówczas technice układów elektronicznych. Dopiero od momentu kiedy pojawiły się układy scalone zawierające wszystkie podzespoły pętli w jednym chipie zaczęto powszechnie je stosować, gdyż posiadają bardzo ciekawe własności i stwarzają rozliczne możliwości ich wykorzystywania. Układy PLL mogą też służyć do budowy elementów różnych elektronicznych przetworników pomiarowych, zastępując z powodzeniem istniejące inne rozwiązania układowe, a także, ze względu na swoje unikalne własności stwarzają duże pole do inwencji w tej dziedzinie. Jednak wiedza na ich temat nie jest powszechna w środowisku metrologów i m.in. z tego powodu podstawy działania układów PLL zostaną szerzej omówione we wstępie.

Słowa kluczowe: PLL, pętla fazowa, stabilność pętli fazowej, detekcja fazy, demodulacja częstotliwości, wzmacniacz homodynowy.

Keywords: phase lock loop, PLL stability, phase detection, frequency demodulation, homodyne amplifier.

1. Wstęp

Synchroniczna pętla fazowa składa się z kilku bloków funkcjonalnych przedstawionych na rysunku 1.



Rys. 1. Schemat blokowy synchronicznej pętli fazowej
Fig. 1. Block diagram of the phase lock loop

Blokiem wejściowym układu PLL jest detektor fazy, który daje na wyjściu napięcie będące funkcją (proporcjonalne) różnicy faz napięć przemiennych podawanych na wejścia. Kolejnym blokiem jest filtr dolnoprzepustowy, którego napięcie wyjściowe steruje częstotliwością generatora VCO (*Voltage Controlled Oscillator*). Napięcie wyjściowe generatora poprzez opcjonalny dzielnik częstotliwości (:N) podawane jest zwrotnie na wejście detektora fazy.

Na skutek działania tej pętli sprzężenia zwrotnego częstotliwość generatora przestają się tak, że w stanie ustalonym staje się równa częstotliwości sygnału wejściowego (przy N=1), lub jego całkowitej wielokrotności. Pętla wchodzi wówczas w synchronizm. Mechanizm dochodzenia pętli do synchronizmu najłatwiej wyjaśnić przyjmując, że detektorem fazy jest układ mnożący, tak jak ma to miejsce w przypadku układu scalonego LM565 [5].

Niech w pewnej chwili na wejście układu pętli zostanie podany sygnał sinusoidalny o częstotliwości f . Generator VCO oscyluje z początkową częstotliwością f_0 . Jako wynik mnożenia na wyjściu detektora pojawiają się sygnały o częstotliwościach $f+f_0$ i $f-f_0$. Filtr dolnoprzepustowy ma tak dobrane pasmo przenoszenia, że eliminuje przebieg o częstotliwości $f+f_0$ a przepuszcza sygnał o częstotliwości różnicowej $f-f_0$. Stosunkowo wolny przebieg przemienny o częstotliwości różnicowej działa na wejście generatora VCO przestrajając jego częstotliwość w obu kierunkach. W okresie kiedy różnica częstotliwości zmniejsza się przebieg o częstotliwości różnicowej zmienia się coraz wolniej i proces ten trwa aż do momentu kiedy różnica częstotliwości zmaleje do zera. Na wyjściu układu mnożącego, a więc i na wyjściu filtru dolnoprzepustowego, pojawia

się wówczas składowa stała, która utrzymuje częstotliwość generatora VCO dokładnie równą częstotliwości sygnału wejściowego. Ten stan jest utrzymywany nawet jeżeli częstotliwość sygnału wejściowego zmieni się, pod warunkiem, iż zmiana nie przekroczy zakresu przestrajania generatora VCO, czyli zakresu trzymania pętli.

2. Warunki stabilności układu pętli fazowej

Tak jak dla każdego układu ze sprzężeniem zwrotnym, muszą być zachowane pewne warunki aby układ był stabilny. Analizę stabilności najprościej można przeprowadzić badając postać transmitancji operatorowej układu przy otwartej pętli sprzężenia zwrotnego. Transmitancja taka jest iloczynem transmitancji poszczególnych bloków układu wg rysunku 1.

