



Robert BERCZYŃSKI

WYKORZYSTANIE SYMULACJI KOMPUTEROWEJ PRZY PROJEKTOWANIU I ANALIZIE PRACY UKŁADÓW ELEKTRONICZNYCH

Streszczenie

Artykuł niniejszy przedstawia porównanie badań modelu fizycznego z wynikami symulacji komputerowej. Do badań wybrany został akustyczny wzmacniacz mocy o typowej topologii niesymetrycznej z quasi-komplementarnym stopniem wyjściowym. W pierwszym rozdziale zawarte są zagadnienia związane z analizami symulacyjnymi i modelami elementów elektronicznych biernych i aktywnych, w następnym zawarte są wiadomości dotyczące charakterystyk i parametrów pracy akustycznych wzmacniaczy mocy. W ostatnim rozdziale zaprezentowane są wyniki badań, wyniki pomiarów, ich zestawienie oraz analiza porównawcza.

WSTĘP

Wykorzystanie odpowiedniego systemu symulacyjnego przy projektowaniu urządzenia elektronicznego i przy jego budowaniu jest niewątpliwie bardzo pomocne. Analiza symulacyjna umożliwia uzyskanie szeregu charakterystyk pracy urządzenia, zarówno prądowo-napięciowych, jak i częstotliwościowych, w statycznych oraz dynamicznych warunkach pracy. Bazując na zaprojektowanym modelu komputerowym i szeregu specjalnych analiz, możliwe jest zbadanie urządzenia zarówno w jego typowych, znamionowych warunkach, jak i skrajnie nietypowych.

1. ANALIZY SYMULACYJNE I MODELE ELEMENTÓW PROGRAMU SPICE

1.1. Analiza stałoprądowa

Określenie stało-prądowych punktów pracy analizowanego układu elektronicznego, dotyczących wszystkich elementów składowych uzyskuje się poprzez wykonanie analizy stało-prądowej. Analiza DC jest wykonywana zawsze przed każdą inną zadeklarowaną analizą – przed analizą częstotliwościową w celu określenia podstawowych parametrów dla zlinearyzowanych modeli elementów nieliniowych a przed analizą czasową w celu ustalenia warunków początkowych pracy układu. Po dodaniu odpowiednich dyrektyw, dzięki analizie stało-prądowej możliwe jest również uzyskanie wartości wzmocnienia stało-prądowego. Oprócz tego uzyskać można wartości rezystancji wejściowej i wyjściowej układu.

Analiza stało-prądowa umożliwia również wyznaczenie mało-sygnałowej stało-prądowej wrażliwości określonej wielkości wyjściowej względem wszystkich parametrów układu.

Do rozwiązywania układów równań w programie SPICE wykorzystywane są dwa rodzaje algorytmów: metoda dekompozycji LU będąca zmodyfikowaną metodą eliminacji Gaussa – dla obwodów liniowych i iteracyjny algorytm Newtona-Raphsona – dla obwodów nieliniowych. [2, 3]

1.2. Małosygnałowe analizy częstotliwościowe

Efektom wykonania analizy częstotliwościowej są wartości zmiennoprądowych wielkości wyjściowych. Przed analizą częstotliwościową wykonywana jest analiza stało-prądowa, mająca na celu wyznaczenia punktów pracy układu, następnie na podstawie tych obliczeń, określane są parametry zlinearyzowanych modeli elementów nieliniowych. Przygotowany układ jest analizowany w określonym zakresie częstotliwości. Wynikiem analizy jest zwykle wartość jednej z transmitancji układu dla zadanej częstotliwości. Dla większej wygody, jeżeli badany układ posiada tylko jedno źródło sygnału wymuszającego, można ustalić jego wartość jako jednostkową, wielkość wyjściowa jest wtedy równa liczbowo wartości wzmocnienia układu.

Do grupy analiz częstotliwościowych wchodzi: analiza zmiennoprądowa w stanie ustalonym (AC), analiza zniekształceń nieliniowych (Disto) oraz analiza szumowa (Noise). We wszystkich tych analizach wykorzystuje się uproszczone modele elementów nieliniowych. W przypadku analizy zniekształceń, model nieliniowy uwzględniający nieliniowość rzędu drugiego i trzeciego natomiast dla analiz zmiennoprądowej i szumowej wykorzystywane są modele liniowe. [2, 3]

1.3. Czasowa

Wynikiem analizy czasowej są przebiegi wartości napięć i prądów w żądanych punktach układu w funkcji czasu i w określonym przedziale czasu. Warunki początkowe tej analizy, określane są na podstawie wykonanej wcześniej analizy stało-prądowej. Wartości stałe przyjmuje się dla wszystkich źródeł wymuszających niezależnych od czasu, na przykład źródeł zasilających układ.

