

Tadeusz SIDOR
Akademia Górniczo-Hutnicza
Kraków

SYMULACYJNA WERYFIKACJA WŁAŚCIWOŚCI DYNAMICZNYCH ELEKTRONICZNYCH PRZETWORNIKÓW POMIAROWYCH

Streszczenie. Prosty (nieliniowy) układ diodowego detektora amplitudy został wykorzystany do zaprezentowania możliwości zastosowania Uniwersalnych Programów Analizy Układów Elektronicznych do badań symulacyjnych własności dynamicznych modeli przetworników pomiarowych. Zaproponowano uproszczony model matematyczny układu detektora i przedstawiono porównawcze wyniki badań symulacyjnych.

COMPUTER VERIFICATION OF DYNAMIC PROPERTIES OF ELECTRONIC MEASURING TRANSDUCERS

Summary. A simple but non-linear circuit of classical diode magnitude detector has been used as an example to present the possible use of CAA programs for electronic circuits to verify dynamic models of electronic transducers. A simplified mathematical model of the circuit has been introduced. Its characteristics have been compared with the simulation results.

1. WPROWADZENIE

Badania własności dynamicznych przetworników pomiarowych mają na celu albo identyfikację modelu przetwornika, albo jego weryfikację, jeżeli model matematyczny przetwornika został uprzednio stworzony na podstawie analizy zjawisk fizycznych zachodzących w przetworniku.

Badania takie są często bardzo trudne, a czasem wręcz niemożliwe do przeprowadzenia w laboratorium ze względu na praktyczne trudności związane z wygenerowaniem wzorcowego sygnału testującego, a także dostatecznie dokładnym pomiarem odpowiedzi przetwornika. Dlatego też w takich przypadkach badania symulacyjne są często stosowaną metodą badawczą.

Oczywiście, wyniki takich badań są jedynie na tyle wiarygodne, na ile wiarygodny jest model przetwornika zastosowany do badań symulacyjnych. Przyjmuje się jednak powszechnie, że jeżeli model symulacyjny tworzony jest na bazie modeli podzespołów przetwornika - uprzednio zweryfikowanych doświadczalnie, to wyniki badań symulacyjnych można z dużym prawdopodobieństwem uznać za wiarygodne [1]. Niewątpliwą zaletą metody symulacyjnej jest natomiast praktycznie nieograniczona możliwość generowania wzorcowych sygnałów testujących, jak i nieosiągalna w warunkach laboratoryjnych dokładność określania odpowiedzi modelu przetwornika.

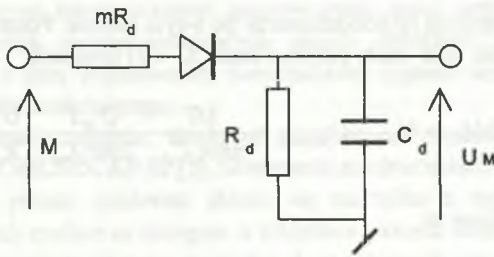
W początkowym okresie rozwoju metod badań symulacyjnych modele przetworników pomiarowych były tworzone w oparciu o ogólne języki programowania wyższego rzędu. Stopniowo jednak pojawiły się wyspecjalizowane pakiety oprogramowania tworzone specjalnie do modelowania różnych układów fizycznych, które można stosować również do modelowania przetworników pomiarowych. Między innymi istnieje liczna grupa Uniwersalnych Programów Analizy Układów Elektronicznych, takich jak np.: SPICE, NAP, ECAP, MICROCAP, które nadają się do tego celu [2].