Detektor fazy jest układem bezinercyjnym i może być opisany przy założeniu liniowości charakterystyki transmitancją G_1 wynikającą z zależności postaci (1):

$$G_1 = \frac{U_1}{\varphi_1 - \varphi_2} = k_1 \quad (1)$$

Transmitancja $G_2(s)$ filtru dolnoprzepustowego zależy od jego struktury i ogólnie może być opisana zależnością (2):

$$G_2(s) = U_2 / U_1 \quad (2)$$

Fizycznym sygnałem wyjściowym generatora VCO jest napięcie przemiennie o częstotliwości f , ale ponieważ detektor fazy reaguje na różnicę faz sygnałów wejściowych trzeba formalnie przekształcić częstotliwość na fazę. Dla sygnału sinusoidalnego postaci (3) o zmiennej częstotliwości, korespondująca z argumentem funkcji sinus faza φ_2 jest określona przez zależność (4).

$$U = U_m \sin 2\pi ft = U_m \sin \omega t \quad (3)$$

$$\varphi_2 = \int_0^t \omega t dt \quad (4)$$

Zakładając iż częstotliwość generatora f jest proporcjonalna do napięcia sterującego U_2 zależność fazy od napięcia sterującego można wyrazić przez (5):

$$\varphi_2 = k_2 \int_0^t U_2 dt \quad (5)$$

Dokonując transformaty Laplace'a zależności (5) otrzymuje się wyrażenie na transmitancję operatorową $G_3(s)$ generatora VCO w postaci (6):

$$G_3(s) = \frac{\varphi_2}{U_2} = \frac{k_2}{s} \quad (6)$$

Transmitancja generatora odpowiada więc postaci transmitancji członu całkującego [2]. Ma to swoje istotne konsekwencje przy określaniu warunków stabilności układu pętli fazowej o wypadkowej transmitancji z otwartą pętlą sprzężenia wyrażoną przez zależność (7):

$$G(s) = G_1 \cdot G_2 \cdot G_3 = k_1 \cdot G_2(s) \cdot \frac{k_2}{s} \quad (7)$$

Transmitancja typowego filtra dolnoprzepustowego może być przedstawiona w postaci (8), gdzie n jest rzędem filtra równym liczbie biegunów.

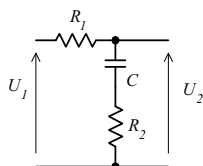
$$G_F(s) = k \frac{\omega_0^2}{s^n + a_{n-1}s^{n-1} + \dots + a_1s + \omega_0^2} \quad (8)$$

Przy sinusoidalnym sygnale wejściowym każdy biegun wprowadza do sygnału wyjściowego filtra przesunięcie fazowe, które asymptotycznie dąży do 90° przy wzrastającej częstotliwości. Jeżeli wziąć pod uwagę, że człon całkujący przesuwają również fazę zawsze o 90° , to już filtr pierwszego rzędu w połączeniu szeregowym z integratorem daje przy wysokich częstotliwościach krytyczne, wg kryterium Nyquista, przesunięcie fazowe, które powoduje, iż ujemne sprzężenie zwrotne zamienia się na dodatnie. Jeżeli dodatkowo całkowite wzmocnienie toru jest wówczas większe od jedności, to układ staje się niestabilny.

Ścisłe rzecz biorąc jest to sytuacja hipotetyczna, gdyż filtr pierwszego rzędu daje przesunięcie fazowe równe 90° dopiero przy nieskończonej wysokiej częstotliwości, ale nie należy zapominać, że w układzie rzeczywistym istnieją jeszcze inne stopnie np. wzmacniające, które również dodatkowo przesuwają fazę sygnału, tak że granica stabilności układu może być przekroczona przy znacznie niższych częstotliwościach. Oczywiście niebezpieczeństwo utraty stabilności układu rośnie lawinowo w przypadku filtra wyższego rzędu. Z tego powodu najczęściej stosowanym filtrem w układach pętli fazowej są filtry pierwszego rzędu i to o transmitancji zmodyfikowanej poprzez dodanie „zera”. Typowy układ takiego filtra przedstawiono na rysunku 2, a jego transmitancję opisuje zależność (9).

$$G_2(s) = \frac{1 + sCR_2}{1 + sC(R_1 + R_2)} \quad (9)$$

Zastosowanie filtra o takiej transmitancji praktycznie zabezpiecza układ pętli przed utratą stabilności, gdyż zwiększa margines fazowy i co za tym idzie skraca przebieg przejściowy, ale równocześnie gorzej tłumia sygnał o częstotliwości sumacyjnej $f+f_0$ co powoduje fluktuacje fazy generatora VCO.