Podczas analizy czasowej, możliwe jest również zadeklarowanie wykonania analizy Fouriera, która dla dowolnego potencjału węzłowego wyznacza współczynniki rozwinięcia szeregu Fouriera.

Do rozwiązywania równań różniczkowych opisujących układy elektryczne w funkcji czasu, wykorzystuje się algorytmy całkowania numerycznego. Użytkownik programu SPICE ma do wyboru szereg algorytmów pracy: interpolacyjny algorytm Eulera, algorytm trapezów lub jeden z algorytmów Geara (od 2 do 6 rzędu). [2, 3]

1.4. Modele elementów symulacyjnych

Oprócz metod analiz obwodów elektronicznych, o jakości wyników badań symulacyjnych, decydują właściwie i precyzyjnie ustalone modele elementów elektronicznych, zgodne z rzeczywistymi produkowanymi elementami elektronicznymi. Dokładne modele decydują o tym czy wyniki przeprowadzonych symulacji zgodzą się z pomiarami rzeczywistego układu.

Duża baza modeli elementów elektronicznych, w szczególności elementów półprzewodnikowych jest podstawowym powodem, dzięki któremu program SPICE zyskał tak dużą popularność.

Rezystor - jest elementem podstawowym elementem biernym, jego wartość interpretowana jest w języku i analizach SPICE'a (w macierzach zmodyfikowanej metody węzłowej) jako element o zadanej konduktancji. Model rezystora zawiera dodatkowe opcjonalne parametry, którymi można modelować zmiany rezystancji pod wpływem temperatury. Zmiany rezystancji pod wpływem temperatury modelowane są odpowiednim wielomianem:

$$R(T) = R(T_{nom})[1 + T_{C1}(T - T_{nom}) + T_{C2}(T - T_{nom})^2] \quad (1.1)$$

gdzie:

T – aktualnie założona temperatura podczas badań,

T_{nom} – temperatura nominalna 300 K w przybliżeniu równa 27 stopniom Celsjusza,

T_{C1} – temperaturowy współczynnik zmian rezystancji rzędu pierwszego,

T_{C2} – temperaturowy współczynnik zmian rezystancji rzędu drugiego.

Kondensator - wartość pojemności tak samo, jak rezystancji jest wprowadzana do programu bezpośrednio, jednakże sam model kondensatora nie uwzględnia tylko wartości pojemności. Kondensator w programie SPICE modelowany jest liniowym modelem stowarzyszonym. Tworzenie takiego modelu można zilustrować korzystając z najprostszego algorytmu całkowania numerycznego – algorytmu iteracyjnego Eulera. Budowa modelu kondensatora następuje w dwu krokach:

- do opisu napięcia na kondensatorze stosowany jest algorytm interpolacyjny Eulera,
- tworzone jest równanie umożliwiające zastosowanie go w zmodyfikowanej metodzie węzłowej.

Równanie nadające się do implementacji układowej ma postać:

$$i_n = G_{eq}(n)u_n - I_{eq}(n) \quad (1.2)$$

gdzie:

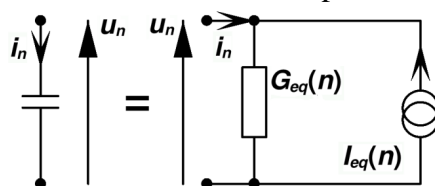
i – prąd kondensatora w modelu,

G_{eq} – konduktancja ekwiwalentna w modelu,

I_{eq} – prąd źródła ekwiwalentnego w modelu,

n – kolejny krok w modelu iteracyjnym.

Iteracyjny stowarzyszony model kondensatora ma postać:



Rys. 1.1. Model stowarzyszony kondensatora [3]

Część prądu kondensatora zależną od aktualnego napięcia na kondensatorze jest opisana przez konduktancję ekwiwalentną w modelu, natomiast naładowanie kondensatora jest opisywane ekwiwalentnym źródłem prądowym. Wyrażenia na składowe równania zależą od konkretnego zastosowanego algorytmu obliczeń – Eulera, trapezów, Geara. Najwydajniejsze obliczeniowo ze względu na metodę węzłową jest wykorzystanie interpolacyjnego algorytmu Eulera lub algorytmu Geara. Za każdym razem zmiana algorytmu obliczeń nie powoduje zmiany struktury modelu, różnica występuje tylko w wyrażeniach na parametry tego modelu.

Cewka - wartość indukcyjności, identycznie jak pojemność i rezystancja wprowadzana jest do programu bezpośrednio, jednakże dla niej także tworzony jest model stowarzyszony. Dla utworzenia modelu indukcyjności wygodniejsze jest zastosowanie algorytmu całkowania numerycznego bezpośrednio na wyrażeniach prądowych cewki.