Wszystkie wspomniane pakiety mają opcje przeprowadzenia analizy w dziedzinie prądu stałego (DC), częstotliwości (AC) oraz czasu (TRANSIENT), co umożliwia badania własności dynamicznych modeli przetworników zarówno w dziedzinie częstotliwości, jak i czasu. Programy te posiadają bogate biblioteki modeli podzespołów elektronicznych, które mogą być łączone w złożone układy, zwykle za pomocą edytorów ekranowych, które automatycznie tworzą układ równań modelu. Poszczególne pakiety znajdują się w stadium ciągłego rozwoju, pojawiają się w nich nowe opcje deklarowania parametrów modeli podzespołów oraz możliwości definiowania elementów nieliniowych. Niektóre pakiety, jak na przykład MICROCAP III, umożliwiają ponadto opis fragmentów układu przetwornika za pomocą transmitancji. Ten to właśnie pakiet został użyty do weryfikacji fizycznego modelu diodowego detektora amplitudy (DA), przedstawionego na rys.1.

2. ANALIZA DETEKTORA AMPLITUDY

Detektor amplitudy, przedstawiony na rys.1, jest klasycznym układem detektora, stosowanym m.in. w układach automatycznej regulacji wzmocnienia (ARW) oscylatorów R-C [3,4].

Ponieważ, jak wiadomo z praktyki, układy ARW w takich oscylatorach bywają niestabilne, istnieje potrzeba określenia modeli dynamicznych poszczególnych podzespołów pętli ARW dla sformułowania warunków stabilności systemu.



Rys.1. Schemat diodowego detektora amplitudy

Fig. 1. Diode amplitude detector

Układ detektora amplitudy wg rys.1 jest schematycznie bardzo prosty, jest jednak układem silnie nieliniowym, nie dającym się opisać w przypadku ogólnym prostym modelem matematycznym.

Jednak w zastosowaniach układu detektora w systemach ARW oscylatorów R-C układ pracuje w warunkach, które sugerują możliwość sformułowania pewnych założeń upraszczających, umożliwiających próbę stworzenia jego modelu dynamicznego.

Na wyjściu detektora powinno pojawiać się napięcie stałe proporcjonalne do amplitudy M sinusoidalnego napięcia generowanego przez oscylator. Dlatego też wartość iloczynu $R_d C_d$ powinna być dobrana znacznie większa niż okres oscylacji generatora. Można więc założyć, iż wartość $R_d C_d > 100 T$. Kondensator detektora amplitudy C_d jest ładowany podczas części dodatniego półokresu sinusoidalnego napięcia działającego na wejściu detektora i rozładowany podczas pozostałej części okresu. Przy założeniu, iż kondensator ma tak dużą pojemność, że tętnienia napięcia na jego zaciskach są do zaniebdania, ustalone napięcie na kondensatorze będzie zatem częścią wartości średniej wyprostowanej napięcia sinusoidalnego działającego na wejściu detektora.

Jeżeli napięcie na kondensatorze jest znacznie mniejsze niż wartość szczytowa sinusoidy, a wartość szczytowa jest z kolei znacznie większa niż napięcie progowe diody detektora, to można przyjąć następujące założenia:

- 1) dioda może być traktowana jak dioda idealna,
- 2) dodatni półokres sinusoidy może być reprezentowany przez impuls prostokątny o amplitudzie równej wartości średniej wyprostowanej sinusoidy.

Jako konsekwencję założenia 2 można przyjąć, iż ładowanie i kolejne rozładowanie kondensatora trwa dokładnie pół okresu sinusoidy.

Jeżeli założymy, iż napięcie sinusoidalne o amplitudzie M zostało podane na wejście detektora, to biorąc pod uwagę założenia upraszczające, można sformułować równanie różnicowe

$$U_{Mn} = U_{M(n-1)} + \frac{MT}{\pi m R_d C_d} - \frac{U_{Mn} T}{2m R_d C_d} - \frac{U_{Mn} T}{R_d C_d}, \quad (1)$$

które wyraża wartość napięcia na kondensatorze po n -tym okresie. Ponieważ $T \ll 2R_d C_d$, więc T może być traktowane jako mały przyrost czasu $\Delta t \rightarrow 0$ i równanie