Rys. 2. Schemat zmodyfikowanego układu filtra pierwszego rzędu
Fig. 2. Diagram of the modified 1st order filter

Trudno jednak ocenić dynamikę układu rzeczywistego na podstawie przedstawionego powyżej linearyzowanego modelu dynamicznego pętli fazowej, gdyż w układzie rzeczywistym zarówno charakterystyka detektora fazy jak i generatora VCO są w ogólnym przypadku nieliniowe. Można jednak badać przebiegi przejściowe pętli za pomocą nieliniowego modelu zbudowanego przy wykorzystaniu możliwości stwarzanych przez uniwersalne programy analizy układów elektronicznych.

3. Detektory fazy

Układy scalonych pętli fazowych zawierają różne typy detektorów fazy, umownie podzielone na dwie kategorie [3].

Tzw. detektor typu I jest najczęściej układem mnożącym i na jego wyjściu pojawiają się sygnały będące, jak już wspomniano poprzednio, sumą i różnicą częstotliwości sygnałów podawanych na wejścia detektora.

Detektor typu II jest skomplikowanym układem logicznym generującym impulsy dodatnie lub ujemne wyzwalane i kasowane zboczami narastającymi przebiegów wejściowych. Znak generowanych impulsów zależy od tego które zbocze narastające obu przebiegów pojawi się wcześniej na odpowiednim wejściu. Impulsy wyjściowe, podobnie jak w przypadku detektora typu I, są uśredniane w filtrze dolnoprzepustowym i wynikowe napięcie stale steruje częstotliwością generatora VCO.

Istotna różnica w działaniu pętli z detektorem typu II polega na tym, że nie tylko częstotliwość generatora VCO, w stanie synchronizmu, staje się równa częstotliwości przebiegu wejściowego, ale również i przesunięcie fazowe pomiędzy przebiegiem generatora a przebiegiem wejściowym zostaje zredukowane do zera. Detektor typu II w tym stanie nie generuje żadnych impulsów na wyjściu, a częstotliwość generatora VCO wynika ze stałego napięcia, które przez jakiś czas utrzymuje się na kondensatorze wyjściowym filtra.

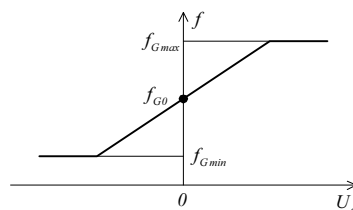
Pełny synchronizm, zarówno co do częstotliwości jak i fazy, generatora VCO z przebiegiem wejściowym stwarza dodatkowe możliwości wykorzystania układu takiej pętli. Dodatkowym atutem pętli z detektorem typu II jest fakt, iż na wyjściu detektora w stanie synchronizmu impulsy pojawiają się rzadko w przeciwieństwie do detektora typu I, który generuje zawsze na wyjściu przebieg o podwojonej częstotliwości przebiegu wejściowego.

Układ scalony typu MC4046 zawiera w swojej strukturze zarówno detektor fazy typu I jak i typu II, które mogą być zamiennie użyte w zależności od potrzeb.

Poniżej przedstawiono kilka układów zawierających pętle fazowe, które mogą znaleźć zastosowanie w przetwornikach pomiarowych.

4. Liniowy demodulator częstotliwości

Możliwość zastosowania synchronicznej pętli fazowej do demodulacji sygnału torów pomiarowych z modulacją częstotliwości wynika wprost z zasady działania układu pętli. Jeżeli zmodulowany częstotliwościowo sygnał znajdzie się w paśmie chwytania pętli wówczas pętla po wejściu w synchronizm będzie śledzić zmiany częstotliwości, o ile maksymalna dewiacja sygnału nie przekroczy jej zakresu trzymania. Śledzenie zmian częstotliwości związane jest ze zmianami napięcia sterującego generatorem VCO. Związek pomiędzy napięciem na wejściu generatora i dewiacją zależy oczywiście od kształtu charakterystyki $f(U)$. Jeżeli charakterystyka ta jest liniowa, tak jak na rysunku 3 wówczas w zakresie od f_{Gmin} do f_{Gmax} może być opisana zależnością (10):



Rys. 3. Typowa charakterystyka generatora VCO
Fig. 3. Characteristic of the VCO

$$f_G = f_{G0} + kU_o \quad (10)$$

gdzie k – jest współczynnikiem proporcjonalności.