Równanie nadające się do implementacji układowej ma postać:

$$i_n = G_{eq}(n)u_n + I_{eq}(n) \quad (1.3)$$

gdzie:

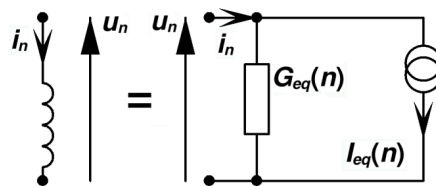
i – prąd cewki w modelu,

G_{eq} – konduktancja ekwiwalentna w modelu,

I_{eq} – prąd źródła ekwiwalentnego w modelu,

n – kolejny krok w modelu iteracyjnym.

Natomiast iteracyjny stowarzyszony model cewki jest podobny do modelu kondensatora i ma postać:

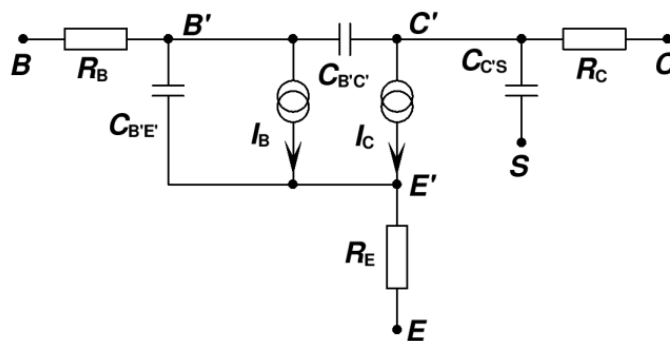


Rys. 1.2. Model stowarzyszony cewki [3]

Identycznie jak w modelu kondensatora, wyrażenia na składowe równania opisującego model zależą od zastosowanego algorytmu obliczeniowego. Podobnie jak w poprzednim modelu, zmiana algorytmu obliczeniowego nie zmienia struktury modelu cewki.

Tranzystor bipolarny - spośród wielu dostępnych modeli tranzystora bipolarnego, w języku SPICE został zaimplementowany dynamiczny nieliniowy model ładunkowy Gummela-Poona, który jest zaawansowanym rozwinięciem modelu Ebersa-Moła [3]. Model Gummela-Poona uwzględnia dodatkowo zjawiska:

- rezystancje rozproszenia elektrod tranzystora,
- modulację szerokości bazy,
- efekty przebicia złącz,
- czasy przelotu nośników przez warstwy zaporowe,
- efekty występujące zarówno przy małych i dużych poziomach wstrzykiwania nośników.



Rys. 1.3. Nieliniowy model Gumela-Poona (kierunku prądów jak dla tranzystora npn) [3]

Model Gummela-Poona wydaje się być najwygodniejszym w zastosowaniach, składa się on z czterdziestu różnych parametrów, opisujących modelowany tranzystor bipolarny, w funkcji zmian napięć i prądów końcowkowych oraz temperatury. Za pomocą w sumie jedynie czterdziestu parametrów i ich wartości liczbowych istnieje możliwość zamodelowania złożonej struktury typowego tranzystora bipolarnego. Projektowanie układu bez komputera, wymaga korzystania z danych katalogowych i przygotowanych przez producenta

charakterystyk tranzystora. Mimo tego, że tych parametrów jest dużo, to i tak trzeba korzystać z metod interpolacyjnych, a sam odczyt danych z wykresów i charakterystyk już jest obciążony dość dużym błędem.

Podstawową zaletą tego modelu jest jego uniwersalność, może być użyty zarówno podczas analiz wielko-sygnałowych, jak i mało-sygnałowych, oprócz tego, należy zwrócić uwagę, że jest to model fizyczny. Oznacza to, że każdy element zawarty w modelu reprezentuje konkretne zjawiska fizyczne zachodzące wewnątrz struktury tranzystora. [2, 3]

Interpretacja poszczególnych elementów modelu jest następująca:

I_C, I_B – źródła prądowe modelujące prądy tranzystora,
 R_C, R_B, R_E – rezystancje rozproszenia kolektora, bazy i emitera,
 C_{BE}, C_{BC} – wypadkowe pojemności złączy tranzystora,
 C_{CS} – pojemność pasożytnicza między kolektorem i podłożem.