$$\Delta U_M = U_{Mn} - U_{M(n-1)} = \frac{MT}{\pi m R_d C_d} - \frac{U_M T}{2m R_d C_d} - \frac{U_M T}{R_d C_d} \quad (2)$$

może zostać przekształcone w

$$2m C_d R_d \frac{dU_M}{dt} + (1+2m)U_M = \frac{2M}{\pi}. \quad (3)$$

Równanie (3) jest liniowym równaniem różniczkowym pierwszego rzędu, które przybliża model dynamiczny detektora amplitudy, tj. opisuje czasową odpowiedź detektora na skok wielkości wejściowej, czyli sinusoidy napięcia o amplitudzie M . Stosując transformatę Laplace'a do równania (3), można określić transmitancję detektora amplitudy

$$G(s) = \frac{U_M}{M} = \frac{2}{(1+2m)\pi} \cdot \frac{1}{1+s \frac{2m}{1+2m} C_d R_d}. \quad (4)$$

Często w układach praktycznych $m = 1$ i wówczas transmitancja (4) redukuje się do postaci

$$G(s) = \frac{2}{3\pi} \cdot \frac{1}{1+s \frac{2}{3} R_d C_d}. \quad (5)$$

3. WERYFIKACJA MODELU

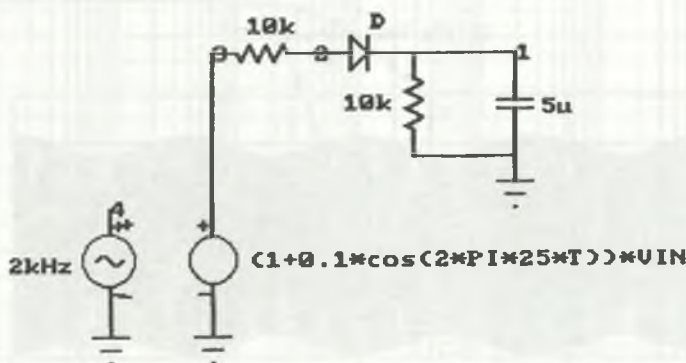
Wobec wielu założeń upraszczających uwzględnionych przy tworzeniu modelu detektora (4) niezbędna jest weryfikacja poprawności i zakresu stosowalności modelu. Ponieważ w perspektywicznych zastosowaniach model ma służyć do badań warunków stabilności pętli ARW oscylatorów R-C w dziedzinie częstotliwości, założono, iż właściwym sposobem weryfikacji będzie porównanie charakterystyk częstotliwościowych, amplitudowej i fazowej, modelu wg równania (4) i układu detektora.

Wyznaczenie charakterystyk częstotliwościowych układu detektora amplitudy wymaga podania na wejście układu sygnału sinusoidalnego o amplitudzie modulowanej sygnałem sinusoidalnym o zmiennej częstotliwości i dokładnie określonej amplitudzie i fazie. Można oczekiwać, iż na wyjściu detektora pojawi się składowa stała i nałożony na nią sygnał periodyczny o częstotliwości podstawowej równej częstotliwości sygnału modulującego

wejście wraz z wyższymi harmonicznymi generowanymi przez nieliniowość układu. Dla określenia charakterystyk częstotliwościowych układu detektora niezbędne jest więc określenie amplitudy i fazy podstawowej harmonicznnej sygnału wyjściowego względem amplitudy i fazy sygnału modulującego.

Dla zweryfikowania modelu detektora zastosowano metodę symulacyjną przy wykorzystaniu pakietu MICROCAP III [5]. Stworzenie modelu układowego detektora w tym pakiecie jest bardzo proste, ponieważ składa się on tylko z typowych podzespołów elektronicznych, których modele są dostępne w bibliotece pakietu. Również i zadeklarowanie wzorcowego źródła sygnału wejściowego nie jest skomplikowane przy użyciu dostępnego w pakiecie nieliniowego źródła sterowanego.