Ponieważ w stanie synchronizmu częstotliwość generatora f_G jest równa częstotliwości f , a ta z kolei dla przebiegów zmodulowanych częstotliwościowo może być zapisana w postaci (11), więc zależność (10) można przekształcić do postaci (12):

$$f = f_0 + \Delta f \quad (11)$$

$$f_0 + \Delta f = f_{G0} + kU_o \quad (12)$$

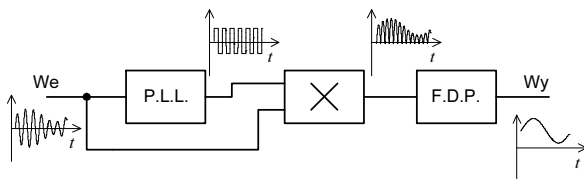
Jeżeli częstotliwość początkową f_{G0} generatora VCO dobierze się równą częstotliwości nośnej f_0 przebiegu zmodulowanego, wówczas wyrażenie (12) upraszcza się do postaci (13):

$$U_o = \frac{1}{k} \Delta f \quad (13)$$

Napięcie wyjściowe synchronicznej pętli fazowej jest więc zależne wprost proporcjonalnie od dewiacji demodulowanego przebiegu.

5. Selektywny wzmacniacz (woltomierz) homodynowy

Zasadę działania wzmacniacza homodynowego ilustruje schemat blokowy przedstawiony na rysunku 4.



Rys. 4. Schemat blokowy wzmacniacza homodynowego
Fig. 4. Block diagram of the homodyne amplifier

Zasadniczą część wzmacniacza homodynowego składa się z pętli fazowej P.L.L. oraz mnożarki analogowej „X”. Jeżeli pętla fazowa jest wyposażona w detektor fazy typu II (jak np. w układzie MC4046) wówczas w stanie synchronizmu na wyjściu generatora pojawia się przebieg prostokątny będący dokładnie w fazie z przebiegiem wejściowym [3]. Mnożarka w takim przypadku pracuje podobnie jak detektor synchroniczny. Przebieg wyjściowy mnożarki podawany jest następnie na filtr dolnoprzepustowy.

W stanie ustalonym na wyjściu filtra pojawia się napięcie, które można określić zależnością (14):

$$U_o = \frac{2}{T} \int_{\varphi}^{\pi+\varphi} U_i dt \quad (14)$$

gdzie: T – okres przebiegu prostokątnego, φ - przesunięcie fazy pomiędzy przebiegiem prostokątnym a przebiegiem wejściowym U_i .

Dla okresowego przebiegu wejściowego (15) wartość napięcia wyjściowego określa zależność (16).

$$U_i = U_m \sin\left(\frac{2\pi}{T}t + \varphi\right) \quad (15)$$

$$U_o = \frac{2U_m}{\pi} \cos \varphi \quad (16)$$

Ponieważ przy zastosowaniu pętli z detektorem fazy typu II przesunięcie fazy φ jest równe zero na wyjściu filtra otrzymuje się przebieg będący wartością średnią wyprostowaną przebiegu wejściowego.

Podobnie jak we wzmacniaczu z przetwarzaniem układ taki tj. mnożarka i filtr dolnoprzepustowy ma własność eliminacji wszelkich zakłóceń o częstotliwościach różniących się od częstotliwości zmocianego przebiegu o więcej niż wynosi pasmo przenoszenia wyjściowego filtra dolnoprzepustowego [7]. Stosując więc filtr o wąskim paśmie można z powodzeniem mierzyć bardzo słabe

sygnały wejściowe, nawet wielokrotnie mniejsze od poziomu zakłóceń.