2. AKUSTYCZNE WZMACNIACZE MOCY

2.1. Charakterystyki pracy

Do podstawowych charakterystyk opisujących akustyczne wzmacniacze mocy zaliczane są [4]:

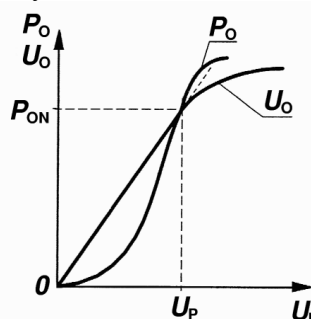
a) charakterystyki przejściowe (przedstawione na rys. 2.1):

– napięciową charakterystykę przejściową wzmacniacza mocy określoną zależnością:

$$U_O = f(U_I) \text{ przy } R_L = \text{const} \quad (2.1)$$

– mocową charakterystykę przejściową wzmacniacza mocy określoną zależnością:

$$P_O = f(U_I) \text{ przy } R_L = \text{const} \quad (2.2)$$

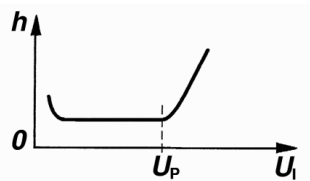


Rys. 2.1. Charakterystyki przejściowe [4]

Zagięty odcinek napięciowej charakterystyki przejściowej przy dużych wartościach napięcia wejściowego wynika z punktu granicy pracy wzmacniacza określonego tzw. napięciem przesterowania U_p . Jest to poziom napięcia wejściowego, powyżej którego, wzmacniacz zaczyna przechodzić w wyraźną pracę nieliniową. Napięcie to określa się jako punkt przecięcia mocowej i napięciowej charakterystyki przejściowej wzmacniacza lub jako punkt rozejścia się napięciowej charakterystyki przejściowej i stycznej doprowadzonej do tej charakterystyki.

b) charakterystyka zawartości zniekształceń harmonicznych napięcia wyjściowego (przedstawiona na rys. 2.2) określona zależnością:

$$h = f(U_I) \text{ przy } R_L = \text{const i } f = \text{const} \quad (2.3)$$

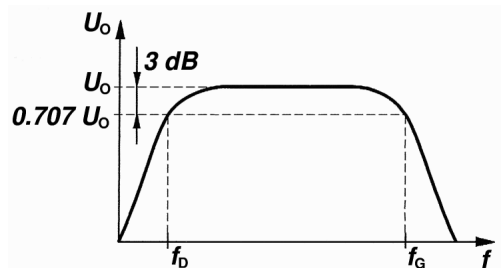


Rys. 2.2. Charakterystyka zniekształceń harmoniczných [4]

Zagięty kształt odcinka charakterystyki przy małych wartościach napięcia zasilania wynika z powstawania zniekształceń skrośnych tranzystorów dla małych poziomów napięcia wejściowego, natomiast kształt dla wyższych napięć wejściowych wynika z przechodzenia wzmacniacza w stan pracy wyraźnie nieliniowej powyżej poziomu napięcia przesterowania.

- c) amplitudowa charakterystyka częstotliwościowa (przedstawiona na rys. 2.3) określona zależnością:

$$U_O = f(f) \text{ przy } R_L = \text{const i } U_I = \text{const } (U_I < U_p) \quad (2.4)$$



Rys. 2.3. Amplitudowa charakterystyka częstotliwościowa [4]

Kształt tej charakterystyki wynika ze zjawiska ograniczenia dolnych częstotliwości, spowodowanego przez filtr górnoprzepustowy tworzony przez kondensatory znajdujące się na wejściu wzmacniacza, wyjściu wzmacniacza i kondensatora, podłączonego do masy, w czwórniku ujemnego sprzężenia zwrotnego oraz ograniczenia górnych częstotliwości spowodowanego istnieniem filtra dolnoprzepustowego utworzonego przez pojemności wewnętrzne tranzystorów w układzie wzmacniacza i kondensatora szeregowego w czwórniku ujemnego sprzężenia [1].

2.2. Parametry pracy

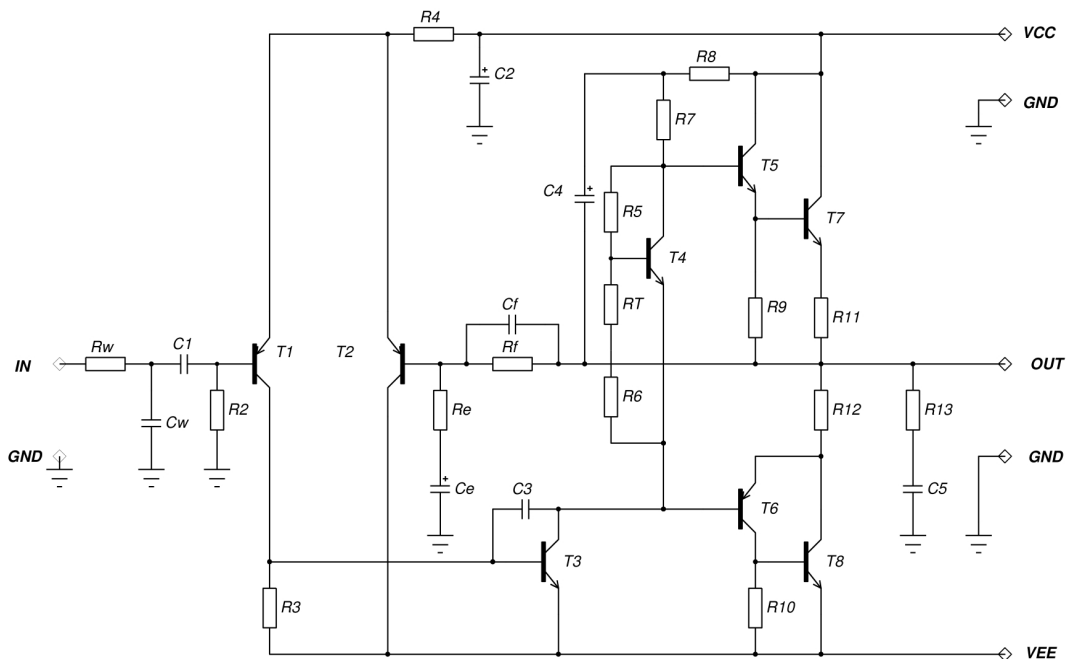
Do podstawowych parametrów opisujących wzmacniacze mocy zalicza się [4, 5]:

- moc znamionową wzmacniacza – jest to wartość mocy wyjściowej dostarczonej do obciążenia przy podanym na wejściu wzmacniacza napięciu przesterowania. Jest to zatem maksymalna wartość mocy na obciążeniu przy założonych dopuszczalnych zniekształceniach nieliniowych,
- pasmo przenoszonych częstotliwości – jest to różnica górnej i dolnej częstotliwości granicznej. Zazwyczaj za pasmo uznaje się górną częstotliwość graniczną ze względu na bardzo małą wartość dolnej częstotliwości granicznej w stosunku do górnej. Dolna i górna częstotliwość graniczna są to częstotliwości odpowiadające spadkowi mocy wyjściowej wzmacniacza o połowę w stosunku do poziomu mocy dla średnich częstotliwości (zazwyczaj jako punkt odniesienia przyjmuje się poziom mocy przy 1kHz), co odpowiada spadkowi napięcia wyjściowego do poziomu -3dB (rys. 2.3.),

- c) współczynnik zawartości harmonicznych – jest to współczynnik określający zawartość energii składowych o częstotliwościach harmonicznych w stosunku do energii składowej o częstotliwości podstawowej przy wymuszeniu harmonicznym,
- d) wartość napięcia przesterowania – zdefiniowana na rys. 2.1,
- e) znamionowa impedancja obciążenia – wartość impedancji obciążenia, na którą został zaprojektowany wzmacniacz, zapewniająca znamionowe warunki pracy wzmacniacza.

3. ZESTAWIENIE WYNIKÓW POMIARÓW I SYMULACJI. ANALIZA PORÓWNAWCZA

Przy wyborze układu akustycznego wzmacniacza mocy sugerowano się przede wszystkim: popularnością konstrukcji, łatwością topologii układowej, dostępnością zarówno samych tranzystorów, jak i dopasowanych do nich istniejących modeli komputerowych (zgodność producenta tranzystora i wydawcy modelu SPICE'owego) w celu zachowania zgodności modelu rzeczywistego, modelu komputerowego oraz modelu obliczeniowego. Wybór padł na topologie wzmacniacza mocy, pochodzącą z większości polskich wzmacniaczy produkowanych w zrzeczeniu Unitra (Radmor, Dióra) w latach 70' i 80' ubiegłego wieku. Schemat ideowy wzmacniacza mocy przedstawiony jest na rys. 3.1.



Rys. 3.1. Schemat ideowy wybranego wzmacniacza mocy

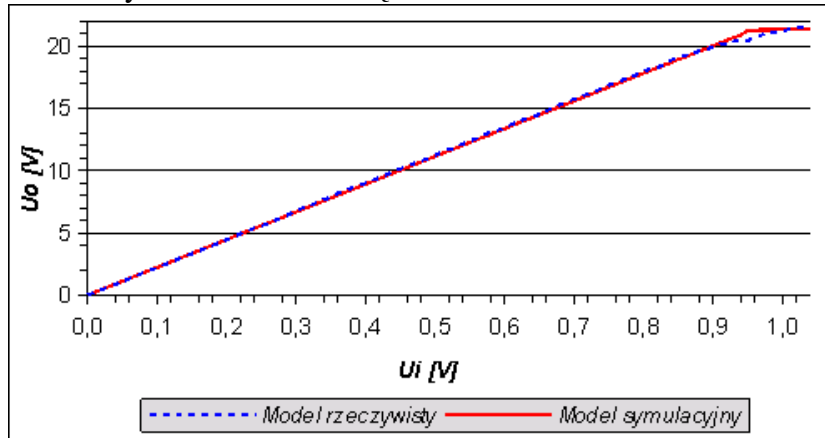
Stopień wstępny wzmacniacza napięciowego składa się z różnicowej pary tranzystorów T_1 i T_2 , zapewniającej duże wzmocnienie napięciowe. Stopień sterujący wzmacniacza napięciowego, to tranzystor T_3 . Końcowy wzmacniacz prądowy zapewniający duże wzmocnienie prądowe zrealizowany jest w układzie „super-alfa”, dla dodatniej połówki sygnału są to tranzystory T_5 i T_7 , dla ujemnej T_6 i T_8 . Tranzystory T_7 i T_8 tworzą parę „quasi-komplementarną”. Tranzystor T_4 umieszczony na tym samym radiatorze co tranzystory T_7 i T_8 zapewnia ciepłe ujemne sprzężenie zwrotne. Wartością R_T ustala się spoczynkowy punkt pracy wzmacniacza mocy (w fizycznym układzie jest to potencjometr).

Dodatkowe podobwoły zawarte w układzie to:

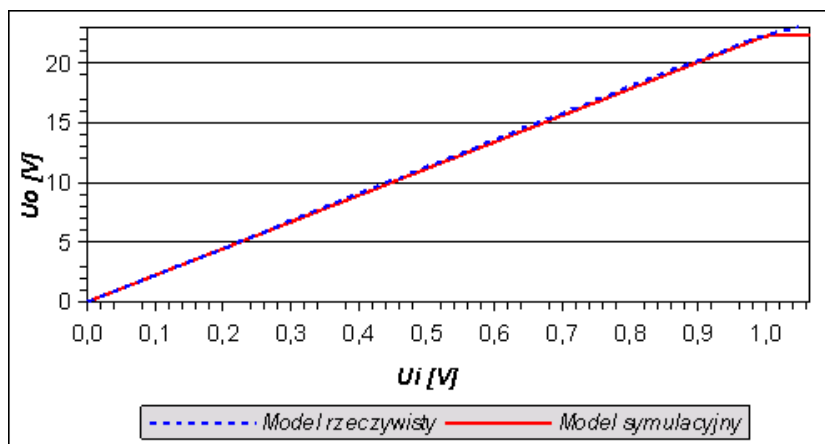
- a) czwórnik ujemnego sprzężenia zwrotnego, w postaci R_f , R_e (wyznaczających jednocześnie wzmocnienie napięciowe całego wzmacniacza mocy) oraz C_f i C_e ,

- b) tzw. układ „bootstrap”, działający na zasadzie chwilowego podbicia napięcia zasilania, zrealizowany z R_7 , R_8 i C_4 ,
- c) tzw. układ Boucherota, zabezpieczający wzmacniacz mocy przed oscylacjami na indukcyjnym obciążeniu, jakim jest głośnik, zrealizowany z R_{13} i C_5 ,
- d) układ stabilizacji prądu spoczynkowego, zrealizowanego z R_T , R_5 , R_6 i T_4 .
- e) dolnoprzepustowy filtr na wejściu wzmacniacza zrealizowany na R_W , C_W – zapewniający odcięcie wysokich ponad akustycznych częstotliwości na wejściu.

Na podstawie przeprowadzonych pomiarów i symulacji uzyskano napięciową charakterystykę przejściową oraz charakterystykę zniekształceń harmoniczných odpowiednio dla obciążenia 4Ω i 8Ω . Amplitudowe charakterystyki przejściowe przedstawiają: rysunek 3.2. dla obciążenia 4Ω i rysunek 3.3 dla obciążenia 8Ω .



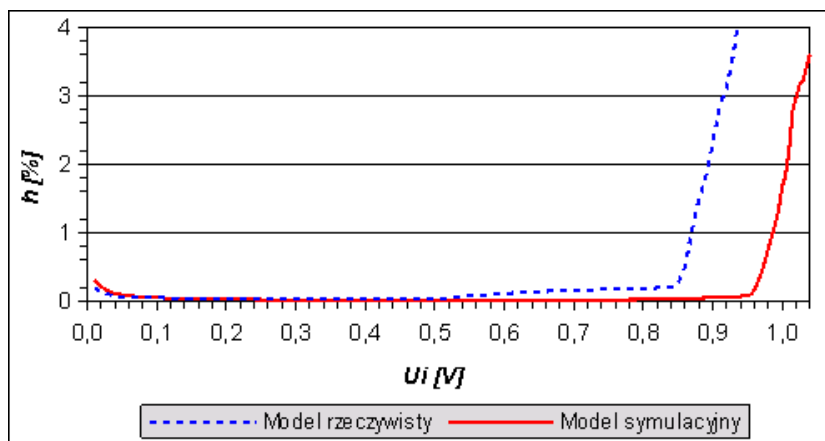
Rys. 3.2. Napięciowe charakterystyki przejściowe dla obciążenia 4Ω



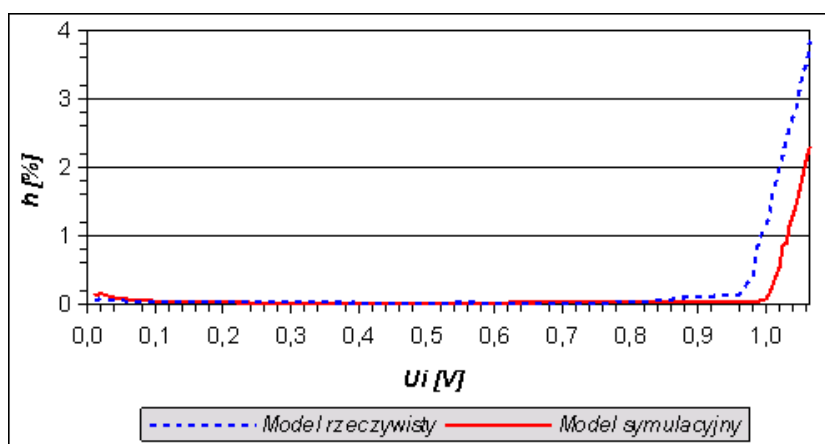
Rys. 3.3. Napięciowe charakterystyki przejściowe dla obciążenia 8Ω

Przedstawione charakterystyki pokazują zgodność modelu symulacyjnego i modelu rzeczywistego. Na charakterystykach modelu rzeczywistego nie widać jednoznacznie zakrzywienia wykresu przy dużych napięciach wejściowych, zakrzywienie istnieje, jednakże jest dużo mniej widoczne w porównaniu do charakterystyk modelu symulacyjnego. Wynika to z faktu, że podczas symulacji odczytywana była wartość napięcia dla jednej harmonicznej sygnału – 1kHz – natomiast wartości odczytywane z woltomierzy, są wartościami napięć odkształconych – suma wartości napięcia dla częstotliwości podstawowej oraz harmoniczných tej częstotliwości.

Rysunki 3.4 i 3.5 przedstawiają charakterystyki zniekształceń harmoniczných odpowiednio: rys. 3.4 dla obciążenia 4Ω i rysunek 3.5 dla obciążenia 8Ω .



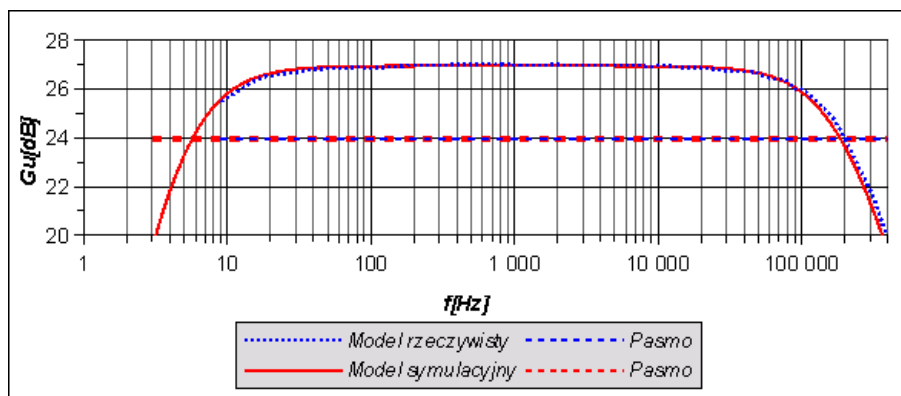
Rys. 3.4. Charakterystyki zniekształceń dla obciążenia 4 Ω



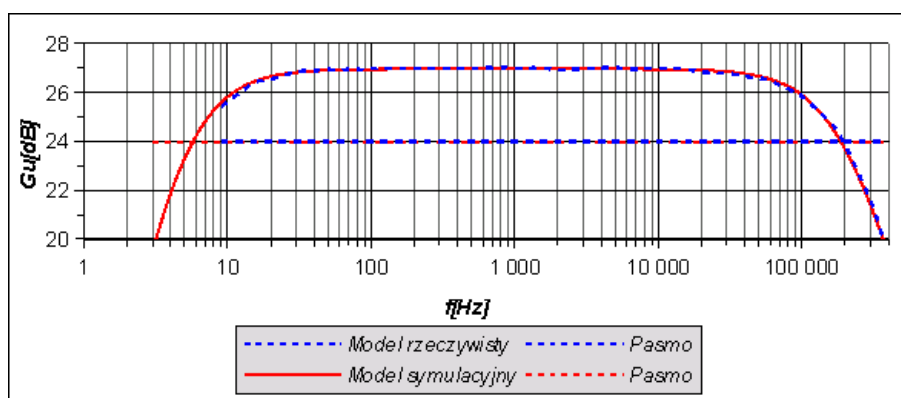
Rys. 3.5. Charakterystyki zniekształceń dla obciążenia 8 Ω

Charakterystyki zniekształceń harmonicznych również pokazują zgodność modelu symulacyjnego i modelu rzeczywistego. W zakresie niskich napięć wejściowych model rzeczywisty wykazuje mniejszą wartość zniekształceń skrośnych niż model symulacyjny, jednakże są to wartości porównywalne ze sobą. W zakresie wyższych napięć wejściowych, model rzeczywisty wykazuje większe zniekształcenia niż model symulacyjny, jednakże nie wynika to z niezgodności modeli. W zakresie wysokich napięć wejściowych, akustyczny wzmacniacz mocy pracuje przy dużych mocach strat oraz dużym napięciu wyjściowym na obciążeniu, co powoduje wzrost temperatury tranzystorów końcowych. Wzrost temperatury stopnia końcowego powodował przesunięcie punktów pracy tranzystorów w zakres pracy nieliniowej, powodując powstawanie zniekształceń na wyjściu wzmacniacza. Natomiast opracowany model komputerowy nie uwzględnia aspektów temperaturowo-sprawnościowych.

Rysunki 3.6 i 3.7 przedstawiają amplitudowe charakterystyki częstotliwościowe odpowiednio dla obciążenia 4 Ω i 8 Ω .



Rys. 3.6. Amplitudowa charakterystyka częstotliwościowa dla obciążenia 4 Ω



Rys. 3.7. Amplitudowa charakterystyka częstotliwościowa dla obciążenia 8 Ω

Tab. 3.1. Zestawienie parametrów

Model	symulacyjny		rzeczywisty		przy kryteriach
	4	8	4	8	
Obciążenie [Ohm]	4	8	4	8	h = 0,1 %
Amplituda napięcia progowego [V]	0,955	1,002	0,410	0,636	
Moc skuteczna [W]	56,185	31,000	21,437	25,490	
Wzmocnienie napięciowe [dB]	26,954	26,959	26,970	26,998	f = 1 kHz
Dolna częstotliwość pasma przenoszenia [Hz]	5,70	5,70	< 9,00	< 9,00	$\Delta G_u = 3$ dB
Górna częstotliwość pasma przenoszenia [kHz]	187,10	187,92	190,00	190,00	

Górne częstotliwości graniczna dla modelu symulacyjnego są ze sobą zgodne, odchyłka kilku kiloherców przy rzędzie setek kiloherców jest do pominięcia. Podczas pomiarów modelu rzeczywistego modelu, dla częstotliwości poniżej 9 Hz generator zrywał drgania, zatem nie był możliwy dokładny pomiar, jednakże z przebiegu charakterystyki można wnioskować zbliżoną wartość dolnej częstotliwości granicznej modelu rzeczywistego do wartości tej częstotliwości dla modelu symulacyjnego.

Różnicę między wzmocnieniami napięciowy modeli również można pominąć, tym bardziej że wzmocnienie wyrażone jest miarą logarytmiczną.

Natomiast różnicę wartości amplitud napięcia progowego i wyjściowej mocy wzmacniacza, nie wynika z niezgodności modeli. Różnica ta spowodowana jest tym, iż przy wysokich napięciach wejściowych tranzystory stopnia końcowego nagrzewają do temperatury znacznie powyżej temperatury otoczenia. Z kolei wzrost temperatury tranzystorów powoduje przesunięcie ich punktów pracy w zakres pracy nieliniowej.

USING COMPUTER SIMULATION IN THE DESIGN AND ANALYSIS OF ELECTRONIC SYSTEMS

Abstract

This article presents the comparison of the research on real-physical model and the results of computer simulations. The acoustic power amplifier in typical quasi-complementar topology in ending stage was chosen to the research. The first chapter contains the issues related to the simulation analyses and the models of passive and active electronic elements. The next chapter presents the information about the characteristics and the work parameters of acoustic amplifiers. The last chapter shows the results of research on of real-physical model, the results of the simulation analysis and their comparison.

BIBLIOGRAFIA

1. Boksa J., *Analogowe układy elektroniczne*, BTC, Warszawa, 2007
2. Dobrowolski A., Kaźmierczak J., Komur P., Malinowski A., *Laboratorium z komputerowej analizy układów elektronicznych*, WAT, Warszawa, 2007
3. Dobrowolski A., *Pod maską SPICE'a. Metody i algorytmy analizy układów elektronicznych*, BTC, Warszawa, 2004
4. Grabowski L., *Pracownia elektroniczna. Układy elektroniczne*, WSIP, Warszawa, 1997
5. Feszczuk M., *Wzmacniacze elektroakustyczne*, WKŁ, Warszawa, 1986

Autor:

Robert BERCZYŃSKI