Model układu detektora, stworzony za pomocą edytora ekranowego pakietu MICROCAP III, wraz ze wzorcowym źródłem sygnału wejściowego został przedstawiony na rys.2.



Rys.2. Schemat modelu detektora amplitudy, stworzony za pomocą edytora ekranowego pakietu MICROCAP III

Fig. 2. Amplitude detector model created by the use of MICROCAP III

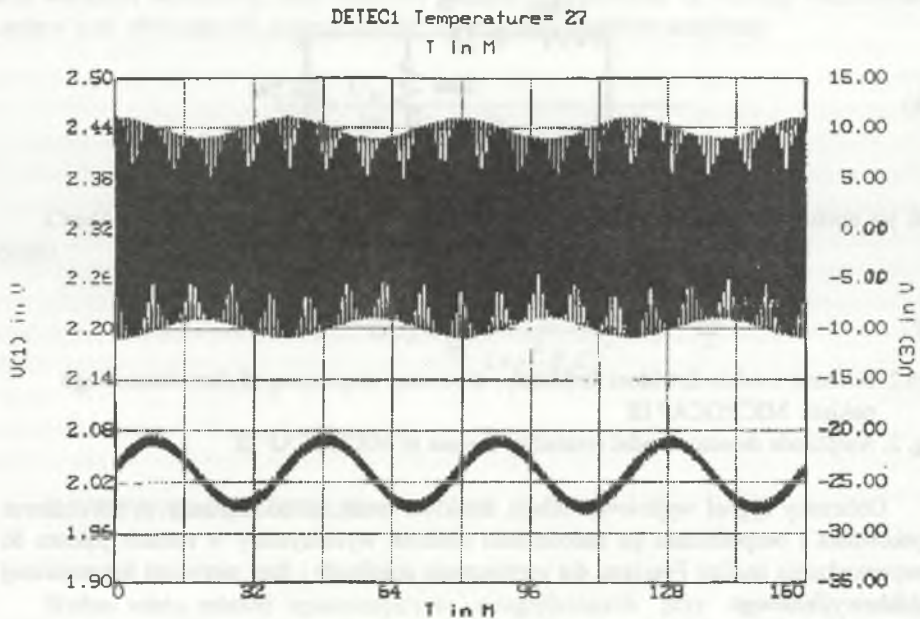
Obliczony sygnał wyjściowy układu detektora może zostać zapisany w tzw. zbiorze użytkownika i bezpośrednio po zakończeniu obliczeń wykorzystany w ramach pakietu do przeprowadzenia analizy Fouriera, dla wyznaczenia amplitudy i fazy pierwszej harmonicznnej sygnału wyjściowego.

Ze względu na nieliniowość układu jedynym rodzajem analizy, który można w tym przypadku zastosować, jest analiza w dziedzinie czasu TRANSIENT. Ponieważ ten rodzaj analizy służy przede wszystkim do obliczania stanów przejściowych, a potrzebne wyniki analizy dotyczą stanu ustalonego, należy początkowo przeprowadzić symulację działania układu w czasie dostatecznie długim, aby stany przejściowe zanikły, np. dla $10R_dC_d$, przy użyciu opcji zachowania warunków początkowych (leave initial conditions), a następnie obliczyć odpowiedź układu za jeden okres sygnału modulującego, zapisując wyniki do zbioru użytkownika (user's file). Po wyjściu z analizy TRANSIENT należy wywołać analizę FOURIER dla tego zbioru użytkownika, określić pożądaną liczbę harmonicznnych i wykonać analizę. Wyniki analizy pojawiają się na ekranie w postaci prążków na osi częstotliwości, ale

można i trzeba zażądać wyświetlenia wartości liczbowych na ekranie, z których można odczytać amplitudę i fazę pierwszej harmonicznej sygnału wyjściowego modelu detektora. Stosując opisaną technikę przeprowadzenia eksperymentu symulacyjnego, obliczono odpowiedzi ustalone układu detektora wg rys.2, przy $m = 1$ dla sygnału o częstotliwości nośnej 2000 Hz i amplitudzie 10 V, zmodulowanego sygnałem o amplitudzie 1 V i częstotliwości odpowiednio: 3,125; 6,25; 12,5; 25; 50; 100; 200 Hz.