6. Powielanie częstotliwości

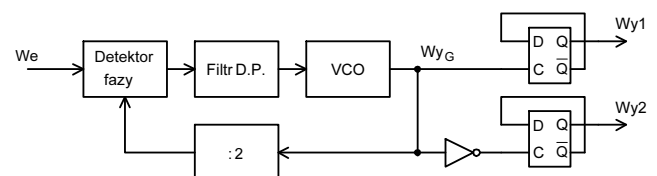
Operacja mnożenia częstotliwości musi przebiegać z pewnym opóźnieniem, gdyż logicznie rzecz biorąc operacja taka klóci się z zasadą iż przyczyna musi wyprzedzać skutek. Nie można bowiem wygenerować fali o większej liczbie okresów dopóki nie skończy się okres fali o częstotliwości podlegającej mnożeniu. Pomimo tego oczywistego ograniczenia powielanie częstotliwości, czyli operacja mnożenia częstotliwości przez liczbę naturalną, może łatwo być przeprowadzona za pomocą pętli fazowej poprzez wprowadzenie dzielnika częstotliwości pomiędzy wyjście generatora VCO a wejście detektora fazy, tak jak to pokazano na rysunku 1. Stosując jako dzielnik częstotliwości licznik modulo N stan synchronizmu pętli jest osiągany przy częstotliwości generatora VCO równej N razy częstotliwość f sygnału wejściowego. Należy wówczas oczywiście dobrać częstotliwość początkową f_{G0} generatora VCO tak by nie różniła się od wartości Nf więcej niż o pasmo chwywania pętli.

Operacja mnożenia częstotliwości może zostać wykorzystana w wielu różnych sytuacjach, ale w systemach pomiarowych jest szczególnie przydatna do wytwarzania impulsów zegarowych zsynchronizowanych z częstotliwością sieci 50 Hz. Jeżeli impulsy takie w liczbie będącej całkowitą wielokrotnością okresu sieci zostaną użyte do sterowania pracą przetwornika analog – cyfra z podwójnym całkowaniem, wówczas zakłócenia sygnału przetwarzanego pochodzące od sieci zostaną całkowicie wyeliminowane. Zastosowanie w tym przypadku pętli fazowej gwarantuje, że eliminacja zakłóceń sieciowych będzie całkowita nawet w przypadku fluktuacji częstotliwości sieci, gdyż generator VCO pętli zostanie wówczas odpowiednio przestrojony.

7. Generacja przebiegów kwadraturowych

W wielu różnych układach pomiarowych potrzebne są sygnały przesunięte względem siebie o $1/4$ okresu (90°). Jako przykład można podać układ automatycznego równoważenia mostków prądu zmiennego [6]. Do równoważenia mostka stosowane są układy mnożące sterowane z demodulatorów synchronicznych dających na wyjściu sygnały o wartości napięcia niezrównoważenia mostka mnożone odpowiednio przez $\cos \varphi$ i $\sin \varphi$, gdzie φ jest przesunięciem fazy napięcia nierównowagi względem napięcia zasilania mostka.

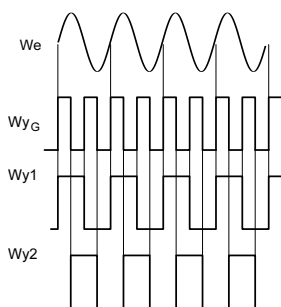
Do sterowania demodulatorów synchronicznych potrzeba zatem napięć, najlepiej w postaci fali prostokątnej dokładnie w fazie z napięciem zasilania mostka i przesuniętego właśnie o 90° czyli o $1/4$ okresu. Dobrze do tego celu nadaje się układ zawierający pętlę fazową przedstawioną na rysunku 5.



Rys. 5. Układ pętli fazowej do generacji sygnałów kwadraturowych
Fig. 5. Phase loop circuit for the generation of quadrature signals

Przy zastosowaniu układu pętli z detektorem fazowym typu 2 (np. MC4046) przebieg fali prostokątnej generowanej przez VCO jest dokładnie zsynchronizowany z sinusoidalnym przebiegiem wejściowym, ponieważ różnica faz sygnałów na wejściu detektora musi być równa dokładnie zero w stanie synchronizmu [4].

Przebiegi czasowe w różnych punktach układu przedstawiono na rysunku 6.