Przykładowy przebieg sygnału na wejściu detektora i na jego wyjściu w stanie ustalonym przedstawiono na rys.3.

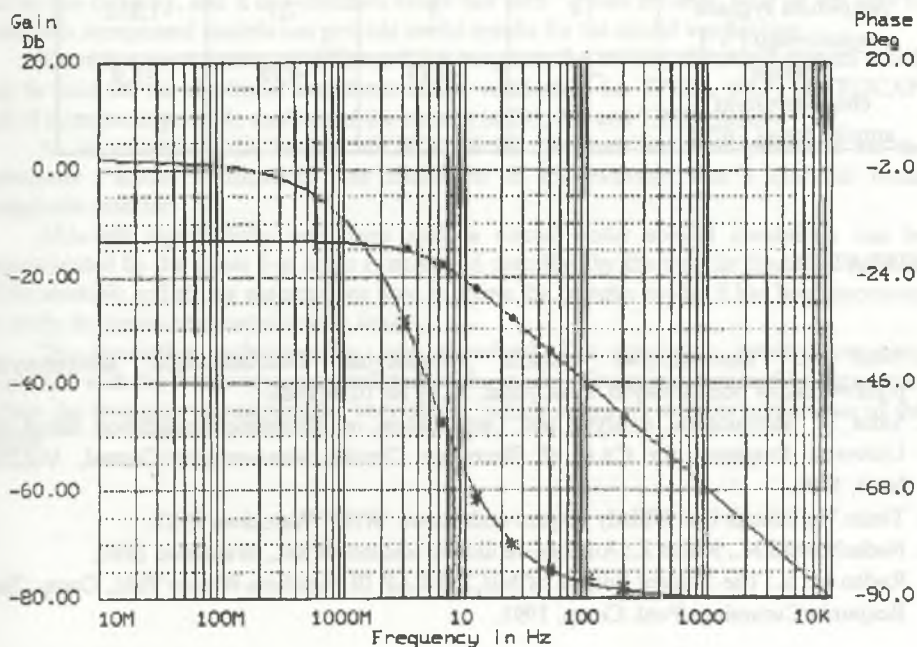
Z przebiegu wyjściowego detektora zapisanego w zbiorze użytkownika określono następnie za pomocą analizy Fouriera dla wszystkich częstotliwości modulujących wartość amplitudy pierwszej harmonicznej odpowiedzi i jej przesunięcie fazowe. Obliczono następnie stosunek amplitud pierwszej harmonicznej do amplitudy sygnału modulującego.



Rys.3. Przebieg sygnału na wejściu detektora V(3) i na jego wyjściu V(1)
Fig. 3. Output V(3) and input V(1) signals of the magnitude detector

Uzyskane wyniki naniesiono w postaci punktów na wykres charakterystyk amplitudowej i fazowej (rys.4) obliczonych za pomocą analizy AC pakietu MICROCAP III dla modelu detektora wyrażonego przez transmitancję (5).

Punkty charakterystyki częstotliwościowej detektora wyznaczone na podstawie wyników eksperymentu symulacyjnego leżą dość blisko charakterystyk częstotliwościowych obliczonych dla modelu. Różnica charakterystyk amplitudowych, w siedmiu punktach, nie przekracza nigdzie 0,44 dB, co odpowiada błędowi poniżej 5%, a różnica charakterystyk fazowych jest mniejsza niż 1,5°.