Rys. 6. Przebiegi czasowe w układzie wg rys. 5
Fig. 6. Signal vs. time characteristics for the circuit presented in Fig. 5

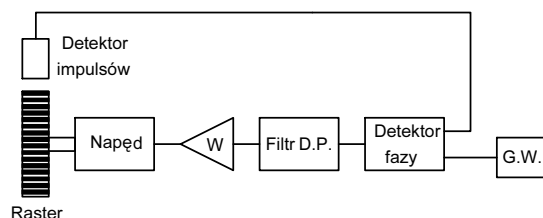
W układzie zastosowano przerzutniki typu D połączone jako dwójki liczące. Przerzutniki takie zmieniają stan przy narastającym zboczu sygnału wejściowego. Ponieważ częstotliwość fali na wyjściu generatora VCO jest dwukrotnie wyższa niż przebiegu wejściowego, a dwójki liczące z kolei dzielą częstotliwość przez dwa, na wyjściach Wy1 i Wy2 otrzymuje się przebiegi o tej samej częstotliwości co przebieg wejściowy ale przesunięte względem siebie o $\frac{1}{4}$ okresu. Przesunięcie to wynika z zastosowania inwertera w torze wyzwalania dolnego przerzutnika na rysunku 5.

8. Układ precyzyjnej stabilizacji prędkości obrotowej

Układ działający na zasadzie pętli fazowej może zostać wykorzystany do precyzyjnej stabilizacji prędkości obrotowej. Zamiast generatora VCO w układzie pętli występuje wówczas zespół złożony z precyzyjnego rastra naniesionego na obracający się obiekt, detektora impulsów generowanych przez raster i napęd sterowany napięciem stałym. Schemat całego układu przedstawiono na rysunku 7.

Detektor fazy generuje sygnał zależny od różnicy faz przebiegu generowanego przez generator wzorcowy G.W. (np. kwarcowy) i przebiegu wytwarzanego przez detektor impulsów pochodzących od wirującego rastra. Po przejściu przez filtr sygnał częstotliwości różnicowej po wzmocnieniu steruje napędem tak aby częstotli-

wość impulsów generowanych przez raster zrównała się z częstotliwością generatora wzorcowego.



Rys. 7. Układ stabilizacji prędkości obrotowej
Fig. 7. The circuit for the rotational speed stabilization

Stan taki jest utrzymywany bo nawet jeżeli prędkość obrotowa rastra ulegnie zmianie np. na skutek zmiany obciążenia napędu, to sygnał detektora fazy tak zmieni zasilanie napędu, że stan poprzedni zostanie przywrócony.

Powyższych kilka przykładów ilustruje różnorodność możliwości wykorzystania synchronicznych pętli fazowych w układach pomiarowych co, jak już wspomniano we wstępie, może stać się inspiracją do wykorzystania ich w innych rozwiązaniach.

9. Literatura

- [1] Tony van Roon: Phase Locked Loops. <http://www.uoguelph.ca/~antoon/gadgets/pll/pll.html>
- [2] J. B. Calvert: The phase-Locked Loop. <http://www.du.edu/~etuttle/electron/elect12.htm>
- [3] P. Horowitz, W. Hill: Sztuka elektroniki. W.K.L. Warszawa 1997.
- [4] J. Smith: Modern Communication Circuits. McGraw-Hill 1987
- [5] NE/SE565 Phase-Locked Loop. www.DataSheet.in
- [6] M. M. Stabrowski: Miernictwo elektryczne. Oficyna Wyd. Pol. Warszawskiej 1994
- [7] T. Sidor: Elektroniczne Przetworniki Pomiarowe. AGH Ucz. Wyd. Nauk.-Dydakt. Kraków 2006

INFORMACJE

Cennik publikacji reklam w miesięczniku naukowo-technicznym PAK

Reklama	Czarno-biała	Kolorowa
I okładka	-	1 800,00 PLN netto
II okładka	-	1 600,00 PLN netto
III okładka	-	1 500,00 PLN netto
IV okładka	-	1 700,00 PLN netto
1 strona (175x250 mm)	900,00 PLN netto	1 100,00 PLN netto
½ strony (175x125mm) - pozioma	500,00 PLN netto	700,00 PLN netto
½ strony (85x250 mm)- pionowa	500,00 PLN netto	700,00 PLN netto
⅓ strony (175x85 mm)	400,00 PLN netto	-
¼ strony (85x125 mm)	300,00 PLN netto	-

Do podanych cen należy doliczyć podatek VAT w wysokości 22%.