Rys.4. Charakterystyki częstotliwościowe modelu detektora wg (5) z naniesionymi punktami odpowiadającymi wynikom eksperymentu symulacyjnego na modelu układowym wg rys.2: (·) - charakterystyka amplitudowa, (*) - charakterystyka fazowa
Fig. 4. Frequency diagrams of the detector model according to (5).

The indicated points correspond to the results of the simulation:

(·) - magnitude diagram, (*) - phase diagram

Wykonano również eksperymenty symulacyjne mające na celu oszacowanie zakresu stosowności modelu detektora ze względu na amplitudę sygnału wejściowego. Dla częstotliwości sygnału modulującego 25 Hz, zachowując głębokość modulacji 10 %, zmniejszano amplitudę sygnału na wejściu detektora od początkowych 10 V do 1,25 V, każdorazowo określając amplitudę i fazę pierwszej harmonicznej na wyjściu detektora. Różnice charakterystyki amplitudowej, zestawione w tabeli 1, rosną wraz ze zmniejszaniem amplitudy napięcia wejściowego, różnice charakterystyki fazowej natomiast pozostają praktycznie niezmiennie, poniżej 1,5°.

Wydaje się, iż w świetle przedstawionych wyników badań symulacyjnych, zaproponowany model dynamiczny (4) detektora amplitudy wg rys.1 został pozytywnie zweryfikowany dla zamierzonych zastosowań.

Tabela 1

Amplituda sygnału wejściowego [V]	10	5	2,5	1,252
Różnice charakterystyki amplitudowej [dB]	-0,3	-0,43	-0,78	-1,9

LITERATURA

1. Sidor T.: Komputerowe badania symulacyjne elektronicznych analogowych przetworników pomiarowych. Zesz. Nauk. AGH Nr 1016/1985.
2. Sidor T.: Metrological Analysis and Optimisation of Electronic Transducers based on Universal Programs for CAA of Electronic Circuits. Measurement+Control, Vol.23, No 5, 1990.
3. Tietze U., Schenk Ch.: Układy półprzewodnikowe. WNT, Warszawa 1987.
4. Nadachowski M., Kulka Z.: Analogowe układy scalone. WKiŁ, Warszawa 1980.
5. Roden M. S.: The Student Edition of MICRO-CAP III. Addison-Wesley Publ. Comp.,The Benjamin/Cummings Publ. Comp. 1991.

Recenzent: Dr hab. inż. Tadeusz Skubis

Wpłynęło do Redakcji dnia 24 października 1996 r.

Abstract

Dynamic properties of various measuring transducers, especially for measurements of non-electric quantities, are often very difficult to investigate in laboratory. The problems of generating standard testing signals and accurate measurement of transducer output are sometimes very difficult or very expensive to solve.

This is why the computer simulation is often used to verify the dynamic properties of the transducers models. The great advantage of the simulation method lies in practically limitless possibility of generating standard testing signals, as well as in the precision of the output signal determination.

The method of computer simulation is widely accepted for verification of the transducer models when the physical model of the transducer is available. All the electronic transducers fall in this category, and it is a common belief that their "circuit models" built on the base of electronic component models can provide useful results for the model verification.

There is a great variety of different CAA programs for solving electronic circuits which can be used for the electronic transducer model verification i.e. SPICE, NAP, MICROCAP. All of them make possible analysis of the circuits in DC, AC and TIME domain.

As an example, the use of MICROCAP III program has been presented for the transducer model verification. The transducer in the example was a classical diode magnitude detector.

Although significantly non-linear such a circuit under special conditions can be approximated by the linear 1-st order system, and described by the transfer function. Because of the multiple and strong assumptions used to create the detector model it has been necessary to verify its correctness and check its limits.

The simulation technique has been described. The simulation results have been compared with the frequency characteristics of the model. The points obtained by simulation follow the frequency characteristics very close, which seems to confirm correctness of the